

Nachführbare Antennen geringer Bauhöhe für die mobile Satellitenkommunikation

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades
Doktor-Ingenieur (Dr.-Ing.)

vorgelegt der

Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
Technische Universität Ilmenau

von

Dipl.-Ing. Alexander Krauß

geboren am 24.12.1982 in Hildburghausen

Anfertigung im Fachgebiet Hochfrequenz- und Mikrowellentechnik

1. Gutachter: Univ.-Prof. Dr. rer. nat. habil. Matthias Hein (Betreuer)
Technische Universität Ilmenau
2. Gutachter: Univ.-Prof. Dr.-Ing. Giovanni Del Galdo,
Technische Universität Ilmenau
3. Gutachter: Univ.-Prof. Dr.-Ing. Dirk Manteuffel
Leibniz Universität Hannover

Tag der Einreichung: 07.03.2017

Tag der wissenschaftlichen Aussprache: 06.04.2018

Bibliografische Kurzfassung / Abstract

Das wachsende Interesse an bidirektionaler Satellitenkommunikation im Ka-Band erfordert Antennenentwürfe, welche die in diesem Kommunikationsband weit auseinander liegenden *Downlink*- und *Uplink*-Frequenzbereiche berücksichtigen und somit ein dualbandiges Verhalten aufweisen. Während Naturkatastrophen oder anderer desaströser Szenarien erfordert die mobile Krisenkommunikation über einen geostationären Satelliten eine hohe Zuverlässigkeit bei kompaktem Antennendesign. Im Fall einer beschädigten oder überlasteten terrestrischen Kommunikationsinfrastruktur stellen mobile Nutzerterminals mit einer geringen Aufbauhöhe eine wichtige Alternative für die Kommunikation von Rettungseinsatzkräften, Hilfsorganisationen und anderen Behörden und Organisationen mit Sicherheitsaufgaben dar. Im Rahmen dieser Arbeit wurde eine neuartige zweidimensional-periodische Leckwellenantennenstruktur entwickelt, die auf einer zweilagigen frequenzselektiven Oberfläche (FSS) basiert und sowohl für den Empfangs- als auch den Sendefall ausgelegt ist. Die erfolgreich entworfene FSS-Einheitszelle erlaubt zirkulare Polarisierung und überlagerte Aperturen für eine dualbandige Funktionalität. Die zweilagige frequenzselektive Oberfläche wird mit einer innovativen Primärquelle angeregt – realisiert durch eine Schlitzstrahlergruppe, die mittels integriertem und verlustarmem Hohlleiternetzwerk bei 20 und 30 GHz gespeist wird. Der Entwurf, Simulationsmodelle und die messtechnische Charakterisierung verschiedener Leckwellenantennenpaneele werden in der vorliegenden Dissertation im Detail diskutiert. Im Verlauf des Promotionsvorhabens wurden auf Basis der entwickelten Antennenpaneele zwei Demonstratoren nachführbarer Satellitenkommunikationsantennen aufgebaut und erfolgreich erprobt. Das verwendete Antennenkonzept erlaubt die Realisierung mit gewissen Freiheitsgraden bezüglich Anzahl und Neigungswinkel der Paneele für den Einsatz bei unterschiedlichen geografischen Breitengraden. Für die Nachführung der Richtcharakteristik wird eine hybride Strategie angewendet. Die Strahlnachführung im Azimut erfolgt mechanisch durch eigens für die Anwendung entwickelte Antennenpositionierer. In der Elevationsebene wird die elektronische Nachführung unter Ausnutzung einer rekonfigurierbaren Richtcharakteristik realisiert. Die empfangenen Signale mehrerer Subaperturen werden für eine digitale Signalverarbeitung in der Inneneinheit des Satellitenterminals parallel bis in das Basisband umgesetzt.

The growing interest in bi-directional satellite communications in Ka-band necessitates an antenna design, which is capable of handling dual-band operation due to widely separated down- and uplink frequencies within this communication band. Especially in the case of satellite communications on-the-move during catastrophes or disaster situations, a compact and robust antenna design with high reliability is needed. As the communication of public authorities and rescue forces would no longer be feasible due to destroyed terrestrial networks, mobile and low-profile satellite user-terminals become an important alternative. This thesis investigates an innovative two-dimensional periodic leaky-wave antenna structure comprised of a dual-layer frequency selective surface (FSS) intended for transmit and receive operation. A successfully developed FSS unit-cell features interlaced radiating antenna apertures and provides a dual-band behaviour with circular polarisation. The dual-layer FSS aperture is excited by two crossed-slots radiator arrays fed by a low-loss waveguide network at 20 and 30 GHz. The design of the leaky-wave antenna, simulations and measurement results are discussed in detail. To evaluate the general performance of a low-profile user-terminal antenna, two demonstrators were built, that represent first variants of functional terminal outdoor-units. Besides the validation of the principle-of-operation of antenna and tracking algorithm, practical aspects of tracking with respect to the mechanical azimuth positioner and its achievable positioning accuracy, velocity, and acceleration could be examined. In principle, the modular antenna concept accepts a differing number and alignment of antenna panels on a positioner, thus being suitable for elevation angles tailored to different geographical regions. To remain compact and potentially low cost, the overall concept is based on a low number of feed ports and low-loss waveguide networks. For the tracking, a hybrid approach was chosen. The tracking of the radiation pattern is done mechanically in the azimuth, and it is electronically controllable in the elevation plane. The system operates with a reconfigurable radiation pattern resulting from the differently inclined antenna panels. The received signals of all sub-apertures are converted simultaneously to the IF-domain, and further to the baseband to apply digital signal processing in the satellite terminal-in-door unit.

Danksagung

Die vorliegende Arbeit entstand im Rahmen meiner wissenschaftlichen Tätigkeit an der Technischen Universität Ilmenau im Fachgebiet Hochfrequenz- und Mikrowellentechnik. An erster Stelle danke ich Prof. Dr. Matthias Hein, der mir in seiner Position als Leiter des Fachgebiets Hochfrequenz- und Mikrowellentechnik die Durchführung dieser Arbeit ermöglichte und mich stets mit fachlichem Rat und Motivation unterstützte. Durch ihn wurde ich an die Ausübung einer verantwortungsvollen Tätigkeit und die systematische Bearbeitung komplexer Aufgaben herangeführt.

Besonderen Dank möchte ich zudem Dr. Ralf Stephan aussprechen, der als ein weiterer Ansprechpartner und langjähriger Erfahrungsträger jederzeit einen guten Rat und zielorientierte Lösungsstrategien anbieten konnte. Von seiner Gemütsruhe und hilfreichen Diskussionen profitierte ich bereits seit der Bearbeitungszeit meiner Studien- und Diplomarbeit zu Themen des Antennenentwurfs und der Mikrowellenmesstechnik.

Großer Dank gilt auch meinem Projektkollegen und langjährigen Freund Dr. Hendrik Bayer für die immer sehr gute und konstruktive Zusammenarbeit sowie den regelmäßigen intensiven Gedankenaustausch.

Für die professionelle technische Assistenz und für die Unterstützung bei messtechnischen Aufgaben bedanke ich mich ganz herzlich bei Matthias Zocher und Michael Huhn.

Ich danke den ehemaligen Arbeitskollegen am Fachgebiet, Dr. Mario Schühler und Dr. Christian Volmer von deren Erfahrung ich vor allem in meiner Anfangszeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter sehr profitieren konnte.

Dr. Kurt Blau als langjährigem Erfahrungsträger im Fachbereich möchte ich ebenfalls sehr gerne an dieser Stelle meinen Dank ausdrücken für all die einbringlichen Anekdoten und konstruktiven Diskussionen.

Dem gesamten Kollegium des Fachgebiets Hochfrequenz- und Mikrowellentechnik danke ich für die sehr schöne Zeit wie auch für eine stets familiäre Atmosphäre. Insbesondere gilt hierfür mein Dank Stefanie Loracher, Alexander Ebert, Frank Wollenschläger, Dr. Stefan Humbla, Dr. Safwat Irteza Butt und Philipp Berlt.

Ich bedanke mich herzlich bei allen Projektpartnern an der Technischen Universität Ilmenau, am Fraunhofer-Institut für Integrierte Schaltungen IIS in Erlangen, insbesondere den Projektkollegen der Forschergruppe Drahtlose Verteilsysteme (IIS-DVT) in Ilmenau sowie weiterhin bei den Kollegen vom Fraunhofer IIS Institutsteil Entwurfsautomatisierung (IIS-EAS) in Dresden, den Projektpartnern am Institut für Kommunikation und Navigation (DLR-IKN) in Oberpfaffenhofen-Weßling und bei der Industriean-

lagen-Betriebsgesellschaft (IABG) in Ottobrunn für das gemeinsame Gelingen im Rahmen der Fördervorhaben *MOSAKA* und *KASYMOSA*.

Zu großem Dank bin ich Kathrin Schleicher und Dr. Ralf Stephan für die Unterstützung bei der Korrektur dieser Dissertation verpflichtet.

Für die Erstellung der beiden weiteren Gutachten bedanke ich mich herzlichst bei Prof. Dr. Del Galdo sowie bei Prof. Dr. Manteuffel.

Nicht zuletzt möchte ich an dieser Stelle meinen Eltern Heike Krauß (†) und Gerd Krauß sowie meinen Freunden, insbesondere Marco Träger, für deren langjährige Unterstützung und das ausdauernde Bestärken danken. Besonderer Dank gilt Galina Nikolaevna Afonina für den Rückhalt und die immer einfallsreiche Motivation.

Alexander Krauß

München, 01.06.2018

Inhaltsverzeichnis

| | |
|--|-----------|
| Bibliografische Kurzfassung / Abstract | 2 |
| Danksagung | 4 |
| Inhaltsverzeichnis | 6 |
| 1 Einleitung | 8 |
| 2 Konzeption einer nachführbaren Satellitenkommunikationsantenne geringer Bauhöhe | 12 |
| 2.1 Anforderungen an das Antennenkonzept | 12 |
| 2.2 Beurteilung verschiedener Lösungsansätze..... | 18 |
| 2.3 Antennenkonzept mit rekonfigurierbarer Richtcharakteristik..... | 24 |
| 2.3.1 Baugruppen und Module | 24 |
| 2.3.2 Nachführung der Antennenrichtcharakteristik | 26 |
| 3 Grundlagen von Leckwellenantennen | 32 |
| 3.1 Klassifizierung und allgemeine Funktionsweise | 32 |
| 3.2 Entwurf und Strahlungseigenschaften von zweidimensional-periodischen Leckwellenantennen | 37 |
| 3.3 Entwurf von Einheitszellen für zweidimensional-periodische Strukturen | 41 |
| 4 Entwurf eines Leckwellenantennenpanels | 48 |
| 4.1 Entwurf der frequenzselektiven Oberfläche | 48 |
| 4.1.1 Anforderungen an die frequenzselektive Oberfläche | 48 |
| 4.1.2 Monobandige Funktionalität | 50 |
| 4.1.3 Dualbandige Funktionalität | 54 |
| 4.2 Entwurf der Primärquelle eines Leckwellenantennenpanels | 59 |
| 4.2.1 Einzelstrahler als Primärquelle..... | 59 |
| 4.2.2 Strahlergruppe als Primärquelle | 66 |
| 5 Aufbau und Messung eines Leckwellenantennenpanels | 74 |
| 5.1 Monobandiges Leckwellenantennenpaneel..... | 74 |
| 5.2 Dualbandiges Leckwellenantennenpaneel..... | 83 |
| 6 Aufbau einer nachführbaren Satellitenkommunikationsantenne geringer Bauhöhe | 93 |
| 6.1 Demonstrator mit monobandigen Leckwellenantennenpaneelen..... | 93 |
| 6.2 Demonstrator mit dualbandigen Leckwellenantennenpaneelen | 100 |

| | | |
|----------|--|------------|
| 7 | Zusammenfassung | 107 |
| | Anhang A: Ergänzungen zum Entwurf eines Leckwellenantennenpanels..... | 110 |
| A.1 | Feldverteilung auf der dualbandigen FSS bei 30 GHz..... | 110 |
| A.2 | MATLAB-Quellcode zum Entwurf einer Schlitzstrahlergruppe | 111 |
| | Anhang B: Technische Zeichnungen..... | 112 |
| B.1 | Metallgrundplatte eines monobandigen Leckwellenantennenpanels mit integriertem Hybridkoppler | 112 |
| B.2 | Laser-Zuschnitt einer dualbandigen Schlitzstrahlergruppe für ein 70 mm × 200 mm Leckwellenantennenpaneel | 114 |
| B.3 | Metallgrundplatte eines dualbandigen 70 mm × 200 mm Leckwellenantennenpanels | 115 |
| B.4 | Laser-Zuschnitt einer dualbandigen Schlitzstrahlergruppe für ein 70 mm × 350 mm Leckwellenantennenpaneel | 118 |
| | Abkürzungs- und Symbolverzeichnis | 119 |
| | Abkürzungen..... | 119 |
| | Symbole und Formelzeichen | 121 |
| | Literatur und Referenzen | 124 |
| | Auflistung eigener Publikationen | 133 |
| | Erklärung | 135 |

1 Einleitung

Zum gegenwärtigen Zeitpunkt stellt die wachsende Bereitstellung von Satellitenkommunikationskapazitäten nicht länger eine seltene Gegebenheit der Raumfahrt dar. Anwendungen und Dienste, die auf Satellitenkommunikation basieren sind Gegebenheiten unseres alltäglichen Lebens. Sie lösen zunehmend terrestrische Netze ab oder ergänzen diese zu einem globalen Netzwerk. Die Verbreitung von privaten, kommerziellen oder behördlichen Informationen und die bidirektionale Kommunikation im Bereich sämtlicher Internetdienste, Fernsehübertragungen, dem internationalen Telefonnetz, vieler Navigationsanwendungen sowie militärischer Applikationen werden ganz oder in Teilen über den Einsatz von Satellitentechnik realisiert.

Ein besonderes Potenzial weist die Satellitenkommunikation im Bereich der Notfall- bzw. Krisenkommunikation auf. In einer Situation von Naturkatastrophen wie Erdbeben, Überschwemmungen oder Stürmen kommt es zu Stromausfällen und zu Beschädigungen an terrestrischer Kommunikationsinfrastruktur. Diese oder andere Situationen, die zu einer Überlastung oder einem Totalausfall der Netze führen, verhindern die dringend notwendige Daten- und Sprachkommunikation von Rettungskräften in einem Einsatzgebiet untereinander und mit entfernten Einsatzleitstellen. Durch die Anwendung einer geostationären Satellitenkommunikationsarchitektur mit mobilen und portablen Nutzerterminals verschiedener Leistungsfähigkeit können Hilfs- und Katastrophenschutzorganisationen sowie weitere Behörden und Organisationen mit Sicherheitsaufgaben einen Nothilfeinsatz sicherstellen. Ein solcher Einsatz ist bei einer Mitnahmemöglichkeit möglichst kompakter Satellitennutzerterminals nicht auf den nationalen Einsatz beschränkt, sondern ist für international agierende Organisationen wie beispielsweise das Technische Hilfswerk (THW) von hohem Interesse. Neben der Unabhängigkeit von terrestrischer Kommunikationsinfrastruktur sind eine hohe Zuverlässigkeit, Robustheit, Mobilität und Transportfähigkeit sowie die bidirektionale Kommunikation über einen geostationären Satelliten die wichtigsten Anforderungen an ein solches Satellitennutzerterminal. Durch eine Rückanbindung über ein Nutzerterminal können temporäre, neu aufgebaute terrestrische Kommunikationsnetze (z. B. Analogfunk, TETRA, GSM, UMTS, LTE) für die Notfallkommunikation der Katastropheneinsatzkräfte und der Leitstellen genutzt werden. Neben der Sprachkommunikation sind der Austausch von geografischen Archivdaten und Kartenmaterial, Satelliten- und Luftbildaufnahmen sowie der Zugriff auf Datenbanksysteme und aktuelle Geodaten für die Einsatzplanung und zur Orientierung vor Ort von hoher Relevanz.

Die im Rahmen der vorliegenden Arbeit entstandenen Ergebnisse sind mit der Bearbeitung der beiden Fördervorhaben *MOSAKA* [1] und *KASYMOSA* [2] assoziiert, welche

die mobile Satellitenkommunikation im Ka-Band für die Nutzung im Katastrophenfall adressierten. Diese Verbundvorhaben mit den Konsortialpartnern Fraunhofer-Institut für Integrierte Schaltungen IIS, der Technischen Universität Ilmenau sowie der Industrieanlagen-Betriebsgesellschaft (IABG mbH) wurden durch das Raumfahrtmanagement des Deutschen Zentrums für Luft und Raumfahrt mit Mitteln des Bundesministeriums für Wirtschaft und Technologie gefördert. Neben der Entwicklung neuartiger Technologien im Bereich von nachführbaren Reflektorantennen auf Basis des Multimode-Monopuls-Prinzips [3] lag ein weiterer Forschungsschwerpunkt dieser Förderprojekte auf einer nachführbaren Antenne geringer Bauhöhe für die mobile Satellitenkommunikation im Ka-Band.

Im Themenfeld der mobilen Satellitenkommunikation existieren bereits eng auf den Anwendungsfall zugeschnittene Lösungen zum Beispiel im maritimen Kommunikationsbereich oder für die militärische Nutzung. Diese Ansätze sind oftmals verbunden mit hohen Kosten und teils sehr komplexen Lösungsansätzen. Die Realisierung erfolgt meist auf Basis von Reflektorantennen mit hohem Gewicht und Platzbedarf sowie einer mechanischen Nachführung der Antennenrichtcharakteristik. Es besteht ein hohes Maß an Forschungsbedarf bezüglich innovativer Antennenentwürfe, die zu kompakteren Aufbauten, geringerem Gewicht und einer geringen vertikalen Höhenausdehnung beitragen. Die Transportierbarkeit und der Einsatz auf den Dächern kleinerer Fahrzeuge, eine geringe Technologiekomplexität und somit kostengünstigere Produktionsmöglichkeiten sowie eine elektronische Strahlnachführung sind von hoher Relevanz. Die vorliegende Arbeit setzt sich mit diesem Themenschwerpunkt und der Realisierung dieser Anforderungen durch den Entwurf einer innovativen Antennenstruktur als Teil einer Satellitenterminal-Außeneinheit geringer Aufbauhöhe auseinander. Die für die Katastrophenkommunikation zu konzipierende Antenne kompakter Bauform soll das Potenzial des Ka-Satellitenbandes ausschöpfen und mit einer geringeren Komplexität eine alternative Technologie zu amplituden- und phasengesteuerten Gruppenantennen mit digitaler Strahlformung bieten. Die Verwendung von sogenannten *Spot-Beam*-Architekturen und neuartige Verfahren der Signalverarbeitung im Bereich der Technik des Raumsegments wie sie beispielsweise bei der deutschen Satellitenmission *Heinrich Hertz* [4], [5] zur Anwendung kommen, erlauben den Einsatz zunehmend kleiner werdender Antennen im Bodensegment und somit kompaktere Nutzerterminals. Die im Rahmen der vorliegenden Arbeit entwickelten Antennenpaneele stellen einen Teil der zu dieser Mission assoziierten und zu erprobenden Ka-Band Technologie des Bodensegments dar.

Leckwellenantennen basierend auf periodisch strukturierten Oberflächen und Schlitzstrahlerstrukturen stellen den Hauptgegenstand der Forschungs- und Entwicklungsarbeit der vorliegenden Dissertation dar. Die Prinzipien, offene Wellenleiterstrukturen für die Abstrahlung nutzbar zu machen, sind seit mehreren Jahrzehnten bekannt und Gegen-

stand der Forschung. Aufgrund der Herausforderungen neuer Anwendungsgebiete und Frequenzbereiche, neuer Kombinationen von Lösungsansätzen sowie nicht zuletzt durch die Realisierungsmöglichkeiten neuer Technologieverfahren, ist es weiterhin möglich in diesem Themenfeld neue Schwerpunkte in Forschung und Entwicklung zu setzen. Durch das dispersive Verhalten von Leckwellenstrukturen lassen sich in der Mikrowellentechnik kompakte Realisierungen erreichen, welche die Empfangs- und Sendefrequenzkonzepte neu etablierter Satellitenfunkbänder adressieren und bei einer geringen Anzahl von Antennenspeisepunkten eine Alternative zu komplexen und verlustbehafteten Speisernetzwerken darstellen.

Die vorliegende Arbeit ist folgendermaßen gegliedert:

Das Kapitel 2 beschäftigt sich mit den Anforderungen an eine mobile und nachführbare Satellitenkommunikationsantenne kompakter Bauform und geringer Aufbauhöhe. Neben der Betrachtung von Antennenkenngrößen und regulatorischen Aspekten wird eine Bewertung verschiedener Lösungsstrategien nach dem Stand der Technik durchgeführt, um am Ende des Kapitels eine Beschreibung des gewählten Ansatzes und des Antennenkonzepts hinsichtlich verwendeter Baugruppen und einer geeigneten Strategie für die Nachführung der Richtcharakteristik vorzunehmen.

Im Kapitel 3 werden die Grundlagen zur Leckwellenantennentechnik behandelt, wozu eine Erklärung der allgemeinen Funktionsweise und die Klassifizierung verschiedener Typen gehören. Die Entwicklung und die Strahlungseigenschaften von zweidimensional-periodischen Leckwellenantennen werden detailliert erörtert. Hierfür wird insbesondere der Entwurf der Einheitszelle von periodisch fortgesetzten Strukturen betrachtet.

Der Entwurf eines Leckwellenantennenpaneels ist Gegenstand des Kapitels 4. Dieser gliedert sich hauptsächlich in die beiden Teilbereiche der periodisch strukturierten und frequenzselektiven Oberfläche sowie der Realisierung einer geeigneten Primärquelle zur Anregung der Leckwellenstruktur. Hierbei wird der Fokus auf monobandig und dualbandig anwendbare Entwurflösungen gelegt.

Die entworfenen Komponenten einer dualbandigen frequenzselektiven Oberfläche und verschiedene Konfiguration von zirkular polarisierten Schlitzstrahlern als Primärquelle führen zum Inhalt des Kapitels 5. Die Aufbauten sowie deren messtechnische Validierung mehrerer zweidimensional-periodischer Leckwellenantennenpaneele als monobandige und dualbandige Aufbauvarianten werden hier thematisiert.

Gegenstand des Kapitels 6 ist die Beschreibung zweier Implementierungen nachführbarer Satellitenkommunikationsantennen geringer Bauhöhe und einer möglichst kompakten Ausführung als Demonstratoren für das Ka-Band. Als wichtiger Bestandteil dieser Aufbauten fanden die im Rahmen dieser Arbeit entworfenen, aufgebauten und verifizierten Leckwellenantennenpaneele Verwendung. Darüber hinaus werden die für den

vorliegenden Anwendungsfall spezifizierten und eigens entwickelten mechanisch-nachführbaren Trägerplattformen und deren dynamische Eigenschaften vorgestellt.

Schließlich liefert das Kapitel 7 eine Zusammenfassung der erreichten Resultate und beinhaltet abschließende Bemerkungen zum Gegenstand der vorliegenden Dissertation.

2 Konzeption einer nachführbaren Satellitenkommunikationsantenne geringer Bauhöhe

Für die Konzeption einer mobilen und nachführbaren Satellitenkommunikationsantenne ist es zunächst wichtig, die an sie gestellten Anforderungen herauszustellen und potenziell geeignete Lösungsansätze zu klassifizieren. Nach einer begründeten Auswahl ist die Beschreibung des Antennenkonzeptes hinsichtlich verwendeter Baugruppen und Module sowie einer geeigneten Nachführung der Antennenrichtcharakteristik Gegenstand dieses Kapitels.

2.1 Anforderungen an das Antennenkonzept

Die Anforderungen an das Konzept und die Eigenschaften einer nachführbaren Satellitennutzerantenne für den mobilen Einsatz im Katastrophenfall ergeben sich zunächst aus den Bedürfnissen verschiedener potenzieller Nutzergruppen, welche durch Behörden und Organisationen mit Sicherheits- und Rettungsaufgaben repräsentiert werden. Diese Nutzeranforderungen wurden zu Beginn des Entwurfs des gesamten Systems und der Kommunikationsarchitektur durch einen Projektpartner mit entsprechenden Kontakten und Erfahrungen erhoben [6]. Aus den Bedürfnissen der Anwender ergeben sich Kommunikationsanforderungen, die sowohl die notwendige Übertragungskapazität als auch die Konnektivität betreffen. Sie führen letztendlich zu konkreten Anforderungen an die Antenne bezüglich ihrer Eigenschaften und Parameter sowie dem Konzept der Strahlnachführung zum geostationären Satelliten während der Fahrt.

Neben Inlandseinsätzen sind Katastrophenschutzorganisationen, wie zum Beispiel das Technische Hilfswerk [7], an Rettungseinsätzen im Ausland beteiligt, bei denen der Einsatzort oft unter Ausnutzung von Linienflügen erreicht wird. Eine optimale Zielgröße bezüglich der Kompaktheit der Außen- und Inneneinheit des Satellitenkommunikationsendgerätes für den Transport, ist die Einhaltung der Ausdehnungs- und Gewichtsvorgaben für Sperrgepäck verschiedener Fluggesellschaften. Dies garantiert eine aufwandsoptimale Mitnahmemöglichkeit, da kurzfristige Sonderrechte für die Rettungsorganisationen, wie zum Beispiel die Nutzung eigener Luftfracht-Container, nicht generell möglich sind. Innerhalb der Anreisezeit der Einsatzgruppe werden durch die heimische Einsatzzentrale Vorbereitungen getroffen und Recherchen bezüglich aktueller Luftaufnahmen und Straßenkarten des Einsatzgebietes durchgeführt. Während der Anfahrt der Einsatzgruppe vom Zielflughafen zum Einsatzort besteht die Möglichkeit zum Beginn der mobilen Übertragung dieser umfangreichen initialen Informationen über eine etablierte Ka-Band Satellitenverbindung. In dieser Phase ist allerdings primär eine Sprach-

kommunikation mit dem beheimateten Einsatzzentrum erforderlich, eine parallel funktionierende Datenverbindung mit hoher Übermittlungsrate für Straßen- und Landkarten ist in gewissem Maße erwünscht. Die Außeneinheit des Kommunikationsendgerätes sollte auf angemieteten Fahrzeugen mit moderatem Zeitaufwand zu befestigen und zur Funktion gebracht werden können. Das Format und Gewicht der Außeneinheit muss auf Personenkraftwagen zugeschnitten sein. Das gesamte Kommunikationsendgerät inklusive der Außeneinheit mit der Satellitenantenne muss mit einer niedrigen elektrischen Spannung von 12 V oder 24 V versorgt werden, um die Anlage sowohl in Personen- als auch Lastkraftwagen oder über Akkumulatoren mobil und portabel betreiben zu können. Am Zielort kann die initiale Datenübertragung im nomadischen Kommunikationsbetrieb ggf. abgeschlossen werden. Der Vorteil der bereits während der Fahrt zum Einsatzort übertragenen Daten besteht in der Zeitersparnis, die unter Umständen zu einem größeren Rettungserfolg führen wird. Bei Inlandseinsätzen existieren keine rigiden Vorgaben bezüglich Transportgröße und Gewicht, aufgrund der Anreise mittels eigener Einsatzfahrzeuge. Beispielsweise können verschiedene Einsatzkräfte der Feuerwehren direkt zum Zielgebiet fahren. Aufgrund der gestaffelten Anfahrt mehrerer Trupps muss eine Satellitenkommunikation zwischen Einsatzzentrale, den mobilen Terminals und den bereits am Einsatzort angekommenen nomadischen Terminals gewährleistet sein. Dies betrifft vor allem mehrere parallele Kanäle für Sprachkommunikation und die Übermittlung von Positionsdaten, welche zu jedem Zeitpunkt funktionieren sollte, zumal sie nur eine geringe Datenübermittlungsrate bedarf. Die meisten der potenziellen Anwender benötigen ein mobiles Satellitenkommunikationssystem, welches für einen weltweiten Einsatz geeignet ist. Der Wunsch, sowohl in Äquator- als auch in pol-nahen Gebieten eine bidirektionale Verbindung zum geostationären Satelliten herstellen zu können, stellt besondere Anforderungen an den nachzuführenden Elevationsbereich der Antennenrichtcharakteristik. Die Anforderung bezüglich des Azimuts besteht in einer kontinuierlichen und uneingeschränkten Nachführung.

Um die Anforderungen an die nachführbare Antenne und anzuwendender Regelalgorithmen bezüglich der benötigten Ausrichtungsgenauigkeit, Drehbereiche, Nachführungsgeschwindigkeit und auftretender Beschleunigungen festzustellen, haben Projektpartner vom Fraunhofer IIS Versuchsfahrten auf definierten Teststrecken mit Einsatzfahrzeugen und der Unterstützung des Technischen Hilfswerks durchgeführt und diese Ergebnisse unter [8] veröffentlicht. Messfahrten wurden auf befestigter Straße, auf Schotterwegen sowie in schwierigem Gelände durchgeführt, um auftretende Fahrzeugneigungen und Beschleunigungen im Vergleich zu einer geostationären Zielposition unter Verwendung eines GPS-gestützten Inertialmesssystems zu erfassen. Hierbei wurden die translatorischen Bewegungsgrößen des Fahrzeugs vernachlässigt, da diese Positionsveränderungen auf die Ausrichtung der Antenne keinen Einfluss haben, aufgrund der im Verhältnis sehr großen Distanz zum geostationären Satelliten. Die durch Veränderung der Ausrich-

tung oder Neigung des Fahrzeugs ermittelten und real auftretenden rotatorischen Bewegungsgrößen müssen durch die am Fahrzeug zu fixierende Antenne und deren Nachführmechanismen kompensiert werden, um im Idealfall immer eine feststehende Ausrichtung zum Zielpunkt aufzuweisen. Da bei diesen Messfahrten auch sehr schwieriges Terrain genutzt wurde, kann davon ausgegangen werden, dass Beschleunigungen und Neigungen, die im ungünstigsten Fall bei einem realen Einsatz auftreten würden, erfasst wurden. Die Ergebnisse in der genannten Veröffentlichung zeigen, dass durch Fahrzeugneigung im ungünstigsten Fall eine Elevationsänderung von $\pm 10^\circ$ zur Referenzausrichtung auftreten kann und dass in 99,7 % aller auftretender Konstellationen eine maximale Beschleunigung von $220^\circ/s^2$ genügt, um die gemessenen Bewegungsprofile zu kompensieren. Die maximal erforderliche Nachführgeschwindigkeit beträgt $300^\circ/s$ [1]. Zum Vergleich kann man in der Norm EN 302977 [9] des Europäischen Instituts für Telekommunikationsnormen typische Nachführgeschwindigkeiten und Beschleunigungsraten von $400^\circ/s$ und $500^\circ/s^2$ vorfinden, die für auf Fahrzeugen befestigte Satellitenkommunikationsantennen der sogenannten Klasse B gelten.

Aus den Ergebnissen der Befragung potenzieller Anwender des Kommunikationssystems [6] wurden notwendige Datenraten für verschiedene, dem Anwendungsfall des Krisenmanagements entsprechende Dienste für ein mobil einzusetzendes Satellitenterminal mit einer Antenne geringer Aufbauhöhe ermittelt. Hier sind maximale Datenraten von 30 kbit/s im Echtzeitbetrieb in der Aufwärtstrecke (*Uplink*) bei Frequenzen um 30 GHz gefordert sowie 24 kbit/s in der Abwärtsstrecke (*Downlink*) bei 20 GHz. Dienste wie Sprachkommunikation, Austausch von Geodaten sowie die Übertragung von Text, Positionen, Dokumenten, Mess- und Bilddaten können hiermit im mobilen bidirektionalen Kommunikationsbetrieb realisiert werden. Einer der wichtigsten Dienste ist die Übertragung von Positionsinformationen der eingesetzten Endgeräte an die Einsatzzentrale und untereinander, welche durch eingebaute GPS-, GLONASS- oder Galileo-Empfänger ermittelt wurden [10]. In Abhängigkeit vom Anwender sind bis zu zehn Übertragungen pro Stunde ein wesentliches Erfordernis um eine effektive Planung, Steuerung und Überwachung eines Rettungseinsatzes zu gewährleisten. Bei den zu übermittelnden Geoinformationen spielen vor allem Rasterdaten eine entscheidende Rolle. In der Frühphase eines Rettungseinsatzes werden archivierte Informationen wie Luftbilder, Satellitenaufnahmen und anderes digitales Kartenmaterial an die Einsatzkräfte im Zielgebiet durch die heimatliche Einsatzzentrale übertragen, um eine Orientierung und Planung der Einsätze vor Ort zu gewährleisten. Die Sprachkommunikation sollte parallel in mehreren Kanälen durch das Endgerät über eine Satellitenverbindung realisiert werden können, da eine Anbindung an terrestrische Kommunikationsstandards im Bereich des Analogfunks, TETRA und GSM angedacht ist [11]. Durch die Befragung der potenziellen Nutzergruppen hat sich nur im Einzelfall der sekundäre Wunsch nach Videokommunikation herausgestellt. Diese Anforderung ist eher als optionale Er-

weiterung oder als ergänzender Kommunikationsdienst mit geringerer Priorität bei ausreichend verfügbarer Datenrate zu verstehen. Allerdings kann man davon ausgehen, dass, sobald Kommunikationsendgeräte mit ausreichend hohen Übertragungsraten verfügbar sind, bei einem zunehmenden Nutzerkreis das Bedürfnis nach Videokommunikation entstehen wird.

Aus den geforderten Datenraten kann mit Hilfe einer Verbindungsbudget-Analyse (*Link-Budget*) und unter Anwendung der *Shannon*-Kapazitätsformel [12] eine Aussage bezüglich des Signal-Rausch-Verhältnisses S/N getroffen werden und ermöglicht somit Rückschlüsse auf konkrete Antennenparameter. Für den Anwendungsfall der mobilen Satellitenkommunikation in einem Krisenszenario wurden Betrachtungen zu den hier notwendigen Übertragungskapazitäten und den sich daraus ergebenden Anforderungen an die Antenne und ihr *Frontend* durch Projektpartner vorgenommen und in [13] veröffentlicht. Dazu wurden verfügbare typische Leistungsmerkmale von Satelliten der *ASTRA*-Familie, dem *KA-SAT 9A* von *Eutelsat* und dem nationalen Satellitenprojekt *Heinrich-Hertz* [4], [5] des Deutschen Zentrums für Luft- und Raumfahrt (DLR) herangezogen. Das Bodensegment betreffend, leiten sich aus errechneten effektiven Antennen-Aperturflächen vor allem eine minimal notwendige Empfangsgüte von $G/T = -9$ dB/K und eine mindestens erforderliche äquivalente isotrope Strahlungsleistung von $EIRP = 22$ dBW für eine Antenne geringer Bauhöhe für die mobile Satellitenkommunikation ab. Aus der Empfangsgüte ergeben sich wiederum für den Entwicklungsprozess notwendige Parameter wie der auf den Isotropstrahler bezogene Antennengewinn G_i im Empfangsfall (*Downlink*) und die Rauschzahl F des Empfangsverstärkers (LNA – *Low-Noise Amplifier*). Das Produkt aus dem Antennengewinn G_i im Sendefall (*Uplink*) und der Sendeleistung P_s werden durch die äquivalente isotrope Strahlungsleistung repräsentiert.

Eine wesentliche Anforderung an die Richtcharakteristik der Antennen und somit an die Konzeption und die Entwicklung stellen die zulässigen Grenzwerte bezüglich der abgestrahlten Leistungsdichten abseits der Zielrichtung (sog. *Off-Axis*-Emissionen) dar. Diese Grenzwerte sorgen dafür, dass es vor allem durch die Uplink-Kommunikation zu keiner Störung von benachbarten Satelliten kommt. Die maximal erlaubten Strahlungsleistungen werden durch internationale Normen geregelt [14]-[16] und dürfen prinzipiell zu keinem Zeitpunkt während der Bewegung des Bodensegment-Terminals überschritten werden. In Tabelle 1 sind die für stationär und mobil betriebene Terminals im Ka-Band Bodensegment anzuwendenden Grenzwerte in Abhängigkeit des Winkelbereichs ϕ abseits der Zielrichtung und der Anzahl N der innerhalb einer Bandbreite von $B = 40$ kHz genutzten Satellitenterminals aufgeführt.

Tabelle 1: Grenzwerte der co-polarisierten Strahlungsleistung (mit $B = 40$ kHz) bei bestimmten Winkelbereichen abseits der Zielrichtung für stationär oder mobil betriebene Satellitenterminals im Ka-Band Bodensegment nach [15], [16]

| Erlaubte Strahlungsleistung $EIRP_{max}$ | Winkel ϕ abseits der Zielrichtung |
|--|--|
| $19 - 25 \log \phi - 10 \log N$ dBW | $1,8^\circ \leq \phi \leq 7,0^\circ$ |
| $-2 - 10 \log N$ dBW | $7,0^\circ < \phi \leq 9,2^\circ$ |
| $22 - 25 \log \phi - 10 \log N$ dBW | $9,2^\circ < \phi \leq 48,0^\circ$ |
| $-10 - 10 \log N$ dBW | $\phi > 48,0^\circ$ |

Unter Verwendung der genannten Vorgaben sind in Abb. 2.1 die entsprechende Grenzwertmaske für eine typische Signalbandbreite von $B = 3,6$ MHz und zum Vergleich die Richtcharakteristik einer Ka-Band Reflektorantenne [17] mit einem Spiegeldurchmesser von 60 cm und einer Sendeleistung von $P_s = 3$ W dargestellt.

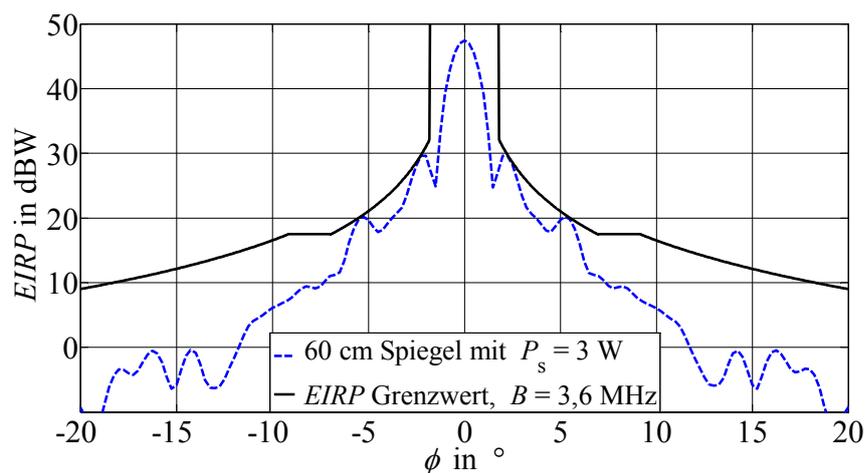


Abb. 2.1: Darstellung der Grenzwertmaske für eine typische Nutzsinal-Bandbreite von $B = 3,6$ MHz (schwarz) und als Anwendungsbeispiel die Richtcharakteristik einer Ka-Band Reflektorantenne mit einem Spiegeldurchmesser von 60 cm und einer Sendeleistung von $P_s = 3$ W (blau)

Sowohl bei elektronischen als auch mechanischen Nachführverfahren ist unter dem genannten Aspekt darauf zu achten, dass eine Richtcharakteristik, welche sich an der Grenzwertmaske orientiert, immer mit ihrem Maximum optimal zum genutzten geostationären Satelliten ausgerichtet ist. Der optimale Fall, der bei Antennen mit mittlerem Richtfaktor aufgrund der geringeren Strahlbündelung schwer einzuhalten ist, wäre ein ständiger Aufenthalt der Hauptstrahlungskeule im Bereich von $\pm 1,8^\circ$ um die Zielrichtung herum, da gemäß den Regulierungen hier keine Leistungsbegrenzungen existieren. Eine Möglichkeit, die Vorgaben auch mit breiteren Richtcharakteristiken

einzuhalten, ist die Reduktion der abstrahlenden Sendeleistung. Dies verursacht eine Verminderung der Strahlungsleistung in den limitierten Winkelbereichen, führt allerdings auch unmittelbar zu einer Verschlechterung des *Link*-Budgets und somit zu einer Reduktion der erzielbaren Datenraten. Aus diesem Grund existieren spektrale Spreizverfahren [18], welche die Leistung auf eine größere als die für die Nutzinformationen notwendige Frequenzbandbreite verteilen und daher ebenfalls die Leistungsdichte bei einer betrachteten Frequenz verringern.

Zusammenfassend werden im Folgenden die wichtigsten Anforderungen aufgelistet, die an die Konzeption und Entwicklung einer kompakten, nachführbaren und für die bodenseitige Ka-Band Satellitenkommunikation geeigneten Antenne gestellt werden:

- geringe Aufbauhöhe von ca. 10 bis 20 cm
- ein generell kompakteres Format und ein geringeres Gewicht als bei derzeit handelsüblichen VSAT-Antennen im Ku- und Ka-Band
- eine hohe Zuverlässigkeit bei mobilen Anwendungsszenarien durch ein schnelles Nachführverfahren geringer Komplexität und durch die Wahl eines adäquaten Polarisationskonzeptes
- geeignet für die bidirektionale mobile Kommunikation mit mindestens moderaten Datenraten für Übertragungsdienste von Sprache, Dokumenten, Positions- und Geodaten sowie Mess- und Bilddaten
- angemessene Drehbereiche bei der Nachführung von Azimut und Elevation für einen vielseitigen mobilen Einsatz in Regionen verschiedener geografischer Breitengrade
- ein adäquates Verfahren zur Nachführung der Richtcharakteristik mit ausreichender Bewegungsgrößendynamik: Nachführgeschwindigkeit von mindestens $300^\circ/\text{s}$ und Nachführbeschleunigung von mindestens $220^\circ/\text{s}^2$
- Arbeitsfrequenzbereich für Ka-Band Satellitenkommunikation reguliert für alle ITU-Regionen: 19,7-20,2 GHz (*Downlink*) und 29,5-30,0 GHz (*Uplink*) nach [19]
- Empfangsgüte: $G/T \geq -9 \text{ dB/K}$
- Äquivalente isotrope Strahlungsleistung: $EIRP \geq 22 \text{ dBW}$
- Ein Antennengewinn G_i , der unter Berücksichtigung der weiteren notwendigen Größen zu den erforderlichen Werten der Empfangsgüte und der äquivalenten isotropen Strahlungsleistung beiträgt
- Antennenrichtcharakteristik muss sich an verfügbaren Grenzwerten für die äquivalente isotrope Strahlungsleistung abseits der Satellitenzielrichtung orientieren

2.2 Beurteilung verschiedener Lösungsansätze

Nach der Ausarbeitung von Anforderungen basierend auf den Bedürfnissen potenzieller Nutzer kann eine Ermittlung und Bewertung geeigneter Umsetzungsstrategien für nachführbare kompakte Satellitenkommunikationsantennen geringer Bauhöhe unter dem Gesichtspunkt geringer Technologiekomplexität vorgenommen werden. Im Zusammenhang mit dieser Arbeit wurden verschiedene Realisierungsansätze umfassend untersucht und unter den für die mobile Ka-Band Satellitenkommunikation relevanten Gesichtspunkten bewertet:

- ein Verfahren zur mechanischen Nachführung der Antennenrichtcharakteristik in Azimut und Elevation
- eine elektronische Nachführung von Azimut und Elevation
- ein hybrider Ansatz mit einer mechanischen Nachführung von Azimut und einer elektronischen Nachführung der Elevation

Sowie die folgenden Antennenbauformen:

- Schlitzstrahler-Antennen
- Phasengesteuerte Gruppenantennen
- Reflektive Gruppenantennen (*Reflectarrays*)
- Antennen mit rekonfigurierbarer Richtcharakteristik
- PRS- (*Partially Reflective Surface*) und *Fabry-Perot*-Antennen
- *Array-Lens*-Antennen

Eine denkbare Umsetzungsstrategie für eine Satellitenkommunikationsantenne geringer Bauhöhe stellt die mechanische Nachführung der Richtcharakteristik mit Hilfe eines präzisen Positionierers für die Azimut-Ebene sowie die Nachführung der Elevation über eine mechanisch adaptive Neigung von einer oder mehreren Antennen flacher Bauweise bzw. von Antennenpaneelen geringer Bauhöhe dar. Ein solcher Ansatz wird vom Unternehmen *RaySat Antenna Systems* mit seiner Produktreihe *StealthRay* für das Ku-Band verfolgt [20], [21]. Bei diesem in Abb. 2.2 dargestellten Grundprinzip wird die Notwendigkeit der Trennung von Empfangs- und Sendeaperturen deutlich. Es stehen drei Antennenpaneele für den Empfangsfall (RX) bei 12 GHz und ein Paneel für den Sendefall (TX) bei 14 GHz zur Verfügung. Stellglieder zur Variation der Phase sind lediglich für die konstruktive Signalzusammenführung der Einzelpaneele erforderlich und nicht für jedes separate Strahlerelement. Die mechanische Neigungsvariation und

die elektronische Phasenstellung für die Zusammenführung der Signale ermöglichen die Nachführung der Richtcharakteristik in der Elevationsebene. Diese Antenne deckt einen Elevationsdrehbereich von 25° bis 80° ab, welcher eher für die Nutzung von geostationären Satelliten von südlicheren Breitengraden aus vorgesehen ist. Gerade der Signalempfang bei niedrigen Erhebungswinkeln über dem Horizont ist bei diesem Ansatz unmöglich aufgrund der Abschattung durch die hintereinander angeordneten Antennenpaneele. Insofern eine gemeinsame Nutzung von Sende- und Empfangsaperturen realisierbar ist, würde dies zu einer deutlichen Platzersparnis führen und somit zur notwendigen Kompaktheit einer mobil einzusetzenden Satellitennutzer-Antenne beitragen.

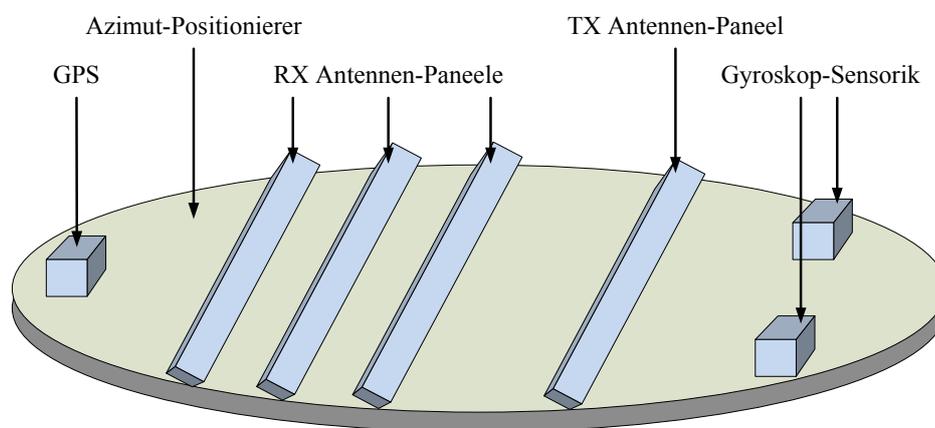


Abb. 2.2: Ku-Band Antennenkonzept für eine mobile Satellitennutzerantenne der Firma *RaySat Antenna Systems* mit in der Elevation mechanisch neigbaren Antennenpaneelen [20], [21]

Bei dem vorgestellten Nachführprinzip bleibt die Frage nach der Verwendung einer geeigneten Antennenapertur offen. Bei der Nutzung einer leitungsgespeisten *Patch*-Antennengruppe kommt es bei einer großen Anzahl von Einzelelementen zu einer hohen Komplexität und Leitungsdämpfung im Speisetzwerk, was den Wirkungsgrad einer solchen Antenne beträchtlich verringert. Wenn man davon ausgeht, dass ein *Patch*-Einzelelement einen Antennengewinn von 5 dBi zu realisieren vermag, so benötigt man 100 *Patch*-Elemente, um beispielsweise einen Gewinn von 25 dBi zu erreichen, ohne dass die bei den hohen Ka-Band Frequenzen signifikanten Speiseleitungsverluste berücksichtigt sind. Für die in dieser Arbeit betrachtete Antenne sollte deshalb eine andere Variante für die Realisierung der Apertur gewählt werden. Zum Beispiel ist eine Umsetzung durch Hohlleiter-gespeiste Schlitzstrahler-Antennengruppen (*Waveguide Slot Antenna Arrays*) [22] in Erwägung zu ziehen. Diese Art der Speisung ist auch noch bei sehr vielen Strahlerelementen und langen Speisedistanzen äußerst verlustarm. Eine weitere Variante ohne ein kompliziertes und verlustbehaftetes Speiseleitungsnetzwerk stellt die Verwendung einer strahlungsgekoppelten Antennenapertur dar, wie sie

zum Beispiel unter Verwendung einer partiell reflektiven Oberfläche (PRS – *Partially Reflective Surface*) [23]-[28] entworfen werden kann. In diesem Fall kommt es zur Abstrahlung einer Leckwelle entlang einer zweidimensional-periodisch fortgesetzten Struktur. Die Anregung erfolgt über eine Primärquelle unterhalb der PRS, die wiederum als *Patch*-Antenne, Dipol, Schlitzstrahler oder ein offenes Hohlleiterende realisiert werden kann. Eine ähnliche Umsetzungsstrategie ist auch unter der Bezeichnung *Fabry-Perot* Antenne bekannt [29]. Hierbei wird eine periodisch fortgesetzte frequenzselektive Oberfläche (FSS – *Frequency Selective Surface*) [30] oberhalb eines strahlungsgespeisten Hohlraumes angeregt und vermag auf diese Weise hohe Antennengewinne zu erzielen.

Für die aus den Anforderungen definierte Zielstellung kommen in Azimut und Elevation vollständig elektronisch nachführbare phasen- und amplitudengesteuerte Gruppenantennen wie in [31]-[35] beschrieben nicht in Frage. Diese vollständig digital strahlformenden Antennen gehen bezüglich Komplexität und elektrischer Leistungsaufnahme deutlich an den Forderungen nach einfachen und kostengünstigen Technologien vorbei. Für die vollständige elektronische Strahlformung und Nachführung der Antennenrichtcharakteristik benötigt jedes Einzelstrahler-Element eigene Frequenzkonversions- und Verstärkermodule (*Frontend*) sowohl für den Empfangs- als auch Sendefall, die verstärkend zwischen der Arbeits- und der jeweiligen Zwischenfrequenzlage umsetzen und zusätzlich an geeigneter Stelle die Phasen- und Amplituden-Gewichte entsprechend der Strahlform und Richtung variieren. Um dies zu realisieren, müssen MMIC-Technologien (*Monolithic Microwave Integrated Circuit*) eingesetzt werden. Dies kann zu einem hohen Aufwand an rechnergestützter Steuerung sowie zu komplexen Speisernetzwerken führen. Bei manchen dieser DBF-Gruppenantennen entstehen weitere Probleme aufgrund der Abführung von Wärmeenergie, was sich zusätzlich auf Kosten und Aufwand auswirkt.

Aus der Recherche folgt, dass eine in der Nachführung teilweise elektronisch gesteuerte Antenne – ein sogenannter hybrider Ansatz – für die Realisierung der angestrebten kompakten und nachführbaren Antenne geringer Bauhöhe für die mobile Satellitenkommunikation geeignet ist. Eine in Erwägung zu ziehende hybride Umsetzungsstrategie ist der bereits beschriebene Ansatz mit der Verwendung von wenigen und mit definierter Phasenverzögerung angesteuerten Antennenpaneelen, welche zusätzlich mechanisch geneigt werden, oder eine Schlitzstrahler-Gruppenantenne wie in Abb. 2.3 dargestellt. Bei diesem Ansatz werden lediglich die einzelnen Reihen der Gruppenantenne mit unterschiedlicher Phase gespeist, um so den Strahl elektronisch zumindest in der Elevationsebene zu steuern. In beiden Fällen wird die azimutale Ausrichtung und Nachführung über einen mechanischen Positionierer realisiert.

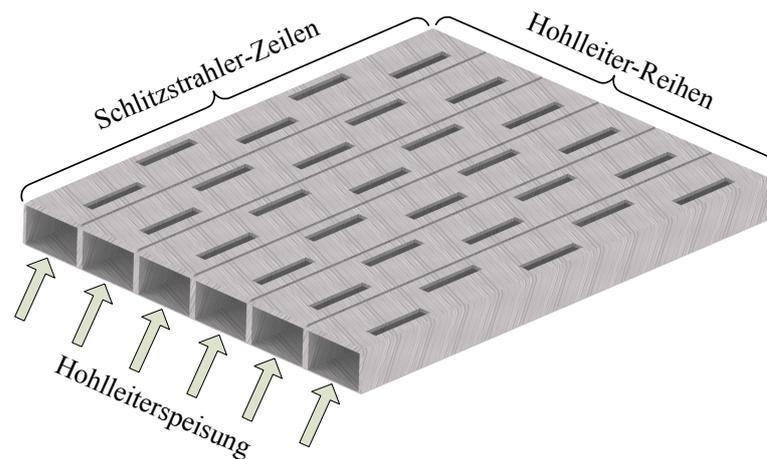


Abb. 2.3: Schematische Darstellung einer linear polarisierten Schlitzstrahler-Gruppenantenne mit der Möglichkeit der separaten Speisung der Hohlleiter-Reihen mit unterschiedlicher Amplitude und Phase für die elektronische Strahlnachführung in einer Ebene nach Zhang [36]

Im Folgenden wird dargestellt, inwieweit sich reflektive Gruppenantennen (*Reflectarrays*) als möglicher Realisierungsansatz für die zu entwickelnde Satellitennutzerantenne eignen. Eine reflektive Gruppenantenne besteht aus einem Primärstrahler, der die Apertur eines planaren – nicht parabolischen – Reflektors ausleuchtet, um so eine starke Strahlbündelung zu erzielen [37]. Eine solche Apertur mit Abmessungen in der Größenordnung vieler Wellenlängen besteht aus einer Gruppe resonanter strahlungsgekoppelter Einzelemente (z. B. *Patch*-Strahler), welche eine bestimmte Reflexionsphase aufweisen. Mit Hilfe dieser Reflexionsphase wird der Strahlengang einer parabolischen Reflektorantenne nachgebildet. Durch geschicktes Verändern der Reflexionsphase dieser Einzelemente kann die Richtcharakteristik beeinflusst werden. Dabei ist die Steuerung und Variation der Reflexionseigenschaften eines jeden Einzelementes erforderlich, welche über Schalter (z. B. technologisch realisiert durch MEMS – *Micro-Electro-Mechanical Systems*) oder veränderliche Kapazitäten (Varaktordioden) realisiert werden kann. Nachteilig wirkt sich die Dämpfung der Hochfrequenzleistung aus, die dann an jedem der vielen notwendigen Phasenstellglieder entsteht und somit zu einer schlechteren Strahlungseffizienz der Antenne führt. Ein weiterer Nachteil dieses Ansatzes der Strahlformung ist die hohe entstehende Komplexität, wenn hunderte Einzelemente mit Phasenstellern ausgestattet werden, die mehrere Steuerleitungen benötigen. Eine herkömmliche *Reflectarray*-Konfiguration mit Primärstrahler und Reflektor eignet sich aufgrund ihrer Bauweise und einem relativ großen Abstand des Primärstrahlers zum Reflektor nicht als eine Antenne mit geringer Bauhöhe. Es existieren allerdings Ansätze über sogenannte gefaltete reflektive Gruppenantennen (*Folded-Reflectarrays*), welche die Forderungen nach geringer Aufbauhöhe erfüllen [38], [39]. Es handelt sich um einen Aufbau, der aus einer reflektierenden *Patch*-Gruppe und einem darüber lie-

genden Polarisationsgitter besteht (vgl. Abb. 2.4). Die resonanten *Patch*-Elemente sind in Abhängigkeit von ihrer Position innerhalb der Gruppe und der dadurch notwendigen Reflexionsphase mit unterschiedlicher Geometrie realisiert. Der Primärstrahler, welcher als Hornantenne realisiert wurde, befindet sich im Zentrum der reflektierenden *Patch*-Gruppe und strahlt das Polarisationsgitter mit der Polarisation an, mit der das Feld vollständig reflektiert wird. Die beiden Seitenlängen eines resonanten *Patch*-Strahlers sind in der Weise entworfen, dass die Orientierung des E-Feldvektors und damit die Polarisation der elektromagnetischen Welle im Falle der Reflexion um 90° dreht und auf diese Weise polarisationsentkoppelt das Gitter passieren kann.

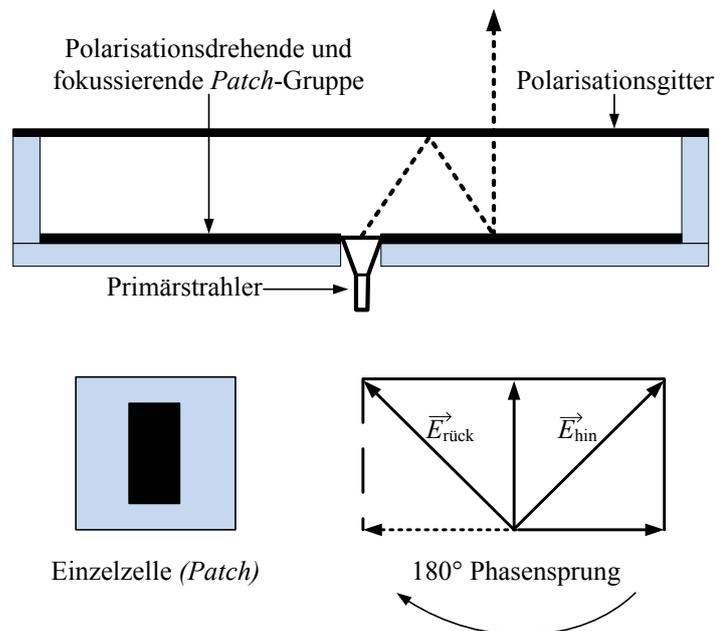


Abb. 2.4: Aufbau und Funktionsprinzip eines gefalteten *Reflectarrays* nach Menzel [39]

Der Ansatz dieser gefalteten reflektiven Gruppenantennen erlaubt eine gewisse Strahlschwenkung. In der zuletzt genannten Publikation werden für eine Radaranwendung mehrere Hauptstrahlrichtungen durch das Einbringen mehrerer Primärstrahler erzeugt. Dazu wurde lediglich ein Strahler im Fokus positioniert und erzeugt die Hauptstrahlrichtung senkrecht zur Aperturbene. Alle anderen abseits liegenden Quellen erzeugen einen Strahl mit einer von der Hauptstrahlrichtung abweichenden Co-Elevation. Um eine kontinuierliche Strahlschwenkung zu erzielen und lediglich einen in der Frequenz umzusetzenden Signalpfad zu verwenden, dürfte nur ein Primärstrahler eingesetzt werden, der um den Fokuspunkt herum mechanisch steuerbar sein müsste. Grundsätzlich begünstigt diese Umsetzungsstrategie lediglich moderate Abweichungswinkel (Co-Elevation) von der Hauptstrahlrichtung senkrecht zur Aperturbene. Um niedrige Erhebungswinkel über dem Horizont (Elevation) zu erreichen, muss das *Folded-Reflectarray* zusätzlich mechanisch geneigt werden und verliert zunehmend – vor allem bei großen

Aperturen – seinen Charakter einer Antenne mit geringer Bauhöhe. Neben dem komplexen Entwicklungsaufwand, den eine solche Antenne mit vielen verschiedenen und resonanten Einzelementen mit sich bringt, ist das Unvermögen, zirkular polarisierte elektromagnetischen Wellen anzuregen, ein großer Nachteil. Ein gefaltetes *Reflectarray* dieser Bauart ist aufgrund der Eigenschaften der fokussierenden und polarisationsdrehenden *Patch*-Gruppe sowie des Polarisationsgitters an die Verwendung der linearen Polarisation gebunden und die Nachführung dieser ist im vorliegenden Anwendungsfall nicht vorgesehen. Andere genannte Umsetzungsstrategien begünstigen eher eine Anregung zirkularer Polarisation. Diese wird für mobile Anwendungsszenarien als zu bevorzugende Variante betrachtet, da im Gegensatz zur linearen Polarisation die Nachführung einer dritten Drehachse entfällt.

Weitere untersuchte Ansätze für die Realisierung einer Satellitenterminal-Antenne mit geringer Bauhöhe sind rekonfigurierbare Antennen [40]-[42] und *Array-Lens* Antennen [43]. Diese beiden Antennenkonzepte bieten lediglich Teilaspekte für die Erfüllung der Ziele, allerdings keine vollständigen Konzeptansätze. Während bei rekonfigurierbaren Antennen vor allem die Möglichkeit des Umschaltens von vordefinierten Richtcharakteristiken interessant ist, ergibt sich aus der Betrachtung von *Array-Lens* Antennen lediglich der bereits weiter oben vorgestellte Ansatz der strahlungsgekoppelten Aperturen, um Leitungsverluste zu vermeiden. Als Antenne geringer Bauhöhe kommt das referenzierte *Array-Lens* Konzept aufgrund des großen Abstandes zwischen Primärstrahler und strahlungsgekoppelter Apertur nicht in Frage.

Schlussfolgernd zeichnet sich ein vielversprechender Ansatz für die genannten Ziele aus, repräsentiert durch eine zweidimensional-periodische Leckwellenantenne (LWA) unter Verwendung der aufgezeigten partiell reflektiven Oberflächen (PRS – *Partially Reflective Surface*) [23]-[28]. Dieser Antennentyp zeichnet sich durch wenige Speisepunkte sowie die Möglichkeit einer sehr verlustarmen Speisung bei Belegung einer relativ großen Apertur aus, was gerade bei hohen Arbeitsfrequenzen wie 20 und 30 GHz entscheidend ist, um einen guten Antennenwirkungsgrad zu erreichen. Darüber hinaus erlaubt es diese Antennenbauform, zirkular polarisierte elektromagnetische Wellen anzuregen und besitzt das Potenzial dualbandig zu operieren, indem die Antenne auch für die weit auseinander liegenden Empfangs- und Sendefrequenzen im Ka-Band funktionsfähig ist [44], [45].

Im folgenden Abschnitt werden die Baugruppen und Module sowie das angewandte Konzept der Nachführung der Antennenrichtcharakteristik detailliert beschrieben. Die Argumentation zur Auswahl der Ansätze und Komponenten mit Hinblick auf die anwendungsspezifischen Anforderungen werden herausgestellt.

2.3 Antennenkonzept mit rekonfigurierbarer Richtcharakteristik

Nach der Untersuchung und Bewertung verschiedener Umsetzungsstrategien und Realisierungsmöglichkeiten für eine nachführbare Satellitenkommunikationsantenne des Bodensegments mit geringer Bauhöhe wurde ein geeignetes Grundkonzept festgelegt. Dieses charakterisiert einerseits den Aufbau, die Verwendung und die Anordnung von Modulen und Baugruppen und bietet andererseits eine Lösungsstrategie für die aufgrund der angestrebten Mobilität notwendigen Mechanismen zur Nachführung der Antennenrichtcharakteristik zum geostationären Satelliten.

2.3.1 Baugruppen und Module

Das Antennenkonzept sieht eine im Vergleich zu konventionell eingesetzten Reflektantennen kompakte Satellitenterminal-Außeneinheit vor mit einer auf einem mechanischen Azimut-Positionierer installierten Nutzlast (vgl. Abb. 2.5), welche eine Aufbauhöhe von 15 cm nicht überschreitet. Der Positionierer muss die Anforderungen an die im Abschnitt 2.1 geforderte Bewegungsgrößendynamik erfüllen und damit zu einer für den mobilen Einsatz notwendigen besonders hohen Ausfallsicherheit des Gesamtsystems beitragen. Die gesamte Außeneinheit muss in adäquater Weise durch ein für die genutzten Frequenzbereiche geeignetes Radom gegen Umgebungs- und Umwelteinflüsse geschützt werden. Aspekte der Kosteneffizienz und geringer Technologiekomplexität werden unter anderem durch die Verwendung einer geringen Anzahl von Speisepunkten der Antenne berücksichtigt. Diese befinden sich an den Rückseiten mehrerer Antennenpaneele, welche mit verschiedenen Neigungswinkeln in der Elevation auf dem Azimut-Positionierer fixiert sind. Jedes dieser Paneele repräsentiert eine Sub-Antennenapertur mit in der Elevation unterschiedlich ausgerichteten Richtcharakteristiken und wird auf kürzestem Wege mit der Hilfe von für das Ka-Band geeigneten Wellenleitern mit Signalumsetzern verbunden, die ebenfalls einen Teil der Positionierernutzlast darstellen. Diese aktiven, zwischen dem Ka-Band und einer niedrigeren Zwischenfrequenzlage (für Satellitenanwendung typischerweise das L-Band) konvertierenden Module, beinhalten rauscharme Verstärker und Abwärtsmischer für den Empfangsfall sowie Aufwärtsmischer und Leistungsverstärker für den Sendefall. Die Signale in der Zwischenfrequenzlage werden über koaxiale Wellenleiter und eine adäquate mehrkanalige Drehdurchführung von der Nutzlastplatte des Positionierers zur Inneneinheit geführt, welche sich innerhalb des mit dem Satellitenterminal ausgerüsteten Fahrzeugs befindet.

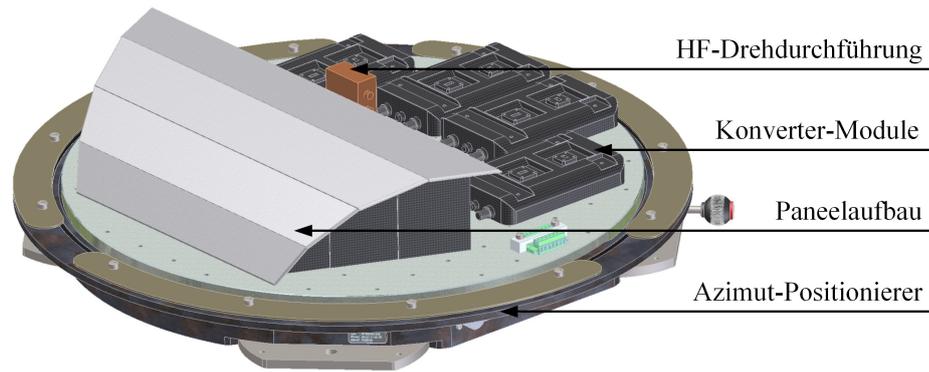


Abb. 2.5: Schematische Darstellung einer nachführbaren Ka-Band Antenne geringer Bauhöhe für die mobile Satellitenkommunikation mit einem, hier beispielhaft gewählten, Vier-Antennen-Paneelaufbau (ohne Radom)

Die stufenartige bzw. erhöhte Anordnung hintereinander liegender Paneele erbringt im Vergleich zu anderen Antennensystemen den Vorteil, dass gerade der Kommunikationspfad bei niedrigen Erhebungswinkeln über dem Horizont ermöglicht wird, da es zu keinen Abschattungen kommt, wie es zum Beispiel bei Konzepten mit in der gleichen Höhe hintereinander aufgebauten Antennenaperturen der Fall ist. Das Antennenkonzept sieht eine zeitgleiche Nutzung der physischen Antennenfläche im Empfangsbetrieb bei 20 GHz und im Sendebetrieb bei 30 GHz vor. Diese Verschachtelung der effektiven Antennenaperturen sowohl für das *Downlink*- als auch das *Uplink*-Band liefert einen entscheidenden Beitrag zu einer kompakten Terminal-Außeneinheit. Diese dualbandige Mehrfachnutzung einer Aperturfläche ist bei Reflektorantennen durchaus typisch und in Abhängigkeit von der Speisung leicht umsetzbar, bei quasiplanaren und Antennen flacher Bauform, wie zum Beispiel bei *Patch*-Gruppenantennen in Mikrostreifenleitungstechnik, allerdings sehr schwierig und unüblich. Meist findet man bei Realisierungen dieser Art getrennte Antennenbereiche für Empfangs- und Sendebetrieb mit einem erhöhten Platzbedarf. Der vorliegende Ansatz wählt deshalb eine Antennenbauform für die Paneele, die das Potenzial aufweist eine dualbandige Nutzung der Antennenapertur zu ermöglichen. Diese Problemstellung stellt einen der Schwerpunkte bezüglich der hier vorgestellten Forschungs- und Entwicklungsarbeit dar.

Da sich die Abstrahlung und der Empfang von zirkular polarisierten elektromagnetischen Wellen besonders für mobile Applikationen eignen und diese durch die Raumsegment-Nutzlast im Ka-Band unterstützt wird, ist diese Art der Polarisation besonders zu favorisieren. Im mobilen Anwendungsfall ist es ein besonderer Vorteil und ein Beitrag zu Komplexitätsverringerung, wenn es nicht notwendig ist, eine dritte Drehachse nachzuführen, wie es bei linear polarisierten Wellen getan werden muss, um immer co-polarisiert zu sein. Bei zirkularer Polarisation ist lediglich zwischen links- und rechtshändigem Drehsinn zu unterscheiden, wobei die zirkulare Polarisation im *Downlink*- und *Uplink*-Band in der Regel orthogonal

zueinander gewählt wird. Die Antennenanordnung wird durch eine Modulbauweise realisiert, die es erlaubt die Anzahl und die Ausrichtung der Paneele in der Elevation variabel zu gestalten. Diese Variabilität bietet die Möglichkeit, verschiedene Terminal-Typen mit voreingestellten Winkelbereichen der Elevation für einen spezifischen Einsatz in Regionen unterschiedlicher geographischer Breite zu verwirklichen. Das Gesamtkonzept sieht eine geringe Anzahl von Speisestoren vor. Somit sind zwei bis fünf Antennenpaneele sowie eine manuelle oder automatisierte mechanische Voreinstellung der Paneelneigung denkbar. Eine Einschränkung des nachführbaren Elevationsbereiches auf zum Beispiel 60° statt 90° und die damit einhergehende Reduktion der Paneelanzahl ist sinnvoll unter dem Gesichtspunkt, eine kompakte Antenne mit möglichst geringer Komplexität und Aufbauhöhe zu schaffen. Gerade die Abdeckung von niedrigen Erhebungswinkeln über dem Horizont führt direkt zu einer größeren Aufbauhöhe der Außeneinheit aufgrund der dann nahezu senkrecht aufzustellenden Antennenpaneele. Insofern sich aufgrund des Einsatzgebietes, wie zum Beispiel in äquatornahen Regionen, die Notwendigkeit der Abdeckung von geringen Elevationswinkeln ausschließen lässt, bedeutet dies eine Ersparnis an Aufbauhöhe. Ein weiterer Aspekt, der primär die Aufbauhöhe der Außeneinheit bestimmt, ist die Form der Antennenpaneele. Ein Paneel besitzt eine Rechteckform mit einer langen und einer kurzen Seite, welche maßgeblich zur Nutzlasthöhe beiträgt. Typisch für die zu erwartende Richtcharakteristik eines solchen Antennenpaneels mit stark unterschiedlich langen Seiten und der gewählten Befestigung (vgl. Abb. 2.5) ist ein großer Öffnungswinkel in der Elevationsebene über der kurzen und ein deutlich geringerer Öffnungswinkel in der Azimutebene über der langen Seite.

Aus unterschiedlichen Paneel-Neigungswinkeln und der Abdeckung verschiedener Elevationsbereiche durch mehrere Paneele ergibt sich die Möglichkeit einer Rekonfigurierbarkeit der Gesamttrichtcharakteristik der Ka-Band Antenne. Diese und weitere Mechanismen, welche für die Strahlnachführung von Notwendigkeit sind, werden im nächsten Abschnitt beschrieben.

2.3.2 Nachführung der Antennenrichtcharakteristik

Eine hohe Ausfall- und Betriebssicherheit bei der mobilen Satellitenkommunikation im Ka-Band kann nur durch eine schnelle und einfache Strahlnachführung erreicht werden. Für eine Umsetzung braucht es also eine relativ breite Antennenrichtcharakteristik im Vergleich zu der von konventionell eingesetzten Reflektorantennen mit Spiegeldurchmessern von sehr vielen Wellenlängen. Eine beliebige Gewinnerhöhung bedeutet nicht in jedem Fall eine verbesserte Leistungsfähigkeit des gesamten Kommunikationssystems. Grundsätzlich gilt bekanntermaßen, dass ein höherer Antennenrichtfaktor in Hauptstrahlrichtung mit einer schmalen Keulenbreite der Antennenrichtcharakteristik einhergeht. Bei Abweichungen von der Sollrichtung zum geostationären Satelliten auf-

grund von Ungenauigkeiten bei der Nachführung, reduziert sich die effektive Direktivität. Diese Reduktion steigt mit zunehmender Direktivität der Antenne bei gleichbleibender Nachführgenauigkeit. Wenn beispielsweise die Richtcharakteristik besonders scharf bündelt und das Nachführsystem aber nicht in der Lage ist, zu jedem Zeitpunkt die Fehlausrichtung auf den Bereich des Antennenöffnungswinkels zu beschränken, so wird es zum Ausfall der Funkübertragung kommen. Der Richtfaktor und somit die direktiven Eigenschaften der Antenne müssen auf das Nachführsystem und die auftretenden Fehlausrichtungen bei gegebenen dynamischen Anforderungen abgestimmt sein. Dieser Zusammenhang ist in Abb. 2.6 für eine Antenne mit gleicher 3-dB-Keulenbreite in der Elevations- und in der Azimutal-Ebene und mehreren maximal erlaubten Fehlausrichtungen dargestellt.

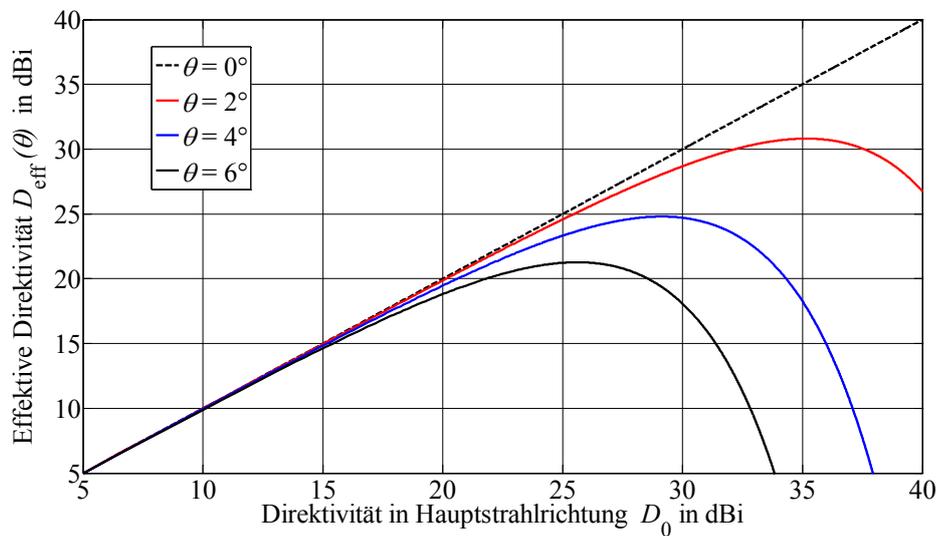


Abb. 2.6: Darstellung der effektiv erreichbaren Direktivität D_{eff} einer Antenne mit gleicher 3-dB-Keulenbreite in der Elevation und im Azimut in Abhängigkeit von unterschiedlichen maximal erlaubten Fehlausrichtungen θ von 0° , 2° , 4° und 6°

In der Abbildung wird die effektive Direktivität D_{eff} in Abhängigkeit einer maximal erlaubten Fehlausrichtung θ von 0° , 2° , 4° und 6° über der Direktivität in Hauptstrahlrichtung D_0 dargestellt, wobei eine Abweichung von 0° lediglich den Fall einer idealisierten Referenz verdeutlicht. Es wird deutlich, dass mit zunehmender Bündelung die effektive Direktivität ein Maximum erreicht. Wird die Direktivität D_0 der Antenne darüber hinaus erhöht, fällt die effektive Direktivität steil ab und die Antenne wird schnell unbrauchbar. Die dargestellte effektive Direktivität in dBi ergibt sich in Abhängigkeit von der maximal erlaubten Fehlausrichtung θ aus folgendem Zusammenhang:

$$D_{\text{eff}}(\theta) = 10 \log(D_0 \cdot U(\theta)) \quad (2.1)$$

$U(\theta)$ repräsentiert einen Schnitt einer unidirektionalen Richtcharakteristik und kann mit Hilfe eines variierenden Exponenten n einer Kosinusfunktion für die Darstellung unter-

schiedlicher Direktivitäten einer Antenne verwendet werden. $U(\theta)$ wurde für die Darstellung in Abb. 2.6 mit einem n von 1 bis 5000 numerisch generiert, was mit einer Direktivität von 4 bis 40 dBi korrespondiert.

$$U(\theta) = \cos^n \theta \quad (2.2)$$

Die Direktivität in Hauptstrahlrichtung D_0 ergibt sich nach einer Annäherungsvorschrift von Tai und Pereira [46] aus:

$$D_0 \cong \frac{32 \ln 2}{\theta_{1\text{rad}}^2 + \theta_{2\text{rad}}^2} \quad (2.3)$$

Die beiden 3-dB-Öffnungswinkel in der Einheit Radiant $\theta_{1\text{rad}}$ und $\theta_{2\text{rad}}$ der Antennenrichtcharakteristik sind im vorliegenden Fall identisch und ergeben sich im Bogenmaß aus:

$$\theta_{1\text{rad}} = \theta_{2\text{rad}} = 2 \cdot \arccos(0,5^{\frac{1}{n}}) \quad (2.4)$$

Die Wahl eines sinnvollen Antennengewinns hängt demnach unmittelbar von der erreichbaren Nachführgenauigkeit der Richtcharakteristik ab und diese wiederum von zahlreichen Faktoren wie zum Beispiel:

- dem Einsatzszenario und der Fahrbahnbeschaffenheit mit dort auftretenden Geschwindigkeiten und Beschleunigungen,
- der Leistungsfähigkeit und Dynamik der Positioniertechnik,
- der Bandbreite des Inertialsystems bzw. Sensorik
- sowie von der Genauigkeit des Regelungsmodells und der Leistungsfähigkeit des Regelalgorithmus.

Um trotz hoher Mobilität ein möglichst robustes Kommunikationssystem aufzubauen, wurde für die Antennenentwicklung von einer Nachführung mit einer maximal erlaubten Fehlaustrichtung von 4° ausgegangen. Wie in Abb. 2.6 zu sehen ist, kann man mit einer Antennendirektivität im Bereich von 20 bis 22 dBi obgleich einer auftretenden Richtungsabweichung von 4° immer noch sinnvoll kommunizieren, da die effektive Direktivität in diesem Fall gerade noch nicht signifikant abfällt. Mit einer Direktivität dieser Größenordnung und unter Berücksichtigung eines typischen Antennenwirkungsgrades lassen sich auch die im Abschnitt 2.1 genannten Anforderungen an das Link-Budget des Kommunikationssystems erfüllen.

Für die Nachführung der Antennenrichtcharakteristik wird ein hybrider Ansatz verfolgt. Die Nachführung der Richtcharakteristik erfolgt im Azimut mechanisch und ist rekonfigurierbar und elektronisch steuerbar in der Elevation. Die mechanische Nachführung übernimmt ein flach aufgebauter Azimut-Positionierer, der auf einer horizontalen Montageplatte die Antennennutzlast beherbergt. Die notwendige azimutale Nachführungsinformation muss hauptsächlich aus der Kenntnis der eigenen Lage und Bewegung mittels einer geeigneten Sensorik – einem inertialen Messsystem – gewonnen werden, welches

ebenfalls Teil der Nutzlast ist. Dem hierfür anzuwendenden Nachführverfahren auf der Basis einer offenen Regelschleife (*Open-Loop Tracking*) [47]-[48] steht lediglich ein Vorwissen über die eigene Lage, die des geostationären Satelliten und Informationen über die Empfangssignalstärke zur Verfügung. Das Antennensystem selbst ist bei dieser Regelstrategie nicht in der Lage, eine Richtung, aus der das Empfangssignal kommt, zu ermitteln und entsprechende Nachführinformationen bereitzustellen. Aus der Inertialsensorik stammen die Informationen zur eigenen Lage, Geschwindigkeit und Beschleunigung, die im Regelungssystem einbezogen werden, sodass trotz der Bewegung des Terminals die Antennenhauptstrahlrichtung möglichst konstant in Richtung Satellit ausgerichtet bleibt. Zusätzlich kann ein *Step-Track* Verfahren [49] implementiert werden, das die Empfangssignalstärke auswertet, während der Positionierer verschiedene Azimutpositionen anfährt. Diese Rückmeldung über die Nutzsinalstärke kann bereits als geschlossene Regelschleife geringer Komplexität betrachtet werden. Allerdings ist dieses Verfahren eher als sekundärer Anteil in der Regelstrategie zu verstehen und dient vielmehr der Initialisierung und Re-Initialisierung der offenen Regelschleife, um die über der Zeit entstehende Drift von der Sollausrichtung festzustellen und zu kompensieren.

Während bei einer offenen Regelstrategie die Ausrichtungsposition geschätzt wird und aufgrund der nicht kontinuierlich ermittelten Empfangsrichtung der über die Zeit wachsende Fehler in regelmäßigen Abständen durch eine Re-Initialisierung korrigiert werden muss, bezieht eine geschlossene Regelschleife (*Closed-Loop Tracking*) [47] die Information aus der Auswertung der Empfangssignale selbst. Der Vorteil bei dieser in der Elevationsebene anzuwendenden Strategie ist die dadurch ermöglichte präzise und schnelle Nachführung. Durch die zusätzliche Stützung des Nachführalgorithmus mit Informationen aus der Inertialsensorik beugt man einem Totalverlust der Richtungsinformation bei Abschattung des Empfangssignals vor.

Das vorliegende Antennenkonzept schließt die Nutzung der Vorteile einer geschlossenen Regelschleife auch im azimutalen Nachführbereich nicht generell aus. Es ist denkbar, dies durch die Nutzung von weiteren Subaperturen oder durch eine zusätzliche Speisung mit Differenzphase bzw. durch ein Monopuls-Nachführverfahren zu realisieren. Der Aufbau der Antennenpaneele selbst muss daher komplexer gestaltet werden und es werden zusätzliche Empfangssignalfade mit eigener Frequenzkonversion notwendig. Am Ende des Abschnitts 4.2.2 wird eine Realisierungsmöglichkeit der Speisung eines Antennenpaneels vorgestellt, das zusätzlich Monopuls-Nachführinformationen für die Azimutebene bereitstellt.

In der Elevationsebene sieht das aufgezeigte Antennenkonzept mit mehreren verschiedenen geneigten Paneelen eine rekonfigurierbare Antennenrichtcharakteristik vor. Bei rekonfigurierbaren Antennen existiert im einfachsten Fall die Möglichkeit des Umschaltens von vordefinierten Richtcharakteristiken [50]. Es werden gemäß Abb. 2.7 bei-

spielsweise drei Antennenpaneele verwendet, die mit ihren Richtcharakteristiken einen vordefinierten, notwendigen Elevationsbereich abdecken. Jedes verwendete Antennenpaneel kann hierbei als Subapertur mit unterschiedlicher Strahlrichtung in der Elevation betrachtet werden.

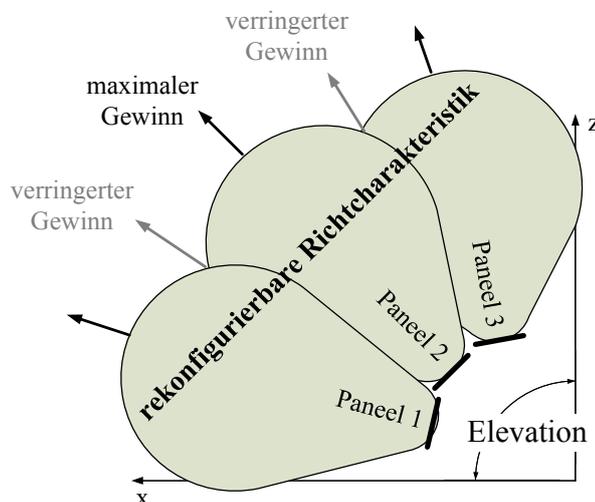


Abb. 2.7: Prinzip des Antennensystems mit rekonfigurierbarer Richtcharakteristik

Beim vorliegenden Nachführkonzept sollen über die einfache Funktion des Umschaltens der Richtcharakteristiken hinaus vielmehr die Empfangssignale aller Subaperturen parallel in die Zwischenfrequenzlage und in das Basisband umgesetzt und digitalisiert werden, um in der Terminal-Inneneinheit mit Hilfe des sogenannten Signalverarbeitungsverfahrens *Maximum Ratio Combining* (MRC) [51]-[53] ausgewertet werden zu können (vgl. Abb. 2.8). Dieses Verfahren zeichnet sich vor allem dadurch aus, dass es gerade im Überschneidungsbereich mehrerer Paneel-Richtdiagramme (vgl. Abb. 2.7) in der Lage ist, einen Kombinationsgewinn von bis zu 3 dB zu ermöglichen. Dies wird durch die Auswertung der Phasen und Amplituden der parallel bereitgestellten Empfangssignale erreicht, auf deren Basis dynamisch immer die Signalpfadkombinationen ausgewählt werden, welche das beste Signal-Rausch-Verhältnis (SNR) liefern. Mit Hilfe der durch die Empfangssignale gewonnenen MRC-Koeffizienten kann auch eine entsprechende Belegung bzw. Zuschaltung der Sendeaperturen erfolgen, sodass auch im Sendefall der Strahl korrekt ausgerichtet ist. Für eine solche geschlossene Regelstrategie müssen sowohl in der Zwischen- als auch in der Hochfrequenzlage genau wie beim Empfangsfall entsprechend der Anzahl der Subaperturen mehrere Sendezweige parallel aufgebaut werden. In der Abb. 2.8 sind für einen 3-Paneelaufbau die parallelen Signalpfade in der Ka-Band und in der L-Band (ZF) Lage im Zusammenhang mit der Inneneinheit des Satellitennutzer-Terminals dargestellt. Die als Teil der Außeneinheit vorhandenen Konvertermodule übernehmen die Umsetzung vom Ka-Band zum L-Band (Empfang) und umgekehrt (Senden). Ein solcher Signalumsetzer beinhaltet, wie in der

Abbildung dargestellt, einen *Low-Noise Block* (LNB) und einen *Block Up-Converter* (BUC).

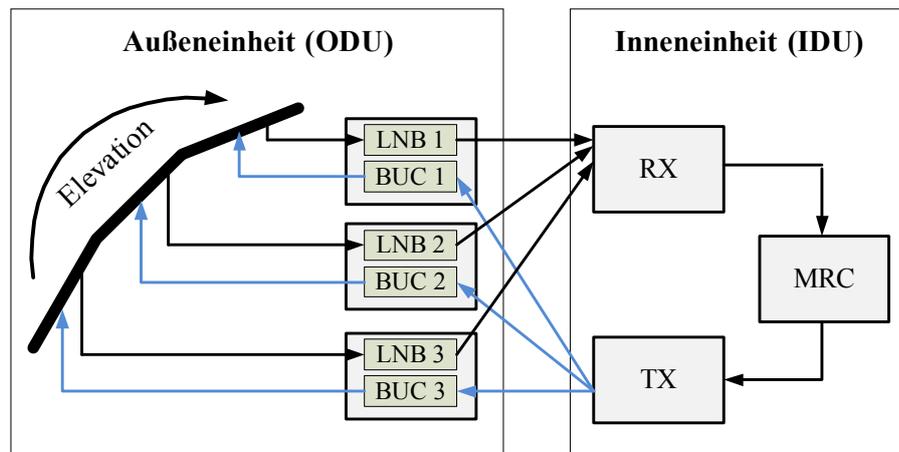


Abb. 2.8: Elektronische Antennennachführung in der Elevationsebene mittels *Maximum Ratio Combining* (MRC); LNB - *Low-Noise Block*, BUC - *Block Up-Converter*, RX - Empfänger, TX - Sender

3 Grundlagen von Leckwellenantennen

3.1 Klassifizierung und allgemeine Funktionsweise

Die Leckwellenantenne [23]-[25] zeichnet sich durch eine kontinuierliche Leistungsabstrahlung über der gesamten Geometrie einer wellenführenden Struktur aus und gehört gemeinsam mit der Oberflächenwellenantenne [54] und den Schlitzstrahlergruppenantennen [22] zur Familie der Wanderwellenantennen [55]-[58]. In ihrer grundlegenden Wellenleiterstruktur weisen sie einige Gemeinsamkeiten und Ähnlichkeiten auf, unterscheiden sich allerdings im Entwurf sowie in ihrer Funktion und Leistungsfähigkeit. Oberflächenwellenantennen strahlen ausschließlich in der Richtung der Antennenebene (*end-fire*), während Leckwellenantennen und Schlitzstrahlergruppen keine gute Abstrahlung in der Antennenebene besitzen. Sie werden meist für eine davon abweichende Hauptstrahlrichtung oder für das Überstreichen eines bestimmten Winkelbereichs entworfen. Bei der grundlegenden Führungsgeometrie bei Oberflächenwellenantennen handelt es sich um einen offenen Wellenleiter, wie zum Beispiel einem dielektrischen Material, das von Luft umgeben ist. Die dominante Schwingungsmode – die Oberflächenwelle – wird gebunden geführt und strahlt lediglich an Diskontinuitäten ab, wozu beispielsweise ein abruptes Ende des Wellenleiters gehört, aber auch das Vorhandensein von periodischen Strukturen. Die Dissertation von Schühler [59] beschäftigt sich mit der Analyse und dem Entwurf von planaren Antennen auf Basis periodischer Strukturen.

Der grundlegende Unterschied zwischen periodischen Leckwellenantennen und Schlitzstrahlergruppenantennen liegt in der unterschiedlichen Realisierung von Diskontinuitäten. Bei Leckwellenantennen soll pro Längeneinheit eine kontinuierliche Abstrahlung erfolgen wobei jede Diskontinuität – erzeugt durch die periodische Folge von nichtresonanten Einzelementen – eine kleine Last an der Grundwellenleitermode darstellt. Es entsteht eine Äquivalenz zu einer gleichmäßigen Struktur mit einer komplexen Ausbreitungswellenzahl, bei der die Folge von Diskontinuitäten als Ganzes in der Analyse betrachtet werden kann. Im Gegensatz dazu sind die in der Regel resonanten Schlitzstrahler in einer Gruppe einzeln zu betrachten und gegenseitige Kopplungseffekte zwischen den Einzelementen müssen berücksichtigt werden. Das Erreichen verschiedener Lasten an die Wellenleitergrundmode kann bei diesem Antennentyp durch eine Rotation oder Veränderung der Position der Schlitzstrahler-elemente bewirkt werden, was einen deutlichen Unterschied zum Entwurfsprozess von periodischen Leckwellenantennen darstellt. Die resonante Last bei Schlitzstrahlergruppen führt zu anderen Antenneneigenschaften und einer unterschiedlichen Leistungsfähigkeit im Vergleich zu Leckwel-

lenantennen mit nichtresonanter Last an die Grundwellenleitermode. Beispielsweise sind Schlitzstrahleranordnungen frequenzabhängiger bezüglich ihrer Hauptstrahlrichtung. Sie überstreichen einen kleineren Winkelbereich, dafür aber in größeren Schritten mit der Änderung der Arbeitsfrequenz. Dies stellt je nach gewünschter Anwendung einen Vor- oder Nachteil dar. Verwendet man bei Schlitzstrahlergruppen hingegen nichtresonante Strahlerelemente, nähert sich deren Verhalten stark dem von Leckwellenantennen mit periodischen nicht-resonanten Strukturen an.

Wanderwellenantennen werden in der englischsprachigen Literatur grundlegend eingeteilt in *slow-wave* Antennen und *fast-wave* Antennen, wobei es sich bei Leckwellenantennen um *fast-wave* Antennen handelt. Die hier auftretende relevante Wanderwelle breitet sich mit einer Phasengeschwindigkeit größer-gleich der Geschwindigkeit des Lichtes aus. Die kontinuierliche Wellenabstrahlung entlang der geometrischen Ausdehnung der Antenne führt zu einer komplexen Wellenzahl, bestehend aus dem Dämpfungsmaß α und dem Phasenmaß β . Grundsätzlich erlaubt diese Antennenbauform eine hochdirektive Richtcharakteristik mit geringen Nebenkeulen und beliebig einstellbaren Winkeln der Hauptstrahlrichtung. Das Phasenmaß stellt eine geeignete Entwurfsgröße zur Einstellung der Hauptstrahlrichtung dar, während der Wert der Antennendirektivität mit Hilfe des Dämpfungsmaßes kontrolliert werden kann. Die Feldbelegung einer Leckwellenantennenapertur kann auf diesem Wege ebenfalls beeinflusst werden, um die Form einer bestimmten Richtcharakteristik zu kreieren. Das Strahlungsfeld einer Leckwellenantenne kann grundsätzlich über den bekannten Zusammenhang der Fouriertransformation zur Feldverteilung auf der effektiven Antennenapertur ermittelt werden. Bei einer strikt gleichmäßigen Antennengeometrie, die nicht durch besondere Maßnahmen modifiziert wurde, fällt die auf der Apertur vorhandene Feldbelegung exponentiell im Betrag ab.

Eines der einfachsten Beispiele für eine solche Antenne ist ein Rechteckhohlleiter, der entlang seiner gesamten Länge einen strahlenden Schlitz beherbergt und somit über dieser Länge die kontinuierliche Abstrahlung einer Leckwelle ermöglicht [60], [61] (vgl. Abb. 3.1, linke Seite). Das Dämpfungsmaß α stellt auch ein Maß für die Leckwellenabstrahlung dar. Je geringer das Maß der Leckwellenabstrahlung pro Längeneinheit ist, desto größer ist die effektiv wirksame Apertur der Antenne und somit die Direktivität. Bei der Wahl des Leckwellenabstrahlungsmaßes darf die physikalisch vorhandene Apertur nicht außer Acht gelassen werden. Im Falle eines zu geringen Wertes gegenüber der geometrischen Abmessung der Antenne wird die effektive Antennenwirkfläche begrenzt. Die verfügbare Leistung wird nur zu einem Anteil abgestrahlt, während der restliche Teil entweder von einer vorgesehenen Last aufgenommen wird oder an der Kante der Apertur abgestrahlt wird und eine ungewollte Verformung der Richtcharakteristik erzeugt. Ein angemessenes Entwurfsziel stellt in der Regel ein Zusammenspiel aus einem Leckwellenabstrahlungsmaß und einer Antennengeometrie dar, bei der über der

gesamten Antennenausdehnung 90 % der ursprünglich eingespeisten Leistung abgestrahlt werden. Die Form der Antennenrichtcharakteristik ist bei Leckwellenantennen frequenzabhängig, da sich das Phasenmaß mit der Frequenz verändert. Es sind beispielsweise Anwendungen im Bereich der Radartechnik realisierbar, bei denen die Hauptstrahlrichtung durch Veränderung der Betriebsfrequenz einen breiten Raumwinkel überstreicht. Die Grundform einer Leckwellenantenne stellt eine linienförmige Quelle dar, die in der Ebene entlang der Linie typischerweise eine schmale Hauptkeule erzeugt, aber in der quer dazu liegenden Ebene lediglich einen sehr breiten Öffnungswinkel aufweist. Mit der Hilfe von Leckwellenantennen existieren mehrere Möglichkeiten eine Rechteckapertur zu entwerfen. Beispielsweise können mehrere der linienförmigen Antennenstrukturen nebeneinander als Gruppe angeordnet werden [62], [63], oder man verwendet eine zweidimensional kontinuierlich oder periodisch ausgedehnte Struktur.

Grundsätzlich unterscheidet man zwischen zwei Arten von Leckwellenantennen: den gleichförmig- und den periodisch-geometrischen Leckwellenantennen. Die gleichförmigen Typen, wozu beispielsweise der Rechteckhohlleiter mit einem strahlenden Schlitz über seiner gesamten Länge gehört, weisen keinerlei Periodizität in ihrer geometrischen Struktur auf. Ihre Abstrahlung erfolgt immer innerhalb des Vorwärtsquadranten zwischen der Richtung, die in der Aperturebene (*end-fire*) liegt und der Flächennormalen (*broadside*). Mit einem Durchstimmen der Betriebsfrequenz zu höheren Frequenzen, neigt sich die Hauptstrahlrichtung in Richtung *end-fire*, erreicht diese allerdings – genau wie die *broadside*-Richtung – nie. Wie gut die Annäherung an diese Positionen ist, hängt stark von der Leckwellenstruktur ab. Beispielsweise können durch die Verwendung dielektrischer Materialien zusätzliche Entwurfsfreiheitsgrade gewonnen werden. Im Gegensatz zu periodischen Leckwellenantennen ist ein Vorteil, die Möglichkeit mit nur einer geringen Frequenzänderung eine große Änderung der Hauptstrahlrichtung zu erreichen. Dies kann für Anwendungen, bei denen diese Frequenzabhängigkeit gezielt ausgenutzt wird, von großem Nutzen sein. Darüber hinaus bleibt bei der Änderung der Strahlrichtung die Keulenbreite absolut konstant.

Bei periodischen Leckwellenantennen entsteht die Leckwellenabstrahlung aufgrund der Periodizität in der Struktur, genau in derselben Weise wie bei den gleichförmig-geometrischen Typen entsteht eine komplexe Wellenzahl. Die Periodizität selbst ist typischerweise konstant und kann durch die Gitter- bzw. Periodizitätskonstante a angegeben werden. Um das Strahlungsdiagramm im Hinblick auf die Ausprägung von Nebenkeulen zu optimieren, ist eine geringfügige Abweichung von einer strikt konstanten Periodizität zulässig. Ein Beispiel für eine periodische Leckwellenantennenstruktur analog zum bisher erwähnten geschlitzten Hohlleiter ist eine periodische Folge von Metallstreifen auf einem rechteckförmigen dielektrischen Material. (vgl. Abb. 3.1, rechte Seite).

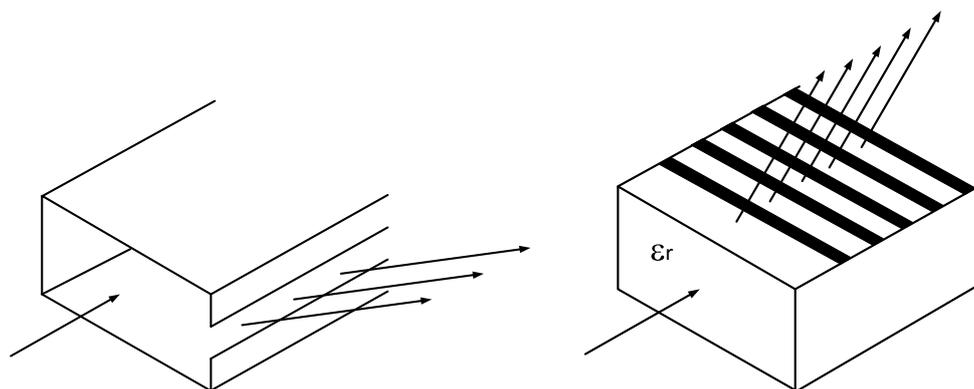


Abb. 3.1: Prinzipieller Vergleich zwischen gleichförmig-geometrischen (links) und periodischen Leckwellenantennen (rechts) anhand zweier Beispiele nach [60], [61]; linke Seite: Rechteckhohlleiter mit einem kontinuierlichen Schlitzstrahler entlang der gesamten geometrischen Länge; rechte Seite: periodische Folge von Metallstreifen auf einem rechteckförmigen dielektrischen Material

Ein wichtiger Unterschied in der Funktionsweise zwischen gleichförmigen und periodischen Leckwellenantennen ist die Grundswingungsmode. Bei gleichförmigen Strukturen handelt es sich um eine Oberflächenwelle mit einer Phasengeschwindigkeit größer als die des Lichtes im Freiraum (*fast-wave*). Diese führt immer dann zu einer Abstrahlung, wenn die geometrische Struktur offen ist, wohingegen die dominante Wellenmode einer periodischen Leckwellenantenne eine langsame Variante (*slow-wave*) ist, welche nicht abstrahlt, auch wenn die Struktur offen ist. Durch die Präsenz der periodischen Struktur entsteht allerdings eine unendliche Anzahl an Raumharmonischen, von denen einige Raumharmonische die hohe Phasengeschwindigkeit aufweisen (*fast-waves*) und somit abstrahlen. Im Gegensatz zu gleichförmigen Strukturen vermag eine periodische Leckwellenantenne sowohl in den Vorwärts- als auch in den Rückwärtsquadranten und vor allem in senkrechter Richtung zur Apertur zu strahlen.

Periodisch- oder gleichförmig-geometrische Leckwellenantennen können auf verschiedenen Wellenleitergeometrien basieren. Gerade die anfänglich in diesem Forschungsfeld realisierten Antennen nutzten Rechteckhohlleiter, welche modifiziert wurden, zum Beispiel durch geeignete Schnitte in die Hohlleiterwände, die periodische Folge von Bohrungen oder durch die periodische Folge von nicht resonanten Schlitzten [23], [64]. Die im Querschnitt relativ simple Geometrie führt dazu, dass eine exakte analytische Beschreibung der komplexen Wellenzahl der Struktur möglich ist, und dass sich diese Beschreibung und deren Ergebnisse mit den Messergebnissen sehr gut decken. Darüber hinaus können offene Hohlleitergeometrien als Ausgangsbasis verwendet werden und beispielsweise mit verschiedenen periodisch modulierenden Strukturen versehen sein. Dielektrische Wellenleiter oberhalb einer Metallgrundplatte können periodische Einkerbungen bzw. Furchen aufweisen [65]-[67] oder es befinden sich metallische Streifen auf deren Oberfläche (vgl. Abb. 3.2) [68]-[70].

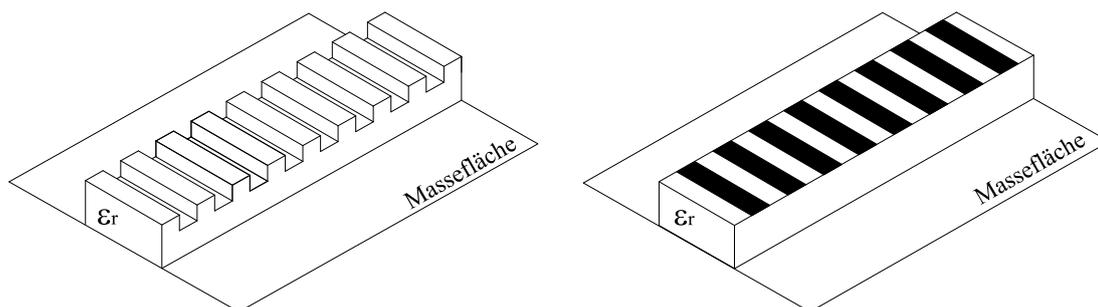


Abb. 3.2: Darstellung dielektrischer Wellenleiter mit unterschiedlicher periodischer Strukturierung oberhalb einer Metallgrundfläche; links: periodische Folge von Einkerbungen im dielektrischen Wellenleitermaterial; rechts: periodische Folge von Metallstreifen auf einem dielektrischen Material [65]-[70]

Eine weitere grundsätzliche Bauform stellt die Verwendung von Mikrostreifenleitungen dar. Eine periodische Leckwellenantenne kann zum Beispiel dadurch realisiert werden, dass *Patches* oder Metallstreifen seriell mit Hilfe einer solchen Streifenleitung miteinander galvanisch verbunden werden oder durch sie angekoppelt werden [71], [72]. Bei diesen referenzierten Beispielen von Leckwellenantennen handelt es sich um eindimensional-periodische Bauformen bzw. Linienstrahler. Sie können die Hauptstrahlrichtung in der direktiven Ebene ihrer Richtcharakteristik durch eine Variation der Arbeitsfrequenz nachführen. Es existieren Entwürfe, bei denen mehrere dieser Linienstrahler nebeneinander aufgebaut werden, um einerseits durch eine größere Antennenapertur eine Bündelung der Richtcharakteristik in der anderen Ebene zu erzielen und andererseits durch den Einsatz von Phasenschiebern in parallel benachbarten Antennenreihen, den Strahl auch in dieser Ebene nachführen zu können [62], [63]. Die Komplexität dieser Antennen ist im Vergleich zu klassischen phasengesteuerten Gruppenantennen [73], [74] gering, jedoch lässt nicht jede Anwendung eine Strahlnachführung mittels Veränderung der Arbeitsfrequenz zu.

Werden Leckwellenantennenstrukturen periodisch in zwei Dimensionen fortgesetzt entworfen, spricht man von zweidimensional-periodischen Leckwellenantennen. Diese verhalten sich wie quasi-uniforme Varianten dieses Antennentyps und weisen ein dispersives Verhalten auf, das für verschiedene Anwendungsfälle von Nutzen ist. Da diese Eigenschaften für die in Kapitel 2 beschriebene Anwendung mit ihren Anforderungen und im Vergleich zu anderen Lösungsansätzen besonders interessant sind, werden im weiteren Verlauf der vorliegenden Arbeit vor allem zweidimensional-periodische Leckwellenantennenstrukturen betrachtet.

3.2 Entwurf und Strahlungseigenschaften von zweidimensional-periodischen Leckwellenantennen

Zweidimensional-periodische Leckwellenantennen lassen sich als planare Antennenbauform realisieren. Sie bieten die Möglichkeit eine Antennenfläche mit einer bestimmten Größe zu entwerfen, welche üblicherweise mehrere bis einige zehn Wellenlängen Ausdehnung aufweist und daher zu einem höheren Wert der Direktivität führt. Je nach Anwendung genügt ein Aufbau mit vergleichsweise geringer Komplexität, vor allem hinsichtlich der Speisung einer solchen Antennenapertur. Diese planare Antennenbauform weist die grundsätzliche Geometrie eines Parallelplattenleiters auf, die sich im typischen Fall aus einer metallische Grundmassefläche und einer darüber liegenden teilweise reflektierenden Oberfläche (*Partially Reflective Surface* – PRS [75] oder auch *Frequency Selective Surface* – FSS [30]) ergibt (vgl. Abb. 3.3).

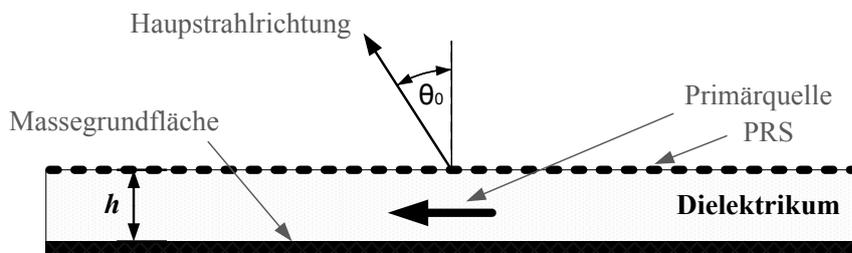


Abb. 3.3: Grundsätzlicher Aufbau einer zweidimensional-periodischen Leckwellenantenne in der Seitenansicht

Die PRS besteht aus einer Gruppe von in zwei Dimensionen periodisch angeordneten metallischen Elementen oder auch von Schlitzten und Aussparungen anderer Formen innerhalb einer Metallfläche (vgl. Abb. 3.4). Prinzipiell sind alle Formen und Kombinationen denkbar, welche eine Teiltransparenz bzw. Reflektivität spezifischer Ausprägung und mit unterschiedlichen Eigenschaften bezüglich ihres Frequenzgangs aufweisen. Es sind auch gleichförmige oder nur in einer Dimension periodische Strukturen als PRS realisierbar, wie zum Beispiel mehrere übereinander folgende dielektrische Schichten unterschiedlicher Permittivität [76], [77], kontinuierliche Schlitzte oder metallische Streifen [61], [62]. Zwischen den beiden Metallebenen befindet sich ein geeignetes Dielektrikum mit einer definierten Höhe h .

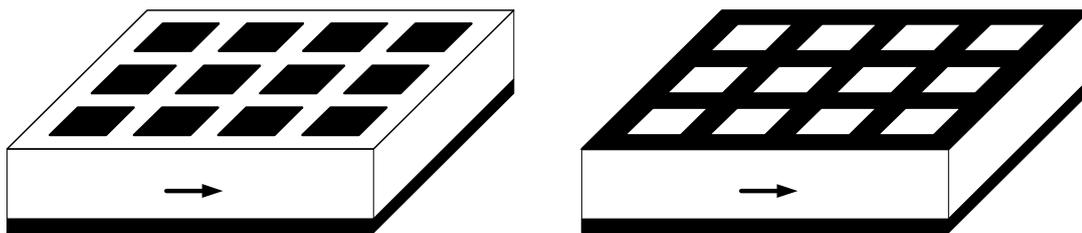


Abb. 3.4: Komplementäre PRS-Beispiele zweidimensional-periodischer Leckwellenantennen mit einer Gruppe von metallischen quadratischen Elementen (*Patches*) in der linken Bildhälfte und quadratischen Öffnungen in einer schwarz dargestellten Metallfläche in der rechten Bildhälfte

Die beschriebene Leckwellenantennenstruktur benötigt eine Anregung, welche sich üblicherweise auf halber Höhe des Dielektrikums befindet, insofern sie als elektrischer Dipol oder äquivalente symmetrisch-gespeiste Antennenstruktur ausgeführt ist oder innerhalb bzw. nahe der Ebene der Metallgrundplatte, wenn es sich um magnetische Dipole bzw. Schlitzstrahler, *Patch*-Antennen oder offene Hohlleiterenden handelt. Bei der Leckwelle, die entlang der beschriebenen Geometrie geführt wird, handelt es sich um eine zweidimensional-zylindrische Welle [78]. Sie breitet sich radial von der Primärquelle fortführend aus. Je nach Ausbreitungs- bzw. Dämpfungsmaß wird eine effektive Antennenapertur bestimmter Ausdehnung belegt, was zum entsprechenden Richtdiagramm führt. Für eine Primärquelle zur Anregung einer geeigneten Parallelplattenleitermode existiert eine Vielzahl von Ausführungsmöglichkeiten. Es ist möglich, bereits mit Hilfe der Primärquelle, die im Fernfeld der gesamten Antenne gewünschte Polarisationsart zu kreieren, insofern dies nicht durch die Beschaffenheit der darüber liegenden PRS gestört wird oder durch ein zusätzliches Polarisationsgitter erreicht werden soll.

Das Richtdiagramm einer unendlich ausgedehnten zweidimensional-periodischen Leckwellenantenne weist eine ausgeprägte Hauptkeule bei 0° Co-Elevation auf (*pencil beam*) oder es zeigt sich ein konisches Antennenrichtdiagramm (vgl. Abb. 3.5) mit einer Hauptstrahlrichtung größer 0° in Abhängigkeit der Höhe h des Dielektrikums. Die Höhe bestimmt das Phasenmaß und somit den Winkel der Hauptstrahlrichtung (vgl. Gleichung 3.3). Der Öffnungswinkel, und somit die Direktivität, wird über das Dämpfungsmaß bzw. die Reflektivität der Struktur festgelegt.

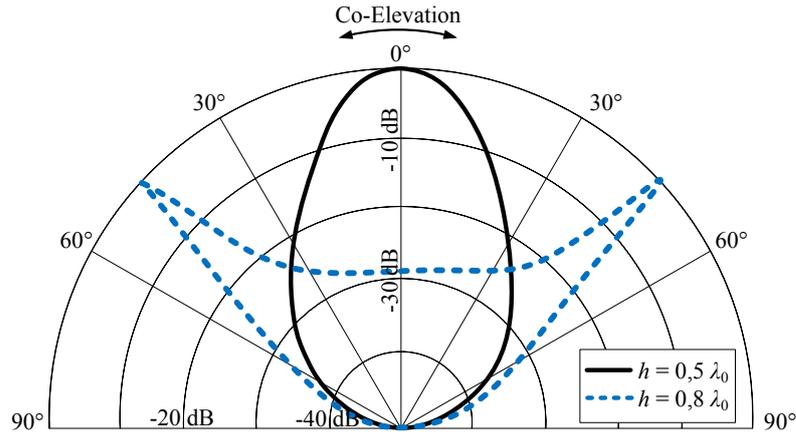


Abb. 3.5: Polar-logarithmische Darstellung einer Schnittebene der Richtcharakteristik einer zweidimensional-periodischen Leckwellenantenne mit einer *Patch*-PRS für zwei unterschiedliche Höhen h der PRS über der Metallgrundfläche nach Zhao [27]

Der Öffnungswinkel und der Abstrahlwinkel der Hauptkeule der Richtcharakteristik zeigen eine Frequenzabhängigkeit. Dispersives Verhalten tritt bei allen Arten von Leckwellenantennen auf. Durch Erhöhung der Arbeitsfrequenz oder der Höhe der PRS über der Metallgrundfläche vergrößert sich der Co-Elevationswinkel der Hauptstrahlrichtung und die rotationssymmetrische stark gebündelte Hauptkeule bei 0° (*pencil beam*) verändert sich zu einer konischen Richtcharakteristik mit einer Azimut-unabhängig auftretenden Elevationshauptstrahlrichtung abseits der Flächennormalen. Bei dem in Abb. 3.5 illustrierten Beispiel mit $h = 0,8 \lambda_0$ betrifft das den Co-Elevationswinkel von 45° . Es existieren Anwendungen, die diese Änderung der Hauptstrahlrichtung mittels Frequenzvariation nutzen [79]. Die in dem beschriebenen Aufbau einer zweidimensional-periodischen Leckwellenantenne auftretende Parallelplattenleitermode kommt sowohl als TM_z als auch als TE_z Mode vor. Deren radiale Wellenzahl ist folgendermaßen definiert [24], [25]:

$$k_\rho = \beta = \sqrt{(k_0 n_1)^2 - \left(\frac{\pi}{h}\right)^2} \quad (3.1)$$

Wobei n_1 für den Brechungsindex steht und h die Höhe des Dielektrikums beschreibt. Die Gleichung (3.1) zeigt, dass das Phasenmaß β der Struktur maßgeblich über die Höhe des Dielektrikums bestimmt wird. Mittels

$$\beta = k_0 \sin \theta_0 \quad (3.2)$$

erhält man den Zusammenhang zwischen der Höhe des Dielektrikums und dem Co-Elevationswinkel der Hauptstrahlrichtung θ_0 :

$$h = \frac{\lambda_0/2}{\sqrt{n_1^2 - \sin^2 \theta_0}} \quad (3.3)$$

Die Abstrahlung der Antenne mit einer periodischen PRS-Struktur erfolgt aufgrund der Parallelplattenleiter-Grundmoden TM_z und TE_z , welche Leckwellencharakter (*fast-waves*) aufweisen, und nicht aufgrund der Raumharmonischen dieser Moden. Das bedeutet, dass die Antenneneigenschaften maßgeblich durch das Reflexions- respektive Transmissionsverhalten der PRS und der Grundmode bestimmt wird. Die PRS kann als eine quasi gleichförmig-geometrische Oberfläche betrachtet werden und sollte aufgrund ihres Reflexionskoeffizienten und den Anforderungen an die Antennencharakteristik entworfen werden.

In [80] und [81] wurde ein Leitungsübertragungsmodell (*Transverse Equivalent Network – TEN*) für den Entwurf einer PRS-basierten Leckwellenantenne veröffentlicht. In diesem Modell wird die Fernfeldrichtcharakteristik auf der Basis der Reziprozität kalkuliert, indem das Feld am Punkt der Primärquelle berechnet wird, nach Anregung der gesamten Struktur durch eine einfallende planare Wellenfront. Die PRS wird durch einen auf den Feldwellenwiderstand des Freiraums normierten Parallelblindleitwert \bar{B}_L beschrieben sowie als infinitesimal dünn und verlustlos angenommen. Aus dem Modell (vgl. Abb. 3.6) ergeben sich die beiden elektrischen Felder E_θ der E- ($\phi = 0^\circ$) und E_ϕ der H-Hauptebene ($\phi = 90^\circ$) in Abhängigkeit des Co-Elevationswinkels θ zu:

$$E_\theta = \frac{2E_0 \csc(k_{z1}h) \cos \theta}{1 + j[\bar{B}_L + \bar{Y}_1^{\text{TM}} \csc(k_{z1}h)] \cos \theta} \quad (3.4)$$

$$E_\phi = \frac{2E_0 \csc(k_{z1}h)}{1 + j[\bar{B}_L + \bar{Y}_1^{\text{TE}} \csc(k_{z1}h)] \sec \theta} \quad (3.5)$$

mit den normierten Admittanzen:

$$\bar{Y}_1^{\text{TM}} = \frac{\epsilon_r}{\sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta}} \quad (3.6)$$

$$\bar{Y}_1^{\text{TE}} = \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta} \quad (3.7)$$

und mit:

$$E_0 = \frac{-j\omega\mu_0}{4\pi r} e^{-jk_0 r} \quad (3.8)$$

$$k_{z1} = k_0 \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta} \quad (3.9)$$

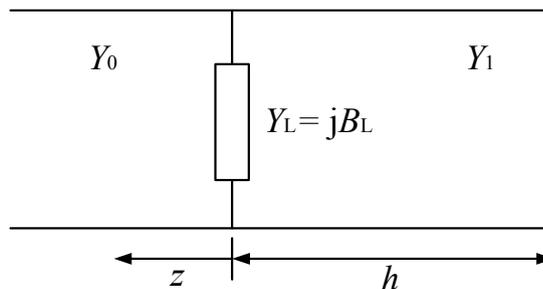


Abb. 3.6: Leitungsübertragungsmodell (*Transverse Equivalent Network – TEN*) für den allgemeinen Entwurf einer idealisierten PRS-basierten Leckwellenantenne nach Zhao [80], [81]

Aus der Beschreibung der Felder in den beiden Hauptebenen werden in den genannten Veröffentlichungen Berechnungsgrundlagen für die 3-dB-Keulenbreite und die Frequenzabhängigkeit der Leistungsdichte für eine Vielzahl verschiedener Fälle bezüglich der Hauptebene des Richtdiagramms und dem realisierbaren Winkelbereich der Hauptstrahlrichtung abgeleitet. Das TEN-Modell geht von unendlich ausgedehnten und verlustlosen Strukturen aus. Es berücksichtigt keine Effekte, die durch die Strukturbegrenzung der Leckwellenantenne [82] auftreten sowie die spezifischen Eigenschaften von Primärquellen an anderen geometrischen Positionen und mit der Verwendung zirkularer Polarisation. Ein angemessenes Verfahren für die exakte Analyse des Verhaltens von zweidimensional-periodischen Leckwellenantennen mit einem komplexeren Aufbau sollte daher immer auch durch einen simulationsgetriebenen Entwurf mitbestimmt werden, mit der Hilfe von Software, die anhand eines dreidimensionalen Modells eine elektromagnetische Vollwellensimulation realisiert und dabei die Begrenzung der Struktur, die Beschaffenheit der Primärspeisung sowie ohmsche und dielektrische Verluste berücksichtigt. Hierbei sind auch zeit- und speichereffiziente Ansätze als Teil des Entwurfsprozesses denkbar, welche infinite Strukturmodelle mit nur einer Einheitszelle einer PRS aber periodisch fortsetzenden Randbedingungen anwenden.

3.3 Entwurf von Einheitszellen für zweidimensional-periodische Strukturen

Die bei zweidimensional-periodischen Leckwellenantennen zur Anwendung kommenden teilreflektierenden Oberflächen (PRS) werden aufgrund ihrer dispersiven Eigenschaften auch als frequenzselektive Oberflächen (FSS – *Frequency Selective Surface*) bezeichnet [30], [83]-[85]. Eine solche Flächenstruktur ergibt sich aus einer sich zweidimensional wiederholenden Anordnung identischer Elemente in einer Gruppe mit Interelementdistanzen D_x und D_y (vgl. Abb. 3.7). Insofern die FSS dieselbe Periodizität in x- und y-Richtung aufweist, entspricht der Wert der Gitterkonstanten a den Werten von

D_x und D_y . Die aus Einzelementen bestehende Gruppe wird typischerweise durch eine Strukturierung einer Metallschicht oder eines Substratmaterials erzeugt. Auch mehrere verschiedene dielektrische Schichten mit strukturierter Metalloberfläche sind als FSS verwendbar. Diese Oberflächen werden für verschiedene Anwendungsbereiche entworfen, um in Abhängigkeit von der Wellenlänge bestimmte Reflexions-, Transmissions- und Absorbtionseigenschaften aufzuweisen. Eine auf die FSS einfallende planare Welle \vec{E}_i wird zu einem Anteil \vec{E}_t übertragen und zu einem anderen Teil \vec{E}_r reflektiert werden. Durch den geometrischen Entwurf der Einheitszelle und deren Gitterkonstante lassen sich die verschiedensten Filtereigenschaften erzeugen. Diese können in einfacher Form über die Beträge des Reflexions- Γ und des Transmissionskoeffizienten T beschrieben werden:

$$\Gamma = \frac{E_r}{E_i} ; T = \frac{E_t}{E_i} \quad (3.10)$$

wobei E_i , E_t , E_r die Amplituden des einfallenden, des transmittierten und des reflektierten elektrischen Feldes bezeichnen. Die Abb. 3.7 zeigt zwei zueinander komplementär entworfene periodische Gruppen mit Streifen bzw. Schlitzten in einer Metallfläche als Einheitselemente. Während die aus Streifen bestehende FSS eine Bandsperren-Filtercharakteristik aufweist, liefert der komplementäre Entwurf mit Schlitzten das inverse Verhalten des Frequenzgangs für eine einfallende planare Wellenfront. Die Reflexion bzw. die Transmission ist ideal bei der jeweiligen Resonanzfrequenz.

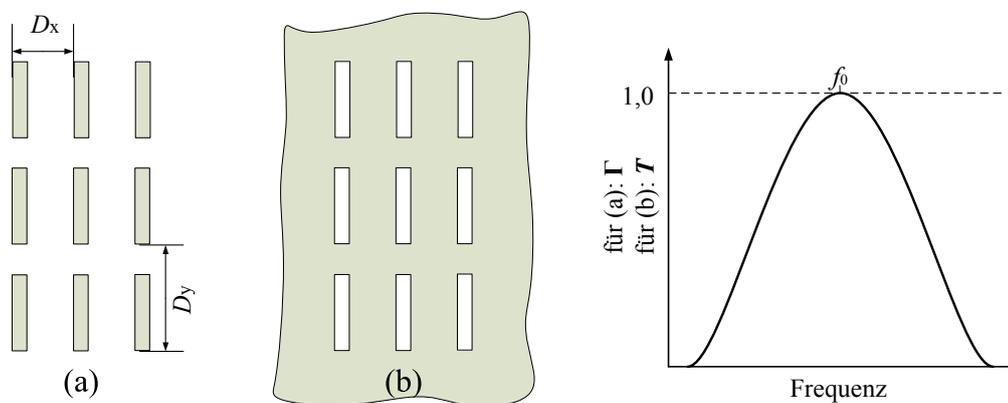


Abb. 3.7: Darstellung zweier komplementärer FSS-Entwürfe nach Munk [30] und deren dazugehöriger Reflexions- bzw. Transmissionsfrequenzgang; Fall (a): unendlich-periodische Gruppe von Streifen mit Bandsperren-Filtercharakteristik; Fall (b): unendlich-periodische Gruppe von Schlitzten in einer Metallfläche mit Bandpass-Filtercharakteristik

Dieses Beispiel für das Babinetische Prinzip [86] zeigt sich allerdings nur dann ideal, wenn die betrachtete periodische Struktur mit einem sehr dünnen (höchstens ein Tausendstel der Wellenlänge) und verlustlosen Leitermaterial realisiert werden könnte

(vgl. [85], S. 3 ff.). Andernfalls zeigen sich Abweichungen in der Bandbreite der beiden Frequenzgänge. Die gewünschte Filtercharakteristik lässt sich durch den Lageraufbau der gewählten Oberflächen und Dielektrika beeinflussen. Beispielsweise erreicht man durch die Einbettung der periodischen Struktur in ein dielektrisches Material oder durch Verwendung mehrerer periodisch strukturierter Flächen, aufeinanderfolgend ohne Dielektrikum, einen breiteren bzw. flachen Durchlassbereich eines Bandpasses und steilere Flanken im Frequenzgang [87]. Durch die Verwendung einer oder mehrerer dielektrischer Lagen, lässt sich auch der Einfluss des Welleneinfallswinkels und des Polarisationswinkels auf den Frequenzgang, insbesondere auf die Lage der Resonanz sowie die Bandbreite, beeinflussen [88]-[90]. Wie die Abb. 3.8 veranschaulicht, führt die Einbettung der frequenzselektiven Fläche in ein unendlich ausgedehntes Substratmaterial zu einer Verschiebung der Grundfrequenz f_0 auf den Wert $f_0 / \sqrt{\epsilon_r}$.

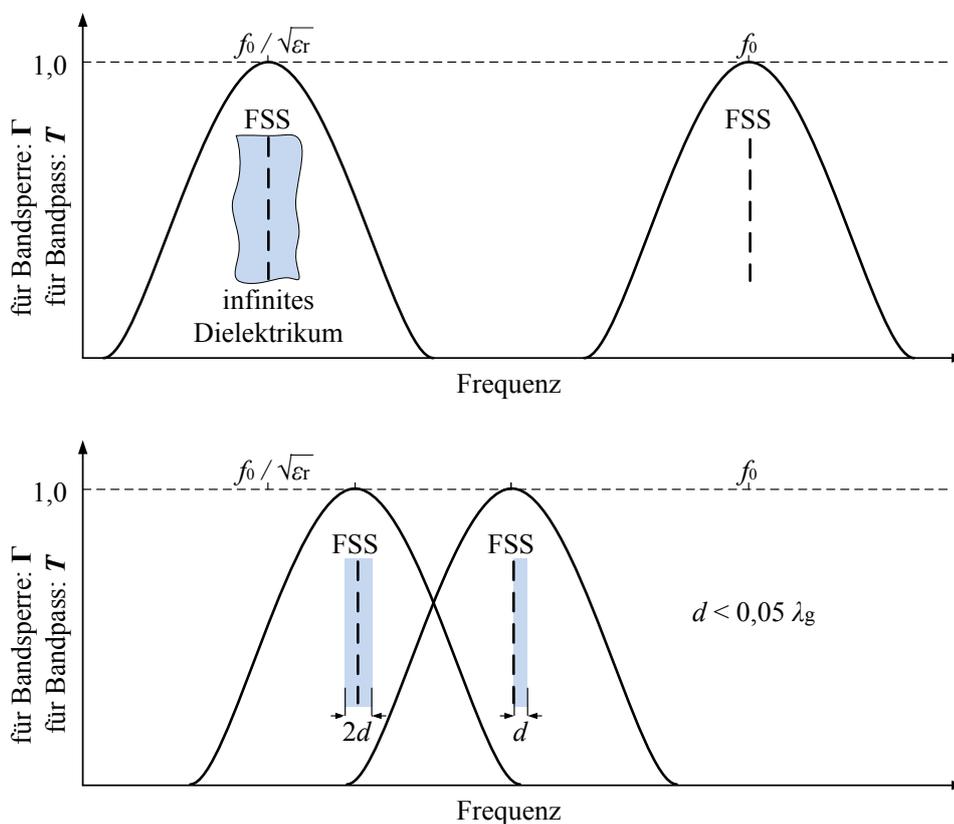


Abb. 3.8: Einfluss des Substratträgermaterials auf den Frequenzgang einer frequenzselektiven Oberfläche (FSS) nach Wu [85]; obere Bildhälfte: Vergleich der Resonanz einer FSS in unendlich ausgedehntem Dielektrikum bei $f_0 / \sqrt{\epsilon_r}$ und ohne Substratmaterial bei f_0 ; untere Bildhälfte: Vergleich des Frequenzganges einer FSS mit einer begrenzten Substratschicht der Dicke d auf beiden Seiten der FSS sowie nur auf einer Seite der FSS

In der Praxis wird sich die resultierende Resonanzfrequenz der Filtercharakteristik zwischen der Grundfrequenz und der Verschiebung bei unendlich ausgedehntem Substrat-

material befinden, da eine effektive relative Permittivität ϵ_{eff} , bestimmt durch Luft und Substrat, wirksam wird. Bei der Verwendung zweier Substratlagen um die metallische FSS herum zeigt sich selbst bei Substratdicken von nur einem Zwanzigstel der Wellenlänge bereits eine Verschiebung der resultierenden Resonanzfrequenz nah an $f_0/\sqrt{\epsilon_r}$ heran. Bei nur einem Trägermaterial dieser Stärke mit der FSS als Ober- oder Unterseite liegt die resultierende Resonanz des Frequenzgangs bei etwa $f_0/\sqrt{(\epsilon_r+1)/2}$ [87]. Dieser bekannte Effekt der Verkürzung der geführten Wellenlängen trägt deutlich zur Miniaturisierung des Einzelzellenentwurfs für zweidimensional-periodische Strukturen bei. Für die richtige Filtercharakteristik bzw. das für die Anwendung notwendige Maß an Reflektivität der FSS im Nutzfrequenzbereich ist die Auswahl der verwendeten Einheitszelle für eine periodische Oberfläche von maßgeblicher Bedeutung. Verschiedene Elementtypen weisen Unterschiede vor allem in Bandbreite, der Abhängigkeit der Resonanz in Bezug zum Welleneinfallswinkel und der Polarisation auf. Nach Munk [30] werden FSS-Einheitszellen in vier verschiedene Gruppen eingeteilt (vgl. Abb. 3.9):

1. N-Pole mit einem gemeinsamen Mittelpunkt, zu denen als einfachstes Element eine Dipolstruktur oder vierarmige Strukturen wie das sogenannte *Jerusalemkreuz* gehören [91]-[94].
2. Schleifentypen, wie beispielsweise Ringe, Quadrate oder hexagonale Formen [95]-[97].
3. Metallflächentypen mit einer vielfältigen Möglichkeit bei der Formgebung [98]-[100].
4. Kombinationstypen, bei denen sich die Eigenschaften der ersten drei Gruppen vermischen [101].

Bei der Formgebung von Einzelzellen sind dem Entwurfsprozess keine Grenzen gesetzt. Dennoch lassen sich die verschiedenen Formen in genannter Weise klassifizieren. In der Abb. 3.9 sind die als Metall ausgeführten Flächen farblich dargestellt. Jedes dieser Beispiele kann auch als komplementäre Variante entworfen werden, bei der dann die farbige Fläche eine Öffnung in einer soliden Metallfläche darstellt und die in der Regel Bandpassverhalten im Frequenzgang aufweisen wird.

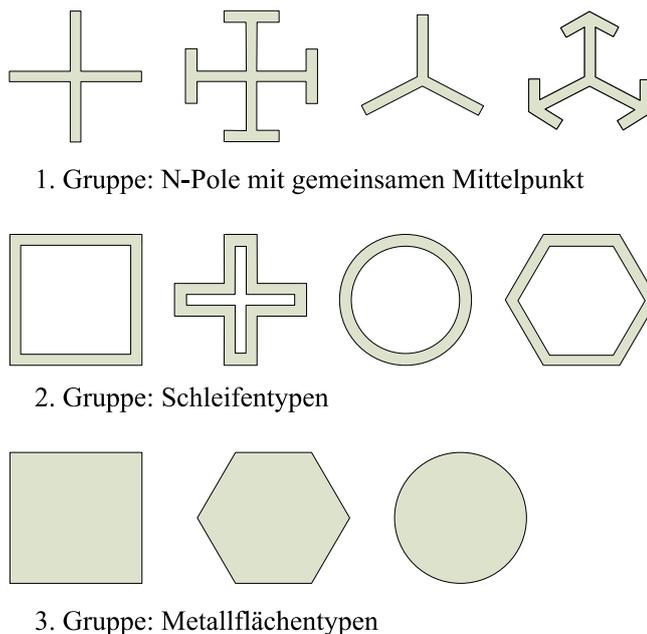


Abb. 3.9: Beispiele für verschiedene Entwürfe von Einheitszellen für frequenzselektive Oberflächen drei verschiedener Gruppen nach Munk [30]

Eine der möglichen Realisierungen von Einheitszellen ist der Aperturtyp, bei dem in eine Metallfläche Öffnungen verschiedener Form periodisch eingebracht sind, um eine PRS mit Hochpassverhalten zu kreieren. Dieser Typ ist keine eigenständige Klasse von FSS-Zellen, sondern lediglich der Komplementärtyp zu den Metallflächen-Typen. In Abb. 3.10 wurde hierfür ein Quadrat als Grundform gewählt, welches eine geringe kapazitive Kopplung über die relativ große Apertur im Metall hin aufweist. Dies führt dazu, dass sich an keiner Stelle des Frequenzganges ein Betrag des Transmissionskoeffizienten von 1 einstellt. Ergänzt man den Entwurf dieser Einheitszelle um eine etwas kleiner ausgeführte metallische Quadratfläche, so ergibt sich die Komplementärform zu den bereits genannten Schleifentypen, in dem eine Öffnung in Quadratschleifenform und mit hoher kapazitiver Kopplung entsteht. Dieser Entwurf weist dann ein ausgeprägtes Bandpassverhalten mit scharfer Resonanzstelle und einem dazugehörigen Betrag von 1 des Transmissionskoeffizienten auf (vgl. Abb. 3.10). Außerdem verringert sich aufgrund der kapazitiven Verkürzung die Einzelelementausdehnung von einer halben auf ein Viertel der Wellenlänge der Resonanzfrequenz. Generell lässt sich sagen, dass es von Vorteil ist, wenn die Einzelzellen nah beieinander liegen. Somit ist auch die Gitterkonstante klein gegenüber der Wellenlänge, um für eine gute Stabilität des Frequenzganges bei unterschiedlichen Welleneinfallswinkeln zu sorgen. Außerdem führen Entwürfe mit Einzelzellenabständen von mehr als einer halben Wellenlänge bei allen aufgezeigten Arten von FSS Typen aufgrund von konstruktiven Interferenzen höherer Ordnung zu Nebenkeulen in der Richtcharakteristik und einer Verschiebung der Resonanzfrequenz nach unten mit zunehmender Abweichung des Einfallswinkels zur Flächennormalen (vgl. [85] S. 9 ff.).

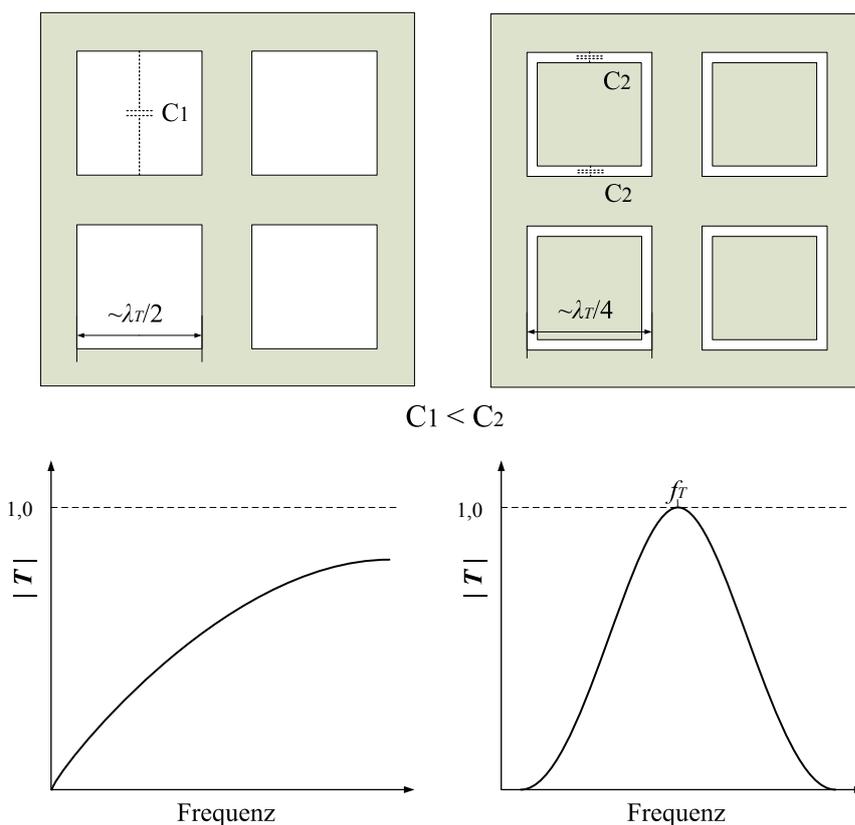


Abb. 3.10: Beispiel für Aperturtyp-FSS mit einer unendlich-periodischen Folge von quadratischen Öffnungen in einer infiniten Metallfläche (linke Seite) und einer ähnlichen Variante mit einer Öffnung in quadratischer Schleifenform (rechte Seite) mit deutlich höherer kapazitiver Kopplung zwischen den Metallseiten sowie dem typischen Verlauf des Betrages des Transmissionskoeffizienten über der Frequenz für beide Varianten nach Munk [30]

Die vorgestellten Einzelzellen, periodisch angeordnet, eignen sich für eine Vielzahl von Anwendungen mit teil-reflektierenden bzw. frequenzselektiven Oberflächen. Im Alltag begegnet man ihnen zum Beispiel als Gitter im Sichtfenster eines Mikrowellenofens mit Bandsperre-Eigenschaften für die erzeugten elektromagnetischen Wellen bei 2,4 GHz und mit Frequenzen des sichtbaren Lichts im Durchlassbereich der Filterkurve. Denkbare ähnliche Anwendungen sind frequenzselektiv entworfene Fahrzeug- oder Fensterscheiben sowie Hauswände, die Innenräume vor ungewünschten Teilen des Frequenzspektrums abschirmen bei gleichzeitigem Bandpassverhalten für gewünschte Kommunikationsanwendungen [102]-[104].

Im Bereich der Funkortung und Radartechnik werden seit langem frequenzselektive Oberflächen eingesetzt, um den Radarquerschnitt sowohl von Zielen der Aufklärung als auch die Aufklärungseinrichtungen selbst, wie zum Beispiel von Radomen, zu verringern. Beim Entwurf von Reflektorantennen können FSS als dichroitische Subreflek-

toren eingesetzt werden, die nur für ein bestimmtes Kommunikationsband reflektiv werden und den Brennpunkt einer Cassegrain-Anordnung erzeugen, während für ein anderes Kommunikationsband die Speisung im Brennpunkt des Hauptreflektors erfolgen kann. Auch für den Hauptreflektor einer Parabolantenne können frequenzselektive Eigenschaften nützlich sein, wenn beispielsweise eine weitere dahinterliegende Antennenanordnung den Reflektor in einem anderen Nutzfrequenzbereich durchstrahlen soll. Generell können FSS überall da eingesetzt werden, wo dispersives Reflexions- bzw. Transmissionsverhalten neue Entwurfsmöglichkeiten eröffnet. Darüber hinaus existiert die Möglichkeit, periodische Strukturen als Polarisationsgitter einzusetzen und beispielsweise aus einer linear polarisiert abstrahlenden Antenne eine zirkulare Polarisation zu erzeugen [105], [106].

Die maßgeblich relevante Anwendungsmöglichkeit von frequenzselektiven Oberflächen für die vorliegende Arbeit liegt in der Möglichkeit begründet, durch die Verwendung mehrerer Lagen einerseits die teilreflektiven Eigenschaften als Leckwellenantenne in einem bestimmten Frequenzband zu nutzen und andererseits ein weiteres Frequenzband möglichst ungehindert passieren zu lassen. Dies ist bei der im Kapitel 2 vorgestellten Satellitenkommunikationsanwendung mit weit auseinanderliegenden Frequenzbereichen für *Downlink* (20 GHz) und *Uplink* (30 GHz) von Vorteil. Wie diese Eigenschaften für den Entwurf eines Leckwellenantennenpanels eingesetzt werden können, wird im folgenden Kapitel 4.1 detailliert erläutert.

4 Entwurf eines Leckwellenantennenpanels

Der Entwurf eines zweidimensional-periodischen Leckwellenantennenpanels gliedert sich hauptsächlich in zwei Teilbereiche. Einerseits betrifft das den Entwurf der partiell reflektierenden Oberfläche (PRS), die aufgrund ihrer frequenzselektiven Eigenschaft auch als *Frequency Selective Surface* (FSS) bezeichnet wird. Die frequenzselektive Oberfläche befindet sich über einem dielektrischen Medium und einer darunter liegenden Metallfläche. Andererseits ist die Auswahl und Realisierung einer geeigneten Primärquelle zur Anregung der Leckwellenstruktur und somit dem Einprägen der gewünschten Feldbelegung in der Antennen-Aperturebene von hoher Bedeutung. Vor dem Aufbau und der messtechnischen Verifikation wurden die Eigenschaften der entworfenen Komponenten durch eine dreidimensionale elektromagnetische Vollwellensimulation mit der numerischen Finiten-Elemente-Methode [107], [108] überprüft und optimiert. Diese Simulationsergebnisse werden in diesem Kapitel begleitend zu den Entwurfsschritten dargestellt und erläutert.

4.1 Entwurf der frequenzselektiven Oberfläche

4.1.1 Anforderungen an die frequenzselektive Oberfläche

Wie bereits im Kapitel 3 erläutert, ermöglichen frequenzselektive Oberflächen einen bestimmten Frequenzgang der Transmissions- bzw. der Reflexionskoeffizienten einer auf die Struktur einfallenden elektromagnetischen Welle. Bei einer gewünschten Arbeitsfrequenz lässt sich durch den Entwurf der periodisch fortgesetzten Einzelzelle ein beliebiges Maß an Reflektivität einstellen. Je höher die Reflektivität der frequenzselektiven Oberfläche ist, desto geringer ist die Leckwellenabstrahlung pro Längeneinheit der zweidimensional-periodischen Leckwellenantenne, was zur Feldbelegung einer weiter räumlich ausgedehnten effektiven Antennenapertur und somit zu einem höheren Richtfaktor führt. Trotzdem kann die Reflektivität nicht beliebig hoch gewählt werden, da die relevanten Leistungsanteile über der begrenzten Struktur abgestrahlt werden müssen, um einen optimalen Beitrag zur gewünschten Fernfeldrichtcharakteristik zu liefern und unerwünschte Randabstrahlungseffekte minimal zu halten.

Das Ziel der vorliegenden Arbeit ist es, eine frequenzselektive Oberfläche zu beschreiben, welche die für die Satellitenkommunikation im Ka-Band relevante Dualbandigkeit aufweist. Hierfür ist es notwendig, dass sowohl im Frequenzbereich um 20 GHz als auch um 30 GHz eine Reflektivität vorhanden ist, die eine geeignete Feldbelegung der Antennenapertur erzeugt. Die geforderten Eigenschaften und die Funktionstüchtigkeit der Leckwellenantenne müssen zunächst bei nur einer Arbeitsfrequenz und der notwen-

digen Systembandbreite erprobt werden und mittels Implementierung und einem geeigneten Messaufbau nachgewiesen werden, bevor diese für den dualbandigen Ansatz entworfen und verifiziert werden kann. Hierbei geht es nicht zuletzt darum, verschiedene Realisierungsmöglichkeiten abzuwägen und zu optimieren, sowie adäquate Aufbauttechnologien zu erproben.

Die Verwendung eines Simulationsmodells mit einer unendlich periodisch angeordneten Elementarzelle über metallischem Grund – realisiert mittels periodischer Randbedingungen – ermöglicht Studien der Reflexions- und Transmissionseigenschaften. Die Reflexion und Transmission können in Betrag und Phase untersucht werden. Die Abb. 4.1 zeigt die Phase des Reflexionskoeffizienten bei senkrechtem Einfall einer ebenen Wellenfront für drei verschiedene Fälle: Den über der Frequenz konstanten Phasenverlauf von 180° eines perfekten elektrischen Leiters (PEC), einen Phasengang von 0° für einen perfekten magnetischen Leiter (PMC) und den Phasenverlauf einer frequenzselektiven Oberfläche (FSS) über einer Massefläche. Bei letztgenanntem ist der Nulldurchgang der Reflexionsphase über der Frequenz ein Indikator und Entwurfskriterium für die Arbeitsfrequenz der zweidimensional-periodischen Leckwellenantenne [109].

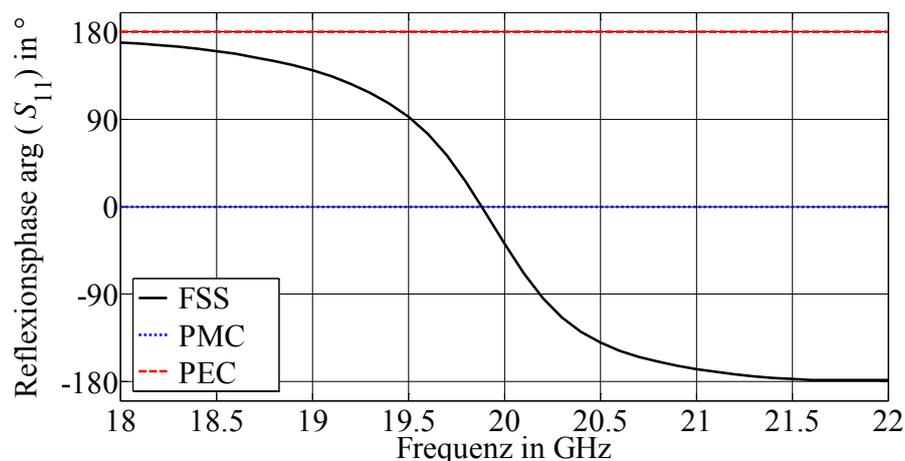


Abb. 4.1: Frequenzgang der Phase des Reflexionskoeffizienten bei senkrechtem Einfall einer ebenen Wellenfront auf eine infinite Oberfläche eines perfekten elektrischen Leiters (PEC), eines perfekten magnetischen Leiters (PMC) und einer frequenzselektiven Oberfläche (FSS) oberhalb einer Massefläche

Zu höheren und niedrigeren Frequenzen hin nähert sich das Reflexionsverhalten einer typischen FSS den Eigenschaften einer Metallfläche an. Neben dem Einfluss auf die frequenzselektiven Eigenschaften wirken sich der Entwurf der Elementarzellen und deren Höhe über der Massefläche auf den Phasengang der Reflexion aus. Dieses typische Verhalten bei einer oder mehreren Arbeitsfrequenzen stellt die Hauptanforderung bezüglich des Entwurfs von frequenzselektiven Oberflächen dar. Die genaue Vorge-

hensweise wird in den folgenden Abschnitten der vorliegenden Arbeit anhand von ausgewählten Elementarzellen beschrieben.

Ein wichtiges Anforderungskriterium ist die Eignung für die Verwendung von zirkular polarisierten elektromagnetischen Wellen. Ein hierfür geeigneter Entwurf der frequenzselektiven Oberfläche zeigt sich vor allem in einer Gleichbehandlung der in zwei orthogonale lineare Feldvektoren (mit einer 90° Phasendifferenz zueinander) aufteilbaren zirkular polarisierten Welle. Dies wird erreicht durch eine in beide Dimensionen periodisch identisch fortgesetzte Struktur. Die Eigenschaften quadratischer Elementarzellentwürfe, welche in x- und y-Richtung die gleiche Entwurfsstruktur und Gitterkonstante $a = D_x = D_y$ aufweisen, sind also für eine durch die Primärquelle angeregte zirkular polarisierte Welle geeignet.

Die Periodizität sollte klein gegenüber der Freiraumwellenlänge sein, da die FSS dann als eine quasi gleichförmig-geometrische Oberfläche betrachtet werden kann, welche hauptsächlich aufgrund ihres Transmissions- und Reflexionsverhaltens entworfen wird und eine gute Stabilität des Frequenzgangs bei unterschiedlichen Welleneinfallswinkeln aufweist [59], [109].

Nicht zuletzt spielt die Wahl der verwendeten Leiter- sowie notwendiger Trägermaterialien eine entscheidende Rolle für die auftretenden ohmschen und dielektrischen Verluste, die bei Ausdehnungen vieler Wellenlängen (z. B. 20 Freiraumwellenlängen) der Antennenapertur in Bezug zu verwendeten Freiraumwellenlängen von 15 mm (20 GHz) und 10 mm (30 GHz) nicht zu vernachlässigen sind. Metallische Leiter und Oberflächenbeschichtungen mit möglichst geringen ohmschen Verlusten sollten zum Entwurf der periodischen Struktur verwendet werden sowie Mikrowellen-Substratmaterialien mit möglichst geringem Verlustwinkel $\tan \delta$ im genannten Frequenzbereich.

4.1.2 Monobandige Funktionalität

Für den Entwurf einer frequenzselektiven Oberfläche mit einem partiell reflektierenden Verhalten, eignet sich ein dreidimensionales elektromagnetisches Vollwellen-Simulationsmodell einer Einheitszelle mit implementierten Randbedingungen, die eine unendlich periodische Fortsetzung dieser Elementarzelle definieren (vgl. Abb. 4.2). Eine solche Modellumgebung [110] und die Analyse mit der Finite-Elemente-Methode erlauben die Auswertung von Betrag und Phase des Reflexions- und Transmissionskoeffizienten, ohne dass zu diesem Entwurfsprozesszeitpunkt eine genauere Kenntnis der verwendeten Primärquelle einer Leckwellenantenne oder die genauen Abmessungen der später finit ausgedehnten Antennenapertur notwendig sind. Dieses Simulationsverfahren mit nur einer Elementarzelle und periodischen Randbedingungen benötigt wenig numerischen Rechenaufwand und es dient der Vorbereitung eines finiten Simulationsmodells, wel-

ches den Aufbau des später zu realisierenden Leckwellenantennenpanels angemessen berücksichtigt.

Das in der Abb. 4.2 dargestellte Modell zeigt eine FSS-Einheitszelle, welche eine unendlich fortgesetzte Metallebene mit einer Stärke von $35\ \mu\text{m}$ und den Eigenschaften von Kupfer berücksichtigt. In der Metallebene befinden sich zweidimensional-periodisch fortgesetzte quadratische Öffnungen mit einer Seitenlänge von $4\ \text{mm}$. Die Periodizität bzw. die Gitterkonstante beträgt $a = 7\ \text{mm}$. Die metallische Strukturierung wurde im Hinblick auf spätere Realisierungsmöglichkeiten auf einem geeigneten Mikrowellen-Trägermaterial mit der Bezeichnung *Rogers RO4003C* [111] und einer Stärke von $0,5\ \text{mm}$ modelliert. Dieses Material besitzt eine relative Permittivität von $\epsilon_r = 3,55$ und einen dielektrischen Verlustfaktor von $\tan \delta = 0,0027$. Das im Simulationsmodell enthaltene Substratmaterial wird durch die periodischen Randbedingungen ebenfalls unendlich fortgesetzt. Durch die Verwendung relevanter Materialparameter berücksichtigt die EM-Simulation bereits zu erwartende dielektrische und ohmsche Verluste.

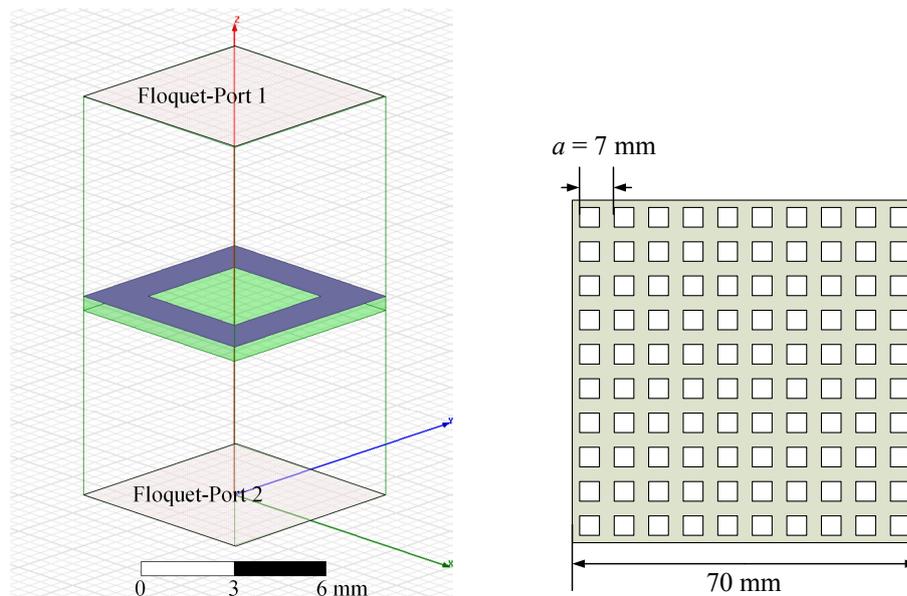


Abb. 4.2: links: Simulationsmodell einer monobandigen FSS-Einheitszelle mit quadratischer Öffnung, unendlich-periodischen Grenzflächenbedingungen und zwei *Floquet-Ports*; rechts: Beispiel einer frequenzselektiven Oberfläche von $70\ \text{mm} \times 70\ \text{mm}$ (Draufsicht) bestehend aus monobandigen Einheitszellen mit quadratischer Öffnung und einer Gitterkonstante von $a = 7\ \text{mm}$

Am oberen und unteren Ende des transparent dargestellten Luftbereiches, wurden sogenannte *Floquet-Ports* definiert, welche die infinite frequenzselektive Oberfläche mit einer planaren Wellenfront in einem zur Fläche senkrechten Einfallswinkel anregen und zugleich als ideale Last abschließen. Über die Auswertung der Simulationsergebnisse lassen sich zwischen diesen beiden *Floquet*-Anregungen die S-Parameter analysieren, die ein Maß für die Transmissionskoeffizienten (in diesem Fall gilt $S_{21} \approx S_{12}$) bzw. die

Reflexionskoeffizienten (in diesem Fall gilt $S_{11} \approx S_{22}$) der im Modell definierten Struktur repräsentieren.

In Abb. 4.3 wird der Betrag des Transmissionskoeffizienten (blaue Kurve) sowie des Reflexionskoeffizienten (schwarze Kurve) zwischen den *Floquet-Ports* ober- und unterhalb der periodischen Struktur und dem Substratmaterial über einem Frequenzbereich von 10 bis 40 GHz logarithmisch dargestellt. Die Referenzebenen für Betrag und Phase liegen an der Oberseite der FSS und an der Unterseite des Trägermaterials. Der Transmissionsbetrag über der Frequenz zeigt dispersives Verhalten. Die Abbildung illustriert eine Bandpass-Filtercharakteristik mit einer Resonanz bei 29,4 GHz. Mit einem Betrag des Vorwärtstransmissionskoeffizienten von $|S_{21}| = -0,13$ dB kann nahezu die vollständige Leistung die frequenzselektive Oberfläche passieren. Bei einer Frequenz von 20,0 GHz zeigt sich hingegen ein Transmissionsbetrag von $|S_{21}| = -7,14$ dB an der Filterkurvenflanke, was bedeutet, dass lediglich etwa ein Fünftel der ursprünglich auf der Oberseite der FSS senkrecht einfallenden Leistung die Struktur passieren kann. Die Analyse des Reflexionskoeffizienten (schwarze Kurve) bei 20,0 GHz bestätigt das Ergebnis mit einem Wert von $|S_{11}| = -0,95$ dB, was in etwa einer reflektierten Leistung von 80 % entspricht. Bei dieser Frequenz weist die Struktur das für die Antennenfunktion benötigte partiell reflektierende Verhalten auf.

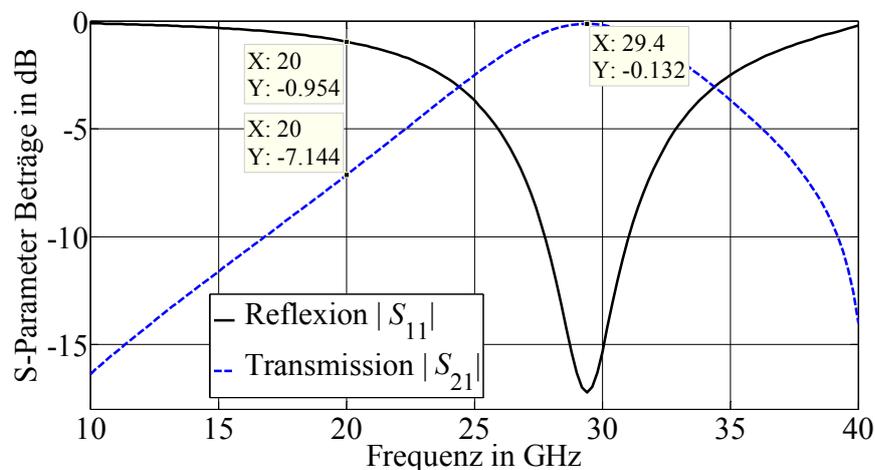


Abb. 4.3: Betrag des Reflexionskoeffizienten $|S_{11}|$ sowie des Transmissionskoeffizienten $|S_{21}|$ in dB zwischen beiden *Floquet-Ports* ober- und unterhalb der periodischen Struktur und dem Substratmaterial aus Abb. 4.2 über einem Frequenzbereich von 10 bis 40 GHz

Wie bereits im vorhergehenden Abschnitt 4.1.1 beschrieben, ist der Reflexionsphasengang (Phase des Reflexionskoeffizienten $\arg(S_{11})$ in Abhängigkeit von der Frequenz) ein wichtiges Entwurfskriterium für die frequenzselektive Oberfläche einer zweidimensional-periodischen Leckwellenantenne. Dabei ist die Erweiterung des in Abb. 4.2 gezeigten Modells um eine unterhalb der FSS liegende Massefläche notwendig (vgl. Abb.

4.4), welche das zweite *Floquet-Port* (Port 2) ersetzt. Die bereits erwähnten periodischen Grenzflächenbedingungen sorgen auch bei der Massefläche für eine unendliche Fortsetzung. Dieses Modell berücksichtigt die einem Parallelplattenleiter ähnliche Geometrie der Leckwellenantenne. Die metallische Grundfläche befindet sich bei der Hälfte der geführten Wellenlänge unterhalb der FSS, um eine Antennen-Hauptstrahlrichtung senkrecht zur Fläche zu erhalten (vgl. Gleichung 3.3). Mit Hilfe des oberhalb der Anordnung liegenden *Floquet-Ports* (Port 1) wird eine senkrecht zur Struktur einfallende Wellenfront angeregt. Die Auswertung der Phase des Reflexionskoeffizienten $\arg(S_{11})$ über der Frequenz ist in der Abb. 4.4 auf der rechten Seite dargestellt.

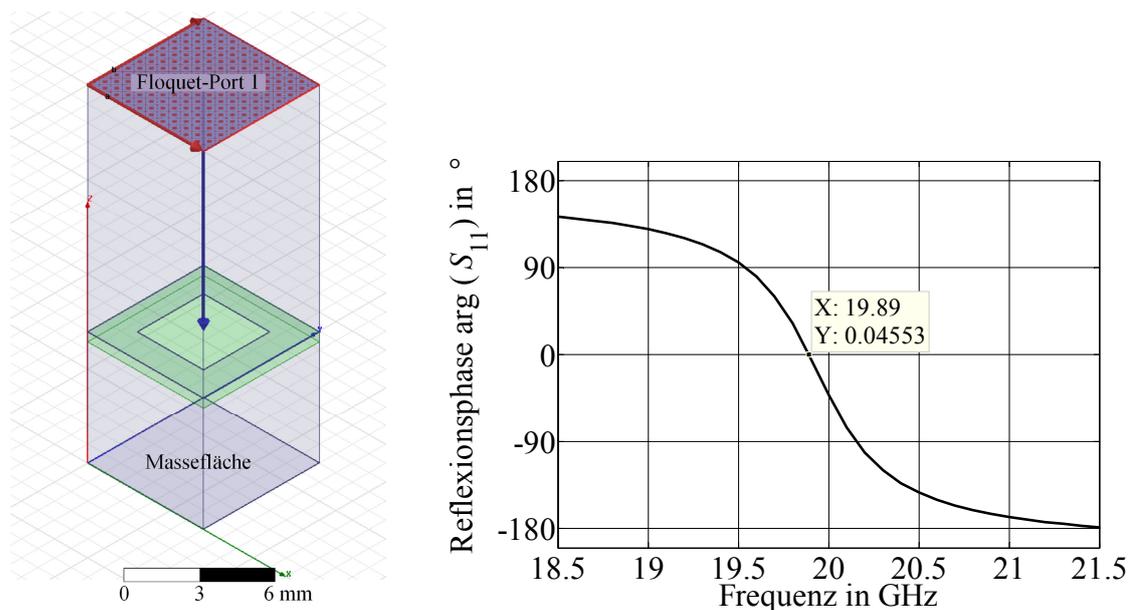


Abb. 4.4: links: Simulationsmodell einer monobandigen FSS-Einheitszelle mit quadratischer Öffnung über Massegrundfläche, unendlich-periodischen Grenzflächenbedingungen und einem *Floquet-Port* zur Anregung der periodischen Struktur mit einer senkrecht einfallenden ebenen Wellenfront; rechts: aus dem Simulationsmodell resultierender Reflexionsphasenverlauf über der Frequenz mit der Referenzebene an der Oberfläche der Einheitszelle

Die Reflexionsphase zeigt sich deutlich frequenzabhängig. Zu hohen und niedrigen Frequenzen hin nähert sich das Verhalten dem einer vollständig metallischen Fläche an, bei der die Reflexion einer elektromagnetischen Welle einen Phasensprung von 180° aufweist. Die Resonanzfrequenz liegt beim Phasennulldurchgang (Phasenreferenzebene ist immer die Oberfläche der Struktur) bei etwa 19,9 GHz und die Bandbreite ist jener Spektralanteil bei dem die Phase des Reflexionsfaktors von $+90^{\circ}$ bis -90° wandert. In diesem Bereich findet eine konstruktive Überlagerung der einfallenden und der reflektierten Welle statt. Der Nulldurchgang der Reflexionsphase über der Frequenz als ein Indikator und Entwurfskriterium für die Arbeitsfrequenz der Leckwellenantenne wird

durch den Entwurf der Elementarzelle und maßgeblich durch deren Höhe über der Massefläche bestimmt.

Durch den Entwurfsprozess mit Hilfe infinit fortgesetzter Elementarzellen können periodische Strukturen als Teil zweidimensional-periodischer Leckwellenantennen hinsichtlich ihrer Resonanzfrequenz, Bandbreite und auch bezüglich der Leistungsfähigkeit bei variierenden Welleneinfallswinkeln untersucht werden. Je höher das Maß an Reflektivität mit Hilfe der Abmessungen der Elementarzelle entworfen wird, desto größer wird die mit hoher Feldstärke belegte Antennenfläche sein, welche die Ausbildung einer direktiven Richtcharakteristik im Fernfeld verursacht. Dieser Wert muss der begrenzten Fläche angepasst werden, weshalb Betrachtungen finiter Antennenmodelle notwendig sind. Bei der bisher vorgestellten Art von Simulationsmodellen ist es nicht nötig, die bei einem realen Aufbau notwendige Primärquelle und deren Polarisierung zu berücksichtigen, da zunächst nur die dispersiven Eigenschaften der FSS auf einem Trägermaterial mit oder ohne Massegrundfläche analysiert und optimiert werden können. Der nächste Entwurfsschritt betrachtet das Modell einer finiten Leckwellenstruktur, welches die Begrenzung der Struktur berücksichtigt und eine Speisung aufweist, die implementierbar ist (vgl. Modell in Abb. 4.10 im Abschnitt 4.2.1). Die Reflektivität der FSS kann dann verifiziert und ggf. angepasst werden, um einen gewollten Abfall der Stärke der Feldbelegung in der Antennenapertur zu erreichen.

4.1.3 Dualbandige Funktionalität

Teil des Konzepts einer nachführbaren Satellitenkommunikationsantenne geringer Bauhöhe, welches in Abschnitt 2.3 vorgestellt wurde, ist die Verwendung mehrerer dualbandiger Antennenpaneelle als Nutzlast eines mechanisch nachführbaren Azimut-Positionierers. Mit dualbandiger Funktionalität ist die Nutzung einer gemeinsamen physikalischen Antennenapertur sowohl für die Ka-Band *Downlink*-Frequenzen um 20 GHz als auch für das *Uplink*-Band bei 30 GHz gemeint. Dies stellt gegenüber anderen Antennenansätzen eine Innovation dar, da man sich einen parallelen Aufbau von Send- und Empfangsaperturen erspart und somit für einen deutlich kompakteren Antennen-aufbau sorgt. Um dies realisieren zu können, wurde das Konzept entwickelt, zwei übereinander liegende Lagen von frequenzselektiven Flächen mit einem definierten Abstand zu verwenden (vgl. Abb. 4.5). Hierbei ist jeweils eine Ebene mit ihrer partiell reflektierenden Eigenschaft, die zur Funktion der Leckwellenantenne notwendig ist, bei einem der beiden benötigten Frequenzbereiche aktiv. Zur Realisierung einer dualbandigen frequenzselektiven Oberfläche kann auf einem geeigneten Substratmaterial sowohl auf der Ober- als auch auf der Unterseite eine FSS realisiert werden. Um die Resonanzbedingungen eines Parallelplattenleiters zu erfüllen, muss auf der Unterseite bei etwa der Hälfte der geführten Wellenlänge ($\lambda_{g,30\text{GHz}} \approx \lambda_0 = 10 \text{ mm}$), die für 30 GHz verantwortliche FSS liegen und auf der Oberseite die 20 GHz-FSS. Unter Berücksichtigung der re-

lativen Permittivität ϵ_r des Trägermaterials (vgl. Abschnitt 3.3), liegt auch die Höhe der 20 GHz-FSS über der Metallgrundfläche bei etwa der Hälfte der geführten Wellenlänge ($\lambda_{g,20\text{GHz}} \leq \lambda_0 = 15 \text{ mm}$).

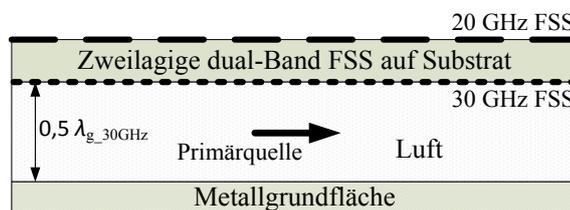


Abb. 4.5: Konzept und Lagenaufbau einer Leckwellenantenne basierend auf einer zweilagigen frequenzselektiven Oberfläche mit dualbandiger Funktionalität

Die Abb. 4.6 zeigt den Entwurf der Einheitszellen der periodischen Strukturen für die dualbandige FSS. In der linken Hälfte der Abbildung ist die auf der Oberseite liegende für 20 GHz verwendete Einheitszelle zu sehen und in der rechten Bildhälfte die auf der Unterseite eines Trägermaterials befindliche zweidimensional fortgesetzte 30 GHz Zelle. Es handelt sich um einen Zellenentwurf, bei dem eine Öffnung in Form einer Quadratschleife in eine Metallfläche eingebracht wurde und innerhalb dieser Geometrie gibt es eine weitere kleinere quadratförmige Öffnung. Die 20 und 30 GHz Einheitszellen sind vom Grundaufbau her gleich, weisen lediglich verschiedene Leiterbahnbreiten auf und besitzen eine verschobene Lagebeziehung zueinander. Die geometrischen Abmessungen der Leiterbahnbreiten und Öffnungen bestimmen die Lage der Resonanzfrequenz und den Gütefaktor, was die Flankensteilheit des Filterfrequenzganges und somit das Maß der Reflektivität der FSS bestimmt. Trotz verschiedener und weit auseinanderliegender Arbeitsfrequenzen wurden beide Zellentwürfe mit der gleichen Gitterkonstante erstellt. Dies erlaubt die symmetrische Ausrichtung der beiden frequenzselektiven Lagen zueinander, trotz einer beliebigen Anzahl an zweidimensional-fortgesetzten Zellen. Die beiden Positionen der Einheitszellen sind in x- und y-Richtung um eine halbe Seitenlänge (um die Hälfte der Gitterkonstanten a) zueinander verschoben, da dies bessere Bandpasseigenschaften beim möglichst ungehinderten Durchstrahlen der jeweils nicht verantwortlichen FSS-Lage einbringt. Durch die Verschachtelung mehrerer Öffnungen innerhalb einer Einheitszelle entsteht eine hohe kapazitive Verkopplung zwischen den metallischen Leitern, was zu einem Entwurf mit einer, relativ zur Freiraumwellenlänge, kleinen Gitterkonstanten führt. Neben einer notwendigen scharfen Resonanz wurden bereits im Abschnitt 3.3 (vgl. auch Abb. 3.10) die verschiedenen Vorteile eines solchen Entwurfs erläutert. Auch wenn das Verhalten einer zweidimensional-periodischen Anordnung von metallischen Einzelelementen dem einer einfachen Substratschicht als teilreflektierende Oberfläche mit $\epsilon_r > 1$ ähnelt [77], benötigt man die frequenzselektiven Eigenschaften der Struktur, um die notwendige dualbandige Funkti-

onalität zu erreichen. Eine Substratschicht ohne metallische Strukturierung ist nicht ausreichend dispersiv, um Bandpasseffekte nutzen zu können.

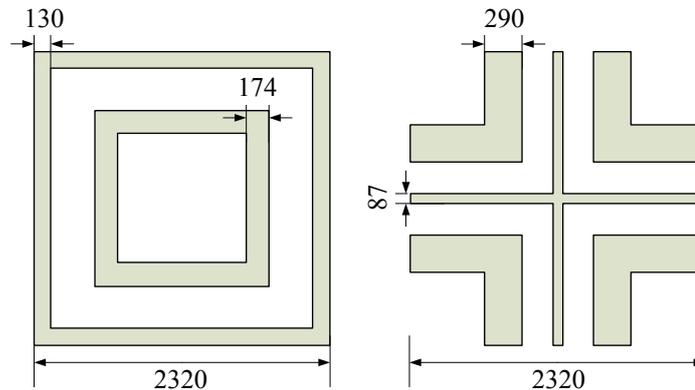


Abb. 4.6: Entwurf der Einheitszellen einer frequenzselektiven Oberfläche mit dualbandiger Funktionalität; links: 20 GHz Einheitszelle; rechts: 30 GHz Einheitszelle (alle Maßangaben in μm)

Mit Hilfe des ersten im Abschnitt 4.1.2 beschriebenen Simulationsmodells, welches für die Auswertung des Betrags des Transmissionskoeffizienten einer senkrecht zu einer frequenzselektiven Fläche einfallenden planaren Wellenfront geeignet ist, wurden beide FSS-Lagen analysiert. Im Simulationsmodell wurde als metallischer Leiter das Material Kupfer der Stärke $18 \mu\text{m}$ definiert und das Trägermaterial *Rogers RO4003C* [111] mit der verfügbaren Stärke von $1,5 \text{ mm}$ berücksichtigt. Die Abb. 4.7 stellt das simulierte Transmissionsverhalten der jeweiligen FSS-Lagen über der Frequenz betragsmäßig dar. Das typische Verhalten eines Bandpassfilters stellt sich im Betrag der Transmission sowohl der 20 GHz-FSS (schwarz) als auch der 30 GHz-FSS (blau) dar. Während die erste FSS bei 20 GHz ihre teilweise reflektierende Eigenschaft und bei 30 GHz einen nahezu optimalen Durchlass aufweist, zeigt sich ein umgekehrtes Verhalten bei der 30 GHz-FSS. Dies soll dazu führen, dass für die jeweils gewollte Frequenz nur eine FSS wirksam wird und es bei der jeweils anderen Frequenz zu möglichst keiner Beeinflussung der Abstrahlung kommt. Die Bezeichnung der FSS ist hier an ihre Arbeitsfrequenz angelegt, welche nicht beim Durchlass der Filterkurve liegt, sondern an der Flanke mit einer gewollten Teilreflektivität. Die Transmission der 20 GHz-FSS bei der Frequenz 20,0 GHz liegt bei $|S_{21}| = -2,53 \text{ dB}$, was bedeutet, dass etwa 45 % der Leistung an der Oberfläche reflektiert werden. Bei 30,0 GHz liegt die Transmission der 30 GHz-FSS Lage bei $|S_{21}| = -4,55 \text{ dB}$, was mit einer reflektierten Leistung von 65 % korrespondiert. Die Reflektivität im *Uplink*-Band wurde mit einem höheren Wert entworfen, da bei gleicher geometrischer Abmessung einer gemeinsamen Antennenapertur eine größere elektrische Ausdehnung mit Feld belegt werden muss. Die beiden jeweiligen Durchlassbereiche der Bandpasscharakteristik fallen mit Werten von $< 0,1 \text{ dB}$ im relevanten Frequenzbereich nahezu optimal aus und lassen zu diesem Zeitpunkt des Entwurfspro-

zesses vermuten, dass die Beeinflussung der jeweils anderen Richtcharakteristik geringfügig ausfällt.

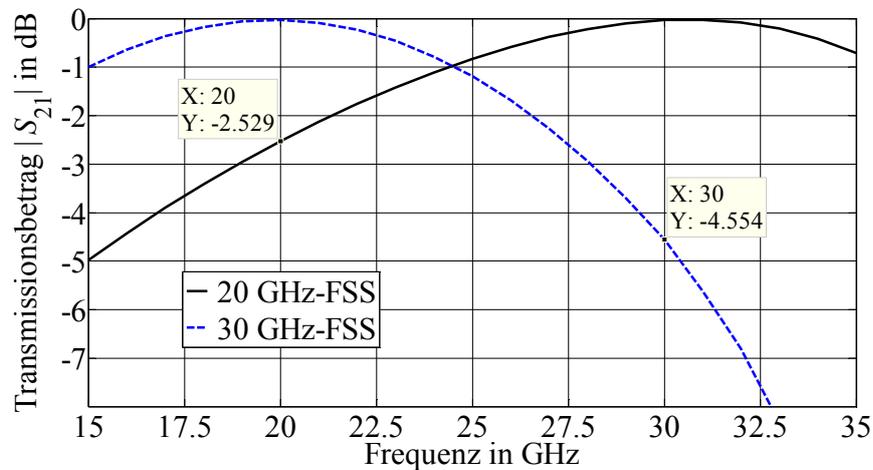


Abb. 4.7: Simulationsergebnisse des Betrags des Transmissionskoeffizienten der 20 GHz-FSS (schwarz) und der 30 GHz-FSS (blau) über der Frequenz bei einer senkrecht einfallenden planaren Wellenfront

Das zweite, modifizierte Einzelzellen-Simulationsmodell aus Abschnitt 4.1.2, das zur Analyse des Reflexionsphasenganges geeignet ist, wurde ebenfalls zum Entwurf der zweilagigen und dualbandigen FSS angewendet (vgl. Abb. 4.8). Der Abstand zwischen der Massegrundfläche und dem Substrat (grün-transparent dargestellt), welches die beiden FSS Lagen trägt, beträgt 5,1 mm. Dies entspricht nahezu der halben geführten Wellenlänge bei einer Frequenz von 30 GHz. Die Anregung einer planaren Wellenfront senkrecht zur infinit periodisch fortgesetzten Einheitszelle wird auch in diesem Fall mittels *Floquet-Port* angeregt. Der Reflexionskoeffizient mit der Referenzebene an der Oberfläche der dualbandigen FSS kann nach Betrag und Phase durch die numerische Simulation der Struktur ausgewertet werden.

Auf der rechten Seite der Abb. 4.8 ist das Simulationsergebnis der Phase des Reflexionskoeffizienten $\arg(S_{11})$ bei senkrechtem Einfall der ebenen Wellenfront dargestellt. Die Nulldurchgänge der Reflexionsphase über der Frequenz sind die entscheidenden Entwurfskriterien für die Arbeitsfrequenzen der zweidimensional-periodischen und dualbandigen Leckwellenantenne. Während eine monobandige frequenzselektive Oberfläche für 20 GHz bei 30 GHz keine Reflexionsphase von 0° aufweist, zeigt sich bei dieser zweilagig aufgebauten periodischen Struktur das gewünschte Verhalten über der Frequenz. Die Resonanzfrequenzen befinden sich hier bei 20,0 GHz und 29,8 GHz, was in etwa die Mittenfrequenzen der gewünschten Frequenzbereiche für die vorliegende Anwendung sind. Neben dem Einfluss auf die Filtercharakteristik einer frequenzselektiven Oberfläche, wirken sich neben dem Entwurf der geometrischen Abmessungen der Elementarzelle auch die Höhen beider FSS-Lagen über dem metallischen Grund und somit

deren Abstand zueinander auf den Phasengang der Reflexion aus. Durch die geringe Distanz der beiden Lagen von 1,5 mm findet eine gegenseitige Beeinflussung statt, weshalb es bei diesem Simulationsmodell von Vorteil ist die gesamte Einheitszelle, bestehend aus beiden FSS-Lagen, dem Trägermaterial und der Massefläche unter Zuhilfenahme der periodischen Randbedingungen numerisch zu analysieren. Der Phasengang nähert sich mit größer werdendem Frequenzabstand von der Resonanz immer einem 180°-Sprung an, was dem Verhalten einer normalen Metallfläche über dem gesamten Spektrum entspricht.

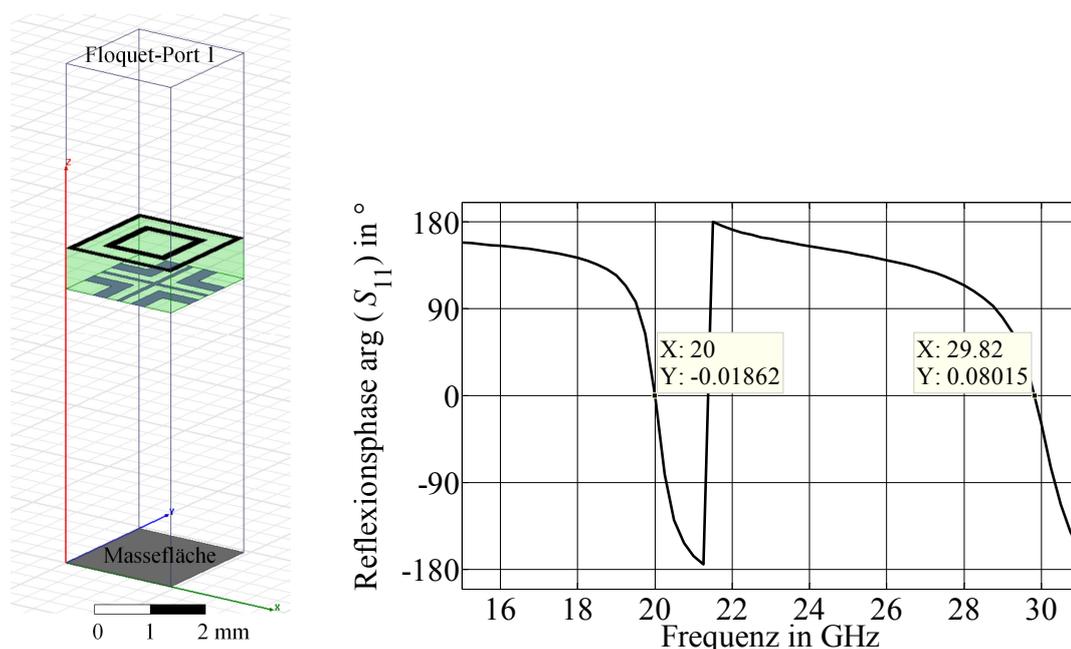


Abb. 4.8: links: Simulationsmodell der Elementarzelle einer periodischen frequenzselektiven Struktur für den Entwurf eines Leckwellenantennenpanels mit dualbandiger Funktionalität; rechts: Phasengang des Reflexionskoeffizienten bei senkrechtem Einfall einer ebenen Wellenfront auf die infinite zweilagig-periodische Struktur über einer Massefläche

Dieses Simulationsverfahren mit nur einer Elementarzelle und periodischen Randbedingungen benötigt nur wenig numerischen Rechenaufwand. Allerdings müssen die Ergebnisse vor einer Implementierung mit den Ergebnissen eines finiten Simulationsmodells des vollständigen Leckwellenantennenpanels mit einer an der Realisierbarkeit orientierten Primäranregung der Struktur verglichen werden. Die finiten Simulationsmodelle und numerisch ermittelte Ergebnisse zweidimensional-periodischer Leckwellenantennenpaneele werden am Ende der Abschnitte 4.2.1 und 4.2.2 in der Folge des Entwurfs der entsprechenden Primärquellen beschrieben.

4.2 Entwurf der Primärquelle eines Leckwellenantennenpaneels

Für die Einspeisung der Leistung in eine zweidimensional-periodische Leckwellenstruktur bzw. die Anregung einer geeigneten Schwingungsmode in einer quasi-Parallelplatten-Leitergeometrie ist die sogenannte Primärquelle verantwortlich. Die Beschaffenheit, Position, Ausrichtung und Polarisationsart dieses Primärstrahlers wirkt sich auf die Eigenschaften des Leckwellenantennenpaneels aus. Dieser Abschnitt der Arbeit zeigt außerdem den neuartigen Ansatz, eine solche Primärquelle als Strahlergruppe zu realisieren, um die adäquate Feldbelegung einer größer ausgedehnten Antennenapertur zu ermöglichen. Darüber hinaus lassen sich im Speisetzwerk der Primärstrahlergruppe Kopplernetzwerke realisieren, die für bestimmte Formen der Antennenachführung von hoher Relevanz sind.

4.2.1 Einzelstrahler als Primärquelle

Prinzipiell existieren viele Realisierungsvarianten einer Primärquelle zur Anregung eines Leckwellenantennenpaneels, gelegen im Bereich zwischen der frequenzselektiven Oberfläche und der darunter liegenden Massefläche. Eine oft dargestellte Variante zur Verdeutlichung des Funktionsprinzips einer solchen Antenne ist ein elektrischer Dipol, der mit einem jeweiligen Abstand von einem Viertel der Wellenlänge zu beiden Ebenen angeordnet ist (vgl. Abb. 3.3). Andere mögliche Varianten, welche nahe oder in der Ebene der Massefläche realisiert werden, sind alle Arten von *Patch*-Strahlern, Schleifenantennen, offenen Hohlleiterenden oder Schlitzstrahlern.

Die wichtigsten Anforderungen für die Auswahl eines geeigneten Primärstrahlers für die vorliegende Anwendung sind eine hohe Effizienz und die Abstrahlung einer zirkular polarisierten elektromagnetischen Welle. Dies liegt darin begründet, dass sich aufgrund der hohen Arbeitsfrequenzen bei 20 und 30 GHz bereits kurze Wegstrecken einer Speiseführung und die Zuführung zu Speisepunkten durch Mikrostreifenleitungstechnik oder eine Zuführung mit Koaxialkabel nicht verlustarm realisieren lassen. Da Hohlleiter mit Luftdielektrikum keine dielektrischen Verluste und auch bei langen Distanzen relativ zur Wellenlänge wenig ohmsche Verluste aufweisen, sollen diese für die Speisung des Primärstrahlers verwendet werden. Auch der Leistungstransport über viele Wellenlängen hinweg und in komplizierteren Speisetzwerken – notwendig für die Speisung von Strahlergruppen – kann auf diesem Weg verlustarm realisiert werden.

Durch die Verwendung eines kreuzförmig angeordneten Schlitzstrahlers an der Oberseite eines Rechteckhohlleiters, durch den sich eine elektromagnetische Wanderwelle in der Grundmode ausbreitet (vgl. Abb. 4.9), lässt sich eine Abstrahlung mit zirkularer Polarisation erreichen [112], [113]. Ein solcher Schlitzstrahler mit darunter liegendem Speisehohlleiter lässt sich gut in die Ebene der Metallgrundplatte eines Leckwellenantennenpaneels einbetten.

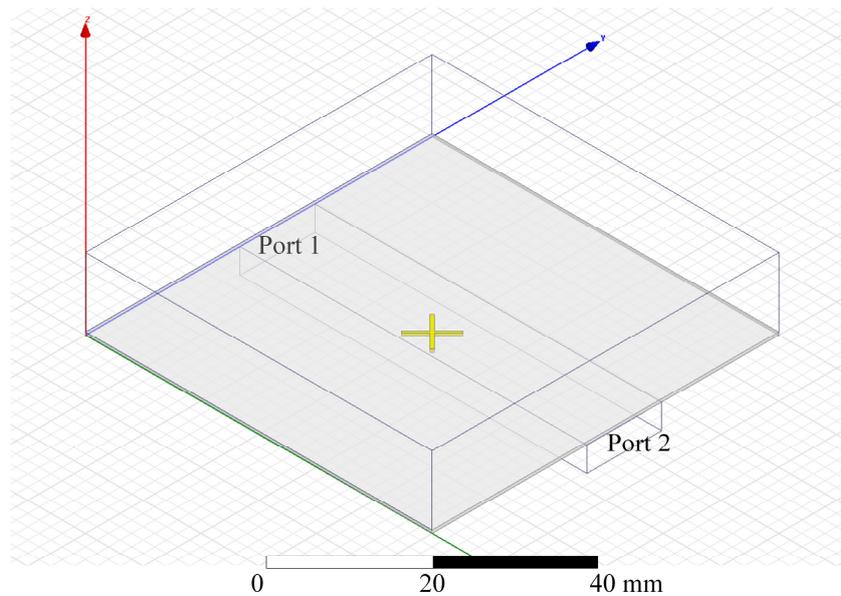


Abb. 4.9: Simulationsmodell der Primärquelle eines $60\text{ mm} \times 60\text{ mm}$ großen Leckwellenantennenpanels mit einem kreuzförmig angeordneten und zirkular polarisierten Einzelschlitzstrahler an der Oberseite eines Rechteckhohlleiters, durch den sich eine elektromagnetische Wanderwelle in der Grundmode ausbreitet (Darstellung ohne die darüber liegende frequenzselektive Oberfläche)

Das in der Abb. 4.9 dargestellte Simulationsmodell beinhaltet zunächst eine quadratische Massegrundfläche mit einer Seitenlänge von 60 mm sowie einem darunter liegenden speisenden Rechteckhohlleiter mit einer Breite von $12,954\text{ mm}$ eines sogenannten *WR51*-Types (*EIA – Electronic Industries Alliance* Standard). Dieser ist für den Frequenzbereich von $14,5$ bis $22,0\text{ GHz}$ geeignet, da in diesem Frequenzbereich aufgrund seiner Geometrie lediglich die Grundmode der Welle ausbreitungsfähig ist. Ein weiterer für den Frequenzbereich der vorliegenden Anwendung geeigneter und modenreiner Hohlleiterstandard ist der *WR42*, der allerdings aufgrund seiner geringeren Breite von $10,669\text{ mm}$ den notwendigen und optimal resonanten kreuzförmigen Schlitzstrahler an der gewünschten Position nicht mehr beherbergen kann. Aufgrund seiner weiten Verbreitung bei Ka-Band Anwendungen soll dieser allerdings als Anschluss des Antennenpanels verwendet werden. Den Übergang zwischen verschiedenen Hohlleiterbreiten wird das später implementierte Speisernetzwerk realisieren. Der verwendete Rechteckhohlleiter wird an einer seiner beiden Seiten mit der Ka-Band Frequenz von 20 GHz gespeist, während sich an dem anderen Ende eine angepasste Last befindet. Da sich bei einem idealen Abschluss und optimaler Anpassung des Eingangs und der Last am Ausgang keine stehenden Wellen im Rechteckhohlleiter ausbilden, wandert die Welle durch den Hohlleiter an dem in der Oberseite eingebrachten kreuzförmigen Schlitz vorbei. Dieser befindet sich mit seinem Zentrum exakt an der Position einer viertel Breite der Hohlleitergeometrie. Genau an diesem geometrischen Punkt kommt es aufgrund der

Schwingungsgrundmode der Wanderwelle zu einer Rotation des E-Vektors mit der Kreisfrequenz, was zu einer Abstrahlung von zirkularer Polarisation führt [112]. In Abhängigkeit von der Seite, von der aus der Hohlleiter gespeist wird, bei gleichbleibender Position des Strahlers auf der Oberseite, kommt es zu linksdrehender oder rechtsdrehender zirkularer Polarisation. Ein einzelner resonanter Schlitzstrahler, bei gleichen dielektrischen Materialien in Hohlleiter und dem darüber liegendem Freiraum, ist in der Lage bis zu 75 % der ursprünglich in den verlustfreien Hohlleiter eingespeisten Leistung abzustrahlen. Im vorliegenden Modell ist die Schlitzstrahlerlänge das entscheidende Entwurfskriterium, da es mit ca. einer halben Freiraumwellenlänge der Resonanzfrequenz zum Maximum an abgestrahlter Leistung führt. Die Stärke der Massefläche, in welcher der Schlitz eine Aussparung darstellt und die Schlitzbreite wurden mit 0,5 mm gewählt. Beide Variablen sind für die Funktion zwar nicht maßgeblich entscheidend, orientieren sich aber an den Möglichkeiten einer späteren Realisierung durch unterschiedliche Verfahren (vgl. hierzu Kap. 5). Die Tabelle 2 stellt die Simulationsergebnisse des beschriebenen Modells dar. Ziel der Simulation ist es, für verschiedene Schlitzlängen das korrespondierende Maß an prozentualer abgestrahlter Leistung zu ermitteln. Mit Hilfe einer beabsichtigten Verstimmung der Resonanz über die Variable der Strahlerlänge, erreicht man für eine feste Arbeitsfrequenz ein beliebiges Maß einer Abstrahlung unterhalb von 75 % für einen einzelnen Schlitzstrahler. In Abb. 4.9 wurde exemplarisch das entsprechende Modell für den Entwurf der Primärquelle im *Downlink*-Frequenzbereich (19,7-20,2 GHz) der vorliegenden Ka-Band Anwendung dargestellt. Das Modell mit einem für den *Uplink*-Bereich (29,5-30,0 GHz) geeigneten kreuzförmigen Schlitzstrahler als Primärquelle sieht vergleichbar aus, allerdings unter Verwendung einer anderen Standardgeometrie für den Rechteckhohlleiter. In diesem Fall wird ein *WR34 (EIA)* mit einer Hohlleiterbreite von 8,636 mm und einem maximalen Arbeitsfrequenzbereich bei Modenreinheit von 21,7-33,0 GHz verwendet, wobei auch hier und aus demselben Grund wie zuvor der Standard mit der nächstgrößeren Hohlleiterbreite Verwendung findet. Das Simulationsmodell sollte beim Entwurf der Strahlerlängen unbedingt die darüber liegende frequenzselektive Oberfläche berücksichtigen, da diese aufgrund ihrer geringen Entfernung von einer halben Wellenlänge einen relevanten Einfluss auf das Maß der abgestrahlten Leistung durch den Schlitzstrahler besitzt. Im vorliegenden Modell wurde die im Abschnitt 4.1.3 entworfene dualbandige FSS berücksichtigt (vgl. Abb. 4.6).

Tabelle 2: Simulationsergebnisse des 20 GHz-Modells eines Rechteckhohlleiter-gespeisten kreuzförmigen Schlitzstrahlers für zirkulare Polarisation aus Abb. 4.9 und unter Berücksichtigung der darüber liegenden Dualband-FSS aus Abb. 4.6 sowie dem vergleichbaren Simulationsmodell für 30 GHz

| Schlitzstrahler- länge | Anpassung $ S_{11} $ dB $\approx S_{22} $ dB | Transmission $ S_{21} $ dB $\approx S_{12} $ dB | Anteil der abgestrahl- ten Leistung $\frac{P_{\text{rad}}}{P_{\text{in}}}$ |
|----------------------------------|--|---|---|
| <u>$f = 20,0$ GHz</u> | | | |
| 7,50 mm | -22,1 dB | -4,04 dB | 0,61 |
| 7,35 mm | -19,9 dB | -4,45 dB | 0,64 |
| 7,20 mm | -18,6 dB | -3,86 dB | 0,59 |
| 7,10 mm | -18,6 dB | -3,14 dB | 0,51 |
| 7,00 mm | -19,4 dB | -2,28 dB | 0,41 |
| 6,80 mm | -21,6 dB | -1,27 dB | 0,25 |
| 6,60 mm | -24,1 dB | -0,72 dB | 0,15 |
| 6,40 mm | -26,2 dB | -0,39 dB | 0,09 |
| <u>$f = 30,0$ GHz</u> | | | |
| 5,00 mm | -25,4 dB | -1,92 dB | 0,36 |
| 4,80 mm | -22,4 dB | -3,51 dB | 0,55 |
| 4,70 mm | -20,5 dB | -2,95 dB | 0,49 |
| 4,60 mm | -22,1 dB | -1,69 dB | 0,32 |
| 4,50 mm | -24,0 dB | -1,12 dB | 0,23 |
| 4,40 mm | -23,3 dB | -0,70 dB | 0,15 |
| 4,30 mm | -28,0 dB | -0,48 dB | 0,10 |
| 4,20 mm | -29,9 dB | -0,23 dB | 0,05 |

Die Tabelle 2 zeigt eine Auswahl verschiedener Schlitzstrahlerlängen, welche sowohl für den *Downlink*- um 20 GHz als auch für den *Uplink*-Bereich um 30 GHz geeignet sind. Die für die Tabelle ausgewählten Werte sollen den Zusammenhang zwischen der Strahlerlänge und der abgestrahlten Leistung als Anteil der ursprünglich in den Rechteckhohlleiter eingespeisten Leistung in Prozent verdeutlichen. Dieser Zusammenhang lässt sich über die Simulation des Betrages des Transmissionskoeffizienten zwischen

den beiden Hohlleiterschnittstellen mit der Hilfe sogenannter *Waveports* ermitteln. Der Anteil der abgestrahlten Leistung ergibt sich dann aus:

$$\frac{P_{\text{rad}}}{P_{\text{in}}} = 1 - 10^{\frac{|S_{21}|_{\text{dB}}}{10}} \quad (4.1)$$

Da in diesem Simulationsmodell verlustlose Leitermaterialien beim Hohlleiter und Vakuum als verlustloses Medium angenommen wurden, ist davon auszugehen, dass bei sehr guter Anpassung der nicht zur Transmission zwischen beiden *Waveports* beitragende Anteil derjenige ist, welcher vom Kreuzschlitz abgestrahlt wird.

Die Resonanz wurde bei einer Schlitzlänge von 7,35 mm für 20,0 GHz und von 4,80 mm für 30,0 GHz aufgrund der Maxima der abgestrahlten Leistungen mit 64 % bzw. 55 % gefunden. Die theoretisch für einen Schlitzstrahler möglichen 75 % Abstrahlungsanteil wurden nicht erreicht, da sich dieser Wert auf eine völlig freie Umgebung ohne die Präsenz von dielektrischen Grenzflächen oder teilreflektierenden Strukturen bezieht. Der Tabelle 2 ist ebenfalls zu entnehmen, dass bei jeder der verwendeten Strahlerlängen mit $|S_{11}| \approx |S_{22}| \leq -18,6$ dB eine sehr gute Leistungsanpassung am Ein- und Ausgang des speisenden Rechteckhohlleiters vorliegt. Die Anpassung in der Feldsimulation bei einem idealen Rechteckhohlleiter ohne integrierten Strahler ist normalerweise deutlich besser und perfekt symmetrisch bezüglich der Seite der Einspeisung. Allerdings stellt der abstrahlende Schlitz eine Störstelle für die Wanderwelle dar und führt zu einem geringfügigen Phasenversatz im sonst idealen Rechteckhohlleiter.

Mit dem Entwurfskriterium der Strahlerlänge ist somit die Verwendung einer Schlitzstrahlergruppe mit im Entwurf einstellbarer Verteilung der abgestrahlten Leistung pro Einzelelement für die Verwendung als Primärquelle zur Anregung eines Leckwellenantennenpanels geeignet. In den meisten Anwendungsfällen wird die Anregung einer Leckwellenantenne mit nur einem Einzelstrahler und dessen Speisung über eine Wanderwelle im Rechteckhohlleiter aufgrund der nicht vollständig abgestrahlten Leistung uninteressant sein. Es würde stets mehr als ein Viertel der Leistung am Ende des Speisehohlleiters verbleiben und anteilig keinen Beitrag zur abgestrahlten Leistung der Antenne liefern. Dennoch ist die Betrachtung des Einzelelements zur Ermittlung der Korrespondenz zwischen Strahlerlänge und dem Anteil der abgestrahlten Leistung unverzichtbar, da diese Information die Grundlage für den Entwurf einer Strahlergruppe als Primärquelle einer zweidimensional-periodischen Leckwellenantenne bildet (vgl. Abschnitt 4.2.2).

In Abb. 4.10 ist das Simulationsmodell aus Abb. 4.9 nochmals – allerdings mit der frequenzselektiven Oberfläche in der Draufsicht – illustriert. Mit Hilfe der Farbcodierung wird der Betrag der elektrischen Feldbelegung auf der Oberfläche der Leckwellenantenne visualisiert, um den radialsymmetrischen Abfall der Feldstärke über der zweidimensional-periodischen Struktur zu verdeutlichen. Unterhalb der dualbandigen FSS befindet

sich im dargestellten Fall die monobandige Speisestruktur mit einem resonanten Einzelschlitzstrahler für 20 GHz. Man kann deutlich den Bereich nahe um die Primärquelle anhand des höchsten Feldstärkewertes erkennen. Die für den Entwurf wichtige Eigenschaft, dass der Betrag der Feldstärke aufgrund der Abstrahlung zum Rand der Antenne hin ausreichend abfällt, wird ebenfalls deutlich. Bei einer Frequenz von 20 GHz zeigen die vorliegenden Simulationsergebnisse einen Abfall des Betrages des elektrischen Feldes in Abhängigkeit der exakten Position am Rand der 60 mm \times 60 mm großen Apertur. Mindestens erreicht man aufgrund der Abstrahlung einen Abfall um eine Zehnerpotenz, was mit einem Abfall der Leistungsdichte um > 20 dB korrespondiert. Diese Verringerung genügt, damit der Anteil der ursprünglich eingespeisten Leistung am geometrischen und offenen Ende der Leckwellenantenne klein genug ist, um mit seiner dortigen Abstrahlung keinen allzu großen Einfluss auf die Richtcharakteristik zu nehmen, vor allem in der Form von Nebenkeulen. Im Entwurfsprozess kann abgewogen werden, ob dieser negative Einfluss durch eine Ausweitung der geometrischen Ausdehnung der Antennenapertur oder durch eine Verringerung der Reflektivität der FSS minimiert werden soll. Das entsprechende 30 GHz Simulationsmodell mit Falschfarbendarstellung, ist im Anhang A.1 zu finden.

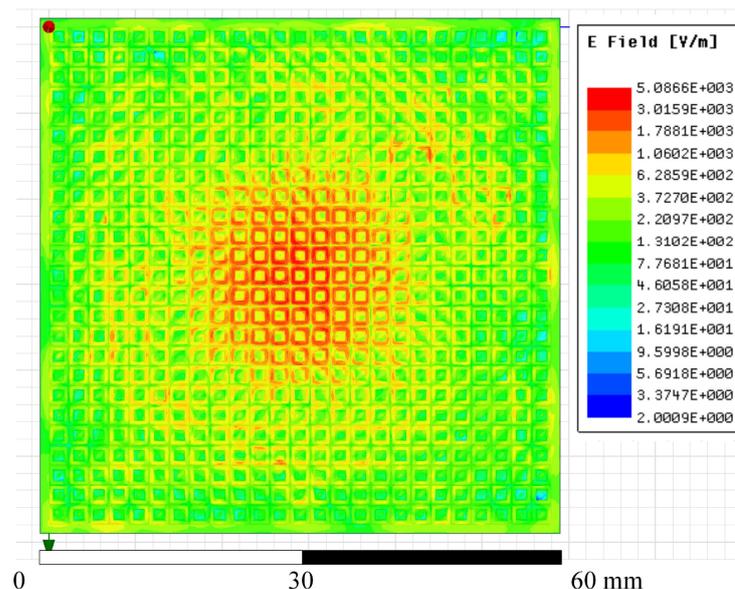


Abb. 4.10: Falschfarbendarstellung des Betrages des elektrischen Feldanteils auf der Oberseite der dualbandigen FSS des 60 mm \times 60 mm Simulationsmodells der Leckwellenantenne aus Abb. 4.9 bei einer Frequenz von 20 GHz (Draufsicht)

Da die Periodizität und somit die Seitenlänge einer Einheitszelle mit 2,32 mm klein ist im Vergleich zur Freiraumwellenlänge von 15 mm bei 20 GHz bzw. 10 mm bei 30 GHz, kann die mit einem elektromagnetischen Feld belegte Fläche als eine einzige Apertur betrachtet werden, obwohl sie eigentlich aus einer Gruppe schleifenförmiger und quadratischer Einzelöffnungen gebildet wird (vgl. Abschnitt 3.2). Durch die nah

beieinander liegenden Einzelöffnungen ist somit keine Ausbildung von Nebenkeulen in der Richtcharakteristik aufgrund der Gitterkonstante mit $a = 2,32$ mm zu erwarten.

In Abb. 4.11 ist die Simulation der Richtcharakteristik des 60 mm \times 60 mm Modells in der Co- und in der Kreuzpolarisation bei 20 GHz dargestellt und in Abb. 4.12 mit der Speisestruktur für den *Uplink*-Bereich bei 30 GHz. Die simulierte Direktivität weist bei 20 GHz mit einem Wert von $14,4$ dBi ihr Maximum über der Co-Elevation bei 0° auf. Der Wert der kreuzpolarisierten Richtcharakteristik beträgt in Hauptstrahlrichtung $-3,2$ dBi, was zu einer Kreuzpolarisationsentkopplung (*XPD*) von $17,6$ dB führt. Diese Kenngröße ist eine Möglichkeit die Polarisationsreinheit einer Antenne zu bewerten indem die Amplitude der Co-Polarisation ins Verhältnis zum kreuzpolarisierten Wert gesetzt wird. Zu diesem Zweck wird ebenfalls die Kenngröße Axialverhältnis (*Axial Ratio* – *AR*) verwendet und beide Größen können über folgenden Zusammenhang ineinander umgerechnet werden [114]:

$$XPD = 20 \log \frac{AR_{\text{linear}} + 1}{AR_{\text{linear}} - 1} \text{ dB} \quad (4.2)$$

Das Maximum der bei 30 GHz simulierten Direktivität beträgt $14,7$ dBi bei $\theta = 0^\circ$ Co-Elevation und einem Azimutwinkel von $\varphi = 0^\circ$ (vgl. Abb. 4.12). Der Wert der kreuzpolarisierten Direktivität in Hauptstrahlrichtung beträgt $-11,6$ dBi. Demzufolge wird in diesem Fall auf Basis der Simulationsdaten eine Kreuzpolarisationsentkopplung in Hauptstrahlrichtung von $XPD = 26,3$ dB ermittelt.

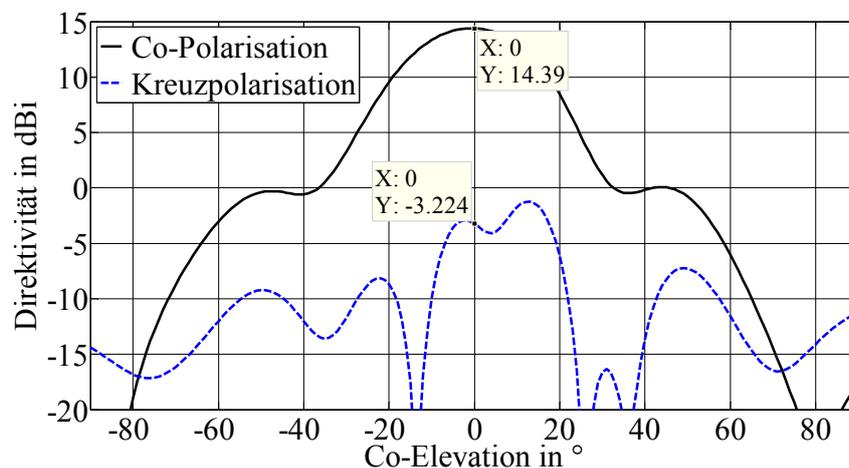


Abb. 4.11: Simulation der co- und kreuzpolarisierten Richtcharakteristik (Direktivität) in Abhängigkeit des Co-Elevationswinkels (bei Azimut $\varphi = 0^\circ$) des 60 mm \times 60 mm Leckwellenantennen-Modells mit einer für den *Downlink*-Bereich geeigneten Primärquelle bei einer Frequenz von $20,0$ GHz

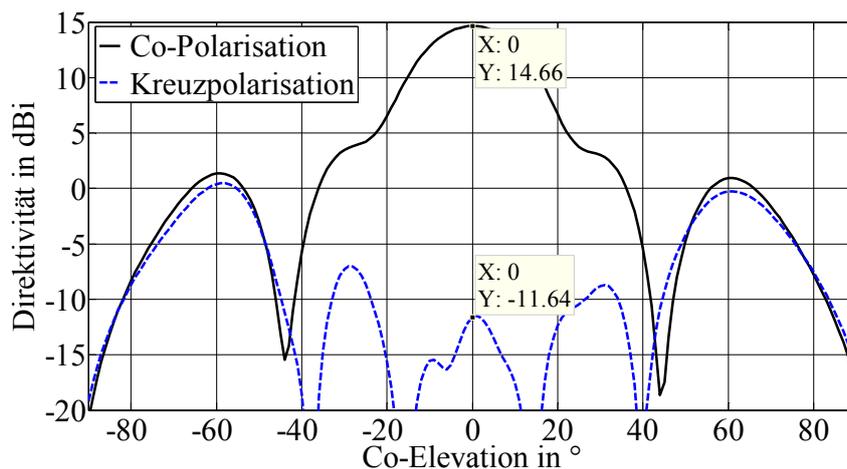


Abb. 4.12: Simulation der co- und kreuzpolarisierten Richtcharakteristik (Direktivität) in Abhängigkeit des Co-Elevationswinkels (bei Azimut $\varphi = 0^\circ$) des $60 \text{ mm} \times 60 \text{ mm}$ Leckwellenantennen-Modells mit einer für den *Uplink*-Bereich geeigneten Primärquelle bei einer Frequenz von 30,0 GHz

Die Anforderung an den Mindestwert der Kreuzpolarisationsentkopplung im Sendefall ist von der Anwendung und vom Satellitenbetreiber abhängig. Da bei verschiedenen Satellitendiensteanbietern Transponderkapazitäten oft auch durch Polarisationsdiversität vergrößert werden, sind in diesen Fällen Mindestwerte von 30 dB Entkopplung gefordert ohne eine Begrenzung der äquivalenten isotropen Strahlungsleistung (*EIRP*). Bei einer Einschränkung der *EIRP* auf $\leq 20 \text{ dBW/4 kHz}$ sind allerdings auch Kreuzpolarisationsentkopplungen von $\geq 20 \text{ dB}$ gestattet [115]. Für kleine zirkular polarisierte Bodenstationsantennen im C-Band existieren Anforderungen von lediglich $XPD \geq 18 \text{ dB}$ [116], [117]. Generell muss das Ziel beim Entwurf der zweidimensional-periodischen Leckwellenantenne eine Optimierung dieser Entkopplung und somit der Polarisationsreinheit sein.

Die vorgestellten Ergebnisse zeigen für die mit $60 \text{ mm} \times 60 \text{ mm}$ noch zu kleine Antennenapertur eine Antennendirektivität, welche die Anforderungen eines Link-Budgets für die mobile Satellitenkommunikation (vgl. Abschnitt 2.1) nicht erfüllt. Aus diesem Grund ist der Entwurf von Leckwellenantennenpaneelen mit größeren Abmessungen und stärkerer Bündelung der Richtcharakteristik notwendig. In der vorliegenden Arbeit wird ein neuartiger Ansatz präsentiert, wie dies über die Anwendung einer Strahlergruppe als Primärquelle erreicht werden kann.

4.2.2 Strahlergruppe als Primärquelle

Durch die Verwendung einer Schlitzstrahlergruppe als Primärquelle eines Leckwellenantennenpanels lässt sich im Vergleich zur Anregung durch einen Einzelstrahler mit

Hohlleiterspeisung eine deutlich höhere Gesamteffizienz erzielen. Dies liegt darin begründet, dass ein Einzelstrahler in der vorliegenden Konfiguration mit einer dualbandigen FSS, wie im vorhergehenden Abschnitt verdeutlicht wurde, bei 20 GHz lediglich 64 % und bei 30 GHz 55 % der in den Rechteckhohlleiter eingespeisten Leistung abstrahlen kann. Die Verwendung mehrerer Schlitzstrahler an der Oberseite des Hohlleiters als linear angeordnete Gruppe führt dazu, dass jeweils ein Anteil der Gesamtleistung der Wanderwelle an jedem Einzelelement der Gruppe entnommen wird und zur Abstrahlung beiträgt. In Abhängigkeit von der Anzahl der Strahler verbleibt nur ein geringer prozentualer Anteil der ursprünglich eingespeisten Leistung am Ausgang des speisenden Hohlleiters. Dieser Anteil sollte möglichst gering sein, da er nicht zur gewollten Abstrahlung der Leckwellenantenne beiträgt.

Zunächst muss für eine solche zirkular polarisierte Schlitzstrahlergruppe diejenige Distanz der Einzelstrahler zueinander ermittelt werden, welche für eine phasenrichtige Anregung aller Elemente der Gruppe sorgt und somit zu einer konstruktiven Superposition der abgestrahlten Felder führt. Die bei einer viertel Breite des Hohlleiters positionierten Strahler müssen aufgrund der mit zirkularer Polarisierung anregenden Wanderwelle einen Abstand von einer geführten Wellenlänge zueinander aufweisen. In dieser Konfiguration werden alle Einzelelemente der Gruppe gleichphasig angeregt (vgl. Abb. 4.13). Dies stellt einen Unterschied zu den üblichen linear polarisierten Schlitzstrahlergruppenantennen [36] (vgl. Abb. 2.3) dar, welche auf stehenden Wellen in den speisenden und kurzgeschlossenen Rechteckhohlleitern basieren. Die geführte Wellenlänge λ_g in einem idealen mit Luft gefüllten Rechteckhohlleiter und ohne eingebrachte Schlitzstrahler berechnet sich nach:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2b}\right)^2}} \quad (4.3)$$

wobei b die Hohlleiterbreite darstellt. Mit den beiden für die 20 und 30 GHz Speisung verwendeten Hohlleiterbreiten (vgl. Abschnitt 4.2.1) ergeben sich die idealisierten geführten Wellenlängen von $\lambda_{g_20\text{ GHz}} = 18,4$ mm und $\lambda_{g_30\text{ GHz}} = 12,3$ mm, die typischerweise etwas über den Freiraumwellenlängen λ_0 liegen. Diese auf diesem Weg ermittelten Inter-element-Distanzen müssen allerdings durch eine Vollwellensimulation optimiert werden. Mit Hilfe des in Abb. 4.13 dargestellten Simulationsmodells (hier beispielhaft das Modell für 20 GHz) mit fünf aufeinanderfolgenden Strahlern wurde die optimale Distanz ermittelt. Durch die Farbskalendarstellung des Betrages des elektrischen Feldes eines bestimmten Phasenzustandes kann die gleichphasige Anregung der Strahler überprüft werden. Man beachte in der Abbildung das Maximum des Feldbetrags (rote Farbe) bei jeweils nur einem Arm aller kreuzförmigen Schlitzstrahler. Dieses Maximum rotiert mit der an den Schlitzen vorbei wandernden Welle synchron und er-

zeugt auf diesem Weg eine zirkular polarisierte elektromagnetische Welle. Durch den Phasenversatz, den jeder in den Hohlleiter eingebrachte Schlitzstrahler erzeugt, betragen die mit Hilfe der Simulationsmodelle für 20 und 30 GHz ermittelten Interelement-Distanzen $d_{20\text{ GHz}} = 17,6\text{ mm}$ und $d_{30\text{ GHz}} = 11,8\text{ mm}$. Diese Anordnung weist eine gewisse Funktionsbandbreite auf. Die genannten Abstände führen nur bei einer der jeweiligen Frequenzen zu einer idealen konstruktiven Überlagerung. Bei benachbarten Frequenzen findet innerhalb der Funktionsbandbreite ebenfalls eine konstruktive Superposition statt, welche aber nicht mehr ideal ist. Bei der Speisung des Hohlleiters von einer Seite führt dies zu einer Neigung der resultierenden Richtcharakteristik in der Ebene der linear angeordneten Gruppe.

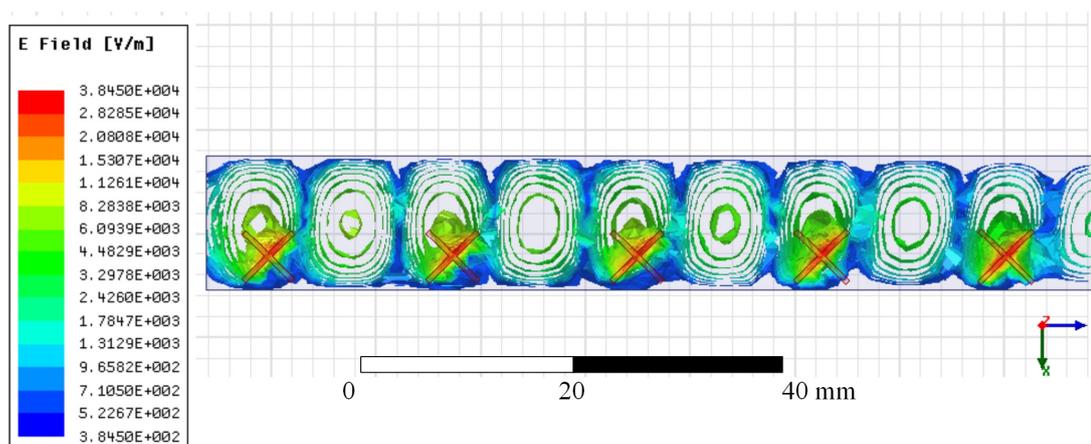


Abb. 4.13: 20 GHz Simulationsmodell einer zirkular polarisierten Kreuzschlitz-Strahlergruppe realisiert an der Oberseite des speisenden Rechteckhohlleiters als Primärquelle eines Leckwellenantennenpanels; Falschfarbendarstellung der elektrischen Feldamplitude der sich im speisenden Rechteckhohlleiter ausbreitenden Wanderwelle und der Anregung der Schlitzstrahlergruppe

In der zweiten Entwurfsphase der Strahlergruppe müssen die exakten Schlitzlängen der Einzelelemente bestimmt werden. Damit möglichst alle Elemente mit dem gleichen Amplitudengewicht abstrahlen und somit die FSS-Apertur möglichst gleichverteilt belegt wird, müssen die Schlitzstrahler nach dem im vorgehenden Abschnitt verdeutlichten Verfahren (vgl. Tabelle 2) gezielt verstimmt werden. Der erste Strahler in dieser linear angeordneten Gruppe wird absichtlich am stärksten in seiner Resonanzfrequenz verstimmt, um den geringsten Anteil der Gesamtleistung abzustrahlen. Der letzte Strahler in dieser Kette soll theoretisch 100 % der am Ende der Kette noch verfügbaren Leistung im speisenden Hohlleiter abstrahlen um eine maximale Effizienz zu erreichen. Da bei optimaler Resonanz eines Einzelstrahlers lediglich 64 % bei 20 GHz und 55 % bei 30 GHz abgestrahlt werden, wird in Abhängigkeit der Anzahl der Gruppenelemente ein gewisser Rest der Speiseleistung verbleiben. In der Tabelle 3 werden die für den Ent-

wurf einer Gruppe aus fünf Strahlern (20 GHz) und einer Gruppe aus acht Elementen (30 GHz) notwendigen Strahlerlängen sowie deren zugehörige prozentuale Abstrahlung in Bezug zur Leistung unmittelbar vor dem Einzelschlitz und die prozentuale Abstrahlung in Bezug zur ursprünglich eingespeisten Gesamtleistung dargestellt.

Tabelle 3: Schlitzstrahlerlängen für eine 20 GHz Strahlergruppe mit fünf Elementen und eine 30 GHz Strahlergruppe aus acht Elementen sowie deren Anteile der abgestrahlten Leistung

| | Strahlerlänge | Anteil der abgestrahlten Leistung zur am Einzelstrahler verfügbaren Leistung | Anteil der abgestrahlten Leistung zur verfügbaren Gesamtleistung |
|---|---------------|--|--|
| <u>$f = 20,0$ GHz</u> | | | |
| Schlitz 1 | 6,80 mm | 0,25 | 0,250 |
| Schlitz 2 | 6,85 mm | 0,30 | 0,225 |
| Schlitz 3 | 7,00 mm | 0,41 | 0,215 |
| Schlitz 4 | 7,35 mm | 0,64 | 0,198 |
| Schlitz 5 | 7,35 mm | 0,64 | 0,070 |
| Verbleibender Leistungsanteil am Hohlleiterausgang: 0,042 | | | |
| <u>$f = 30,0$ GHz</u> | | | |
| Schlitz 1 | 4,375 mm | 0,13 | 0,130 |
| Schlitz 2 | 4,400 mm | 0,15 | 0,131 |
| Schlitz 3 | 4,450 mm | 0,17 | 0,126 |
| Schlitz 4 | 4,475 mm | 0,20 | 0,123 |
| Schlitz 5 | 4,525 mm | 0,23 | 0,113 |
| Schlitz 6 | 4,600 mm | 0,32 | 0,121 |
| Schlitz 7 | 4,700 mm | 0,49 | 0,126 |
| Schlitz 8 | 4,800 mm | 0,55 | 0,072 |
| Verbleibender Leistungsanteil am Hohlleiterausgang: 0,059 | | | |

Die Werte der prozentualen Abstrahlung in der Tabelle ergeben sich aus der Gesamtanzahl der Schlitzstrahler und dem Ziel der Gleichverteilung der abgestrahlten Leistung

für alle Gruppenelemente. Hierbei wurde berücksichtigt, dass der letzte Strahler in der Reihe der linear angeordneten Gruppe kaum noch einen relevanten Anteil beitragen kann. Dessen Aufgabe ist es, den verbleibenden Rest der Feldenergie der ausgedünnten Wanderwelle möglichst vollständig abzustrahlen. Weiterhin sind die Tabellenwerte abhängig von den verfügbaren Wertepaaren verschiedener Strahlerlängen und deren prozentualer Einzelabstrahlung aus der in Abschnitt 4.2.1 vorgestellten Simulation. Hierbei ist zu beachten, dass die Strahlerlängen nicht mit beliebiger Genauigkeit gefertigt werden können. Deshalb wurden bei 20 GHz lediglich Schrittweiten von 0,05 mm und bei 30 GHz von 0,025 mm zur Auswahl für den Gruppenentwurf herangezogen. Dies hat zur Folge, dass beim Entwurf nicht alle Freiheitsgrade zur Verfügung stehen, um eine ideale Amplitudengleichbelegung bei allen Einzelementen der Gruppe zu erreichen. Um die richtigen Wertepaare auszuwählen und die prozentuale Abstrahlung sowie den am Hohlleiterende verbleibenden Leistungsanteil zu bestimmen, wurde ein Programm für *MathWorks MATLAB* erstellt, dessen Quellcode im Anhang A.2 zu finden ist. Die ermittelten Werte der Strahlerlängen beziehen sich immer auf die Gesamtanzahl der Gruppenelemente. Wenn diese Anzahl von der in der Tabelle 3 verwendeten abweicht, müssen alle Längen mit Hilfe der Gleichungen des *MATLAB*-Programms erneut bestimmt werden.

Mit den ermittelten Strahlerlängen für fünf Elemente bei 20 GHz bzw. für acht Elemente für den *Uplink*-Bereich bei 30 GHz lässt sich die von einer Hohlleiterseite gespeisten Gruppe (vgl. Abb. 4.13) zur Anregung eines Leckwellenantennenpaneels entwerfen. Ein solches Antennenpaneel wurde für den Ka-Band *Downlink*-Bereich aufgebaut, erprobt und in [118] publiziert. Um die bereits erwähnten Nachteile dieser Anordnung bezüglich einer begrenzten Bandbreite zu umgehen, kann die Strahlergruppe statt von einer Seite, auch zentral gespeist werden (vgl. Abb. 4.14). In diesem Fall bewegt sich die Wanderwelle von der Paneelmitte aus in den beiden Teilarmen entlang der Strahlergruppe nach außen. Bei der Position der Strahler ist auf gleichphasige Anregung zu achten, damit es zu einer möglichst optimalen konstruktiven Superposition kommt. Aus diesem Grund wird die Lage der Schlitzstrahler bei einem Viertel der Rechteckhohlleiterbreite auf der linken und der rechten Paneelseite vertauscht. Bei dieser zentral gespeisten Anordnung kommt es zu keiner Verkipfung der Richtcharakteristik mit zunehmender Abweichung der Arbeitsfrequenz vom Entwurfs optimum. Die Hauptstrahlrichtung bleibt immer konstant bei 0° Co-Elevation, da die durch den linken Speisearm hervorgerufene Verkipfung durch die zur anderen Richtung verkippte Hauptstrahlrichtung des rechten Speisearmes kompensiert wird. Bei einer vom Entwurfs optimum zu stark abweichenden Arbeitsfrequenz kommt es lediglich zu einer Verringerung des Gewinns in Hauptstrahlrichtung aber nicht zu einer ungewollten Abweichung der Hauptstrahlrichtung von der Flächennormalen. Innerhalb der Bandbreite für die vorliegende Anwendung ist dieser unerwünschte Effekt der Amplitudenverringernung marginal. Die

Abb. 4.15 zeigt den Betrag der Feldbelegung der Antennenapertur (Oberseite der dual-bandigen FSS) bei 20 GHz für eine zentral gespeiste Strahlergruppe mit 2×5 Strahlern. Es zeigt sich, dass die Gleichbelegung der inneren Schlitzstrahler optimal funktioniert und die äußeren eine etwas geringere Amplitudenbelegung aufweisen. Die korrespondierenden Simulationsergebnisse der Richtcharakteristiken werden mit den entsprechenden Messergebnissen im Kapitel 5 gemeinsam dargestellt und verglichen. Bezüglich der Ausdünnung der Feldstärke zum Rand hin wurden dieselben Entwurfsprinzipien wie bei der Anregung mit einem Einzelstrahler angewendet. An jeder Position des Randes ist die Feldstärke um mindestens eine Zehnerpotenz abgefallen. Die Darstellung für das korrespondierende Modell mit der Strahlergruppe als Primärquelle für 30 GHz ist im Anhang A.1 (vgl. Abb. A.2) zu finden.

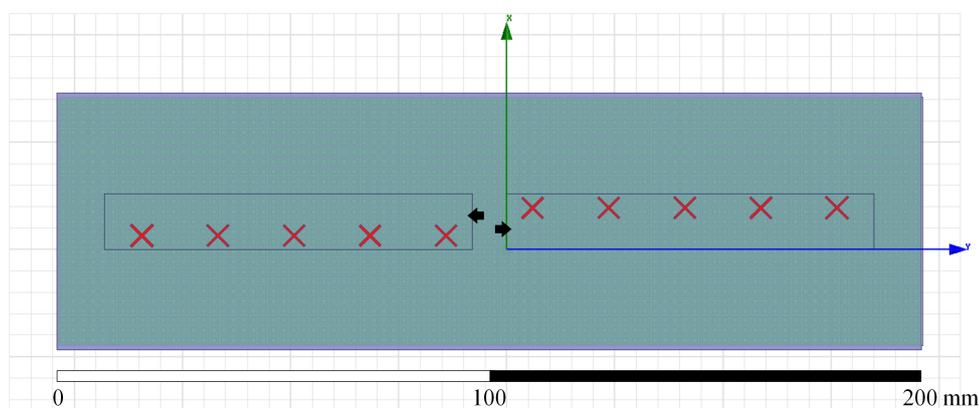


Abb. 4.14: Simulationsmodell einer zentral gespeiste 2×5 Schlitzstrahlergruppe als 20 GHz Primärquelle eines $60 \text{ mm} \times 200 \text{ mm}$ Leckwellenantennenpanels (Ansicht von Unterseite)

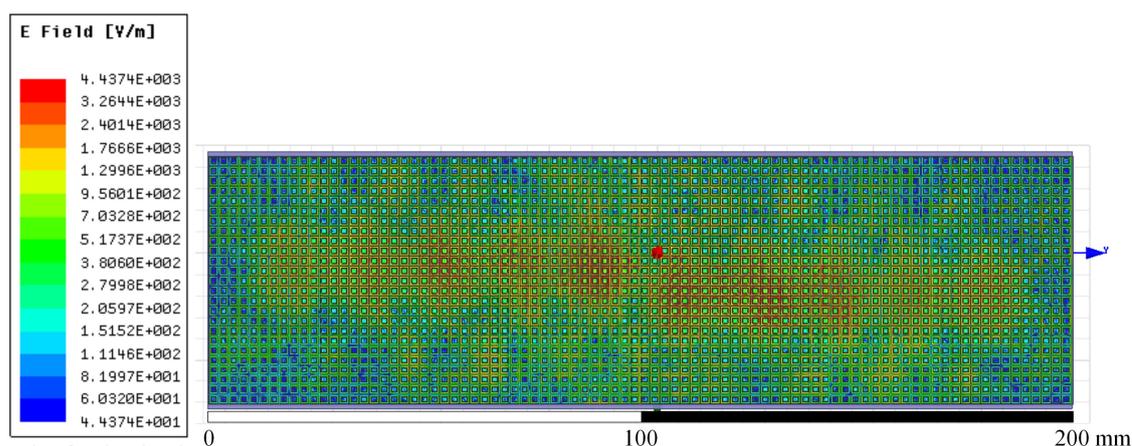


Abb. 4.15: Simulation der Feldbelegung in der Antennenapertur eines $60 \text{ mm} \times 200 \text{ mm}$ Leckwellenantennenpanels mit zentral gespeister 2×5 Schlitzstrahlergruppe als Primärquelle bei 20 GHz (Ansicht von Oberseite)

Die vorgestellte Speisestruktur stellt eine monobandige Anregungsart der darüber liegenden dualbandigen FSS dar. Aus diesem Grund muss für einen Frequenzwechsel ein Austausch der Speisung erfolgen, zum Beispiel ein Austausch der Metallgrundplatte des Panels mit integrierter Primärquelle. Allerdings können die vorgestellten 20 und 30 GHz Speisestrukturen auch parallel in der Grundplatte eines Antennenpanels untergebracht werden, was einer dualbandigen Speisestruktur gleichkommt. Der Aufbau und die Implementierung dieser dualbandigen Leckwellenantennen-Anregung, welche auf dem Entwurf der hier vorgestellten zentral gespeisten monobandigen Strahlergruppen basiert, wird im Abschnitt 5.2 beschrieben.

Als eine wichtige Ergänzung der zentral-gespeisten Strahlergruppe kann zwischen den beiden Hohlleiterarmen ein Hybridkoppler (*Magic-Tee*) [119] eingesetzt werden (vgl. Abb. 4.16).

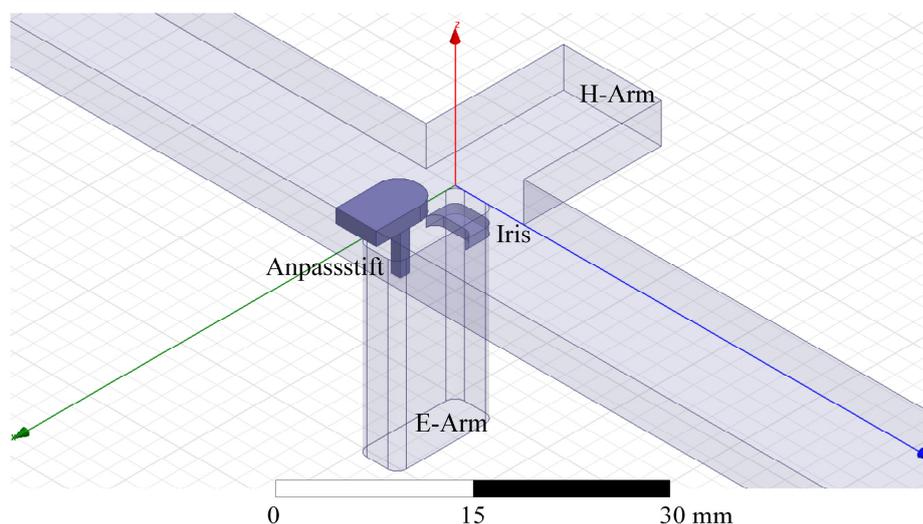


Abb. 4.16: Simulationsmodell eines Hybridkopplers (*Magic-Tee*) als Teil des 20 GHz Speisensystems eines Ka-Band Leckwellenantennenpanels

Der Einsatz des Kopplers ermöglicht mit Hilfe seiner E- und H-Anschlüsse (E- und H-Arm), welche für die Implementierung des Antennenpanels zur Rückseite geführt werden, eine Auswertung der Summen- und Differenzrichtdiagramme für eine Antennenachführung nach dem Monopuls-Verfahren [120] in der Azimutebene. Das Summenrichtdiagramm entspricht der konventionellen Richtcharakteristik im Azimut der Ka-Band Antenne. Die Differenzrichtcharakteristik soll hingegen zwei Hauptkeulen in der Azimutebene mit einer Nullstelle bei $\varphi = 0^\circ$ aufweisen. Der Amplitudenvergleich der beiden Signale lässt Rückschlüsse auf die Abweichung von der Soll-Position zu und die Phasendifferenz liefert Informationen über die Richtung der Abweichung. Für den E-Arm des Hybridkopplers wurde bei diesem Entwurf und optimierten Simulationsmodell bereits der Standard eines *WR42*-Hohlleiters verwendet, der bei der Realisierung des

Leckwellenantennenpanels benutzt wird. Bei den beiden dunkel gefärbten Elementen in der Abb. 4.16 handelt es sich um die notwendigen Anpassmaßnahmen für einen Hybridkoppler. Zum einen ragt ein Anpassstift von der Oberseite des Hohlleiternetzwerks 7 mm tief in den E-Arm des Kopplers, um eine möglichst gleichmäßige Aufteilung der Welle in beide Gruppenstrahlerarme zu realisieren und somit zu einer reflexionsarmen Anpassung des H-Arms beizutragen. Zum zweiten befindet sich bei einer Tiefe von 2,4 mm im E-Arm eine 2,2 mm breite Iris als Maßnahme zur Anpassung des E-Arms. Praktische Realisierungsmöglichkeiten wie die Befestigung des Stiftes in der Metallgrundplatte und Fräsradien von einem Millimeter wurden in diesem Modell berücksichtigt. Die technische Zeichnung der Metallgrundplatte mit integriertem Hybridkoppler ist im Anhang B.1 hinterlegt. In der Abb. 4.17 wird die durch Simulationsergebnisse ermittelte Anpassung des Hybridkopplers dargestellt, indem die simulierten Beträge der Eingangsreflexionskoeffizienten an der E- ($|S_{11}|$) und an der H-Arm Schnittstelle ($|S_{22}|$) über der Frequenz aufgetragen werden. Im anvisierten Arbeitsfrequenzbereich von 19,7 bis 20,2 GHz sind die Beträge der Reflexionskoeffizienten beider Schnittstellen immer besser -30 dB. Die weitere Bewertung dieses Entwurfs wird mit Hilfe der Messergebnisse der Summen- und der Differenzrichtcharakteristik im Abschnitt 5.1 vorgenommen.

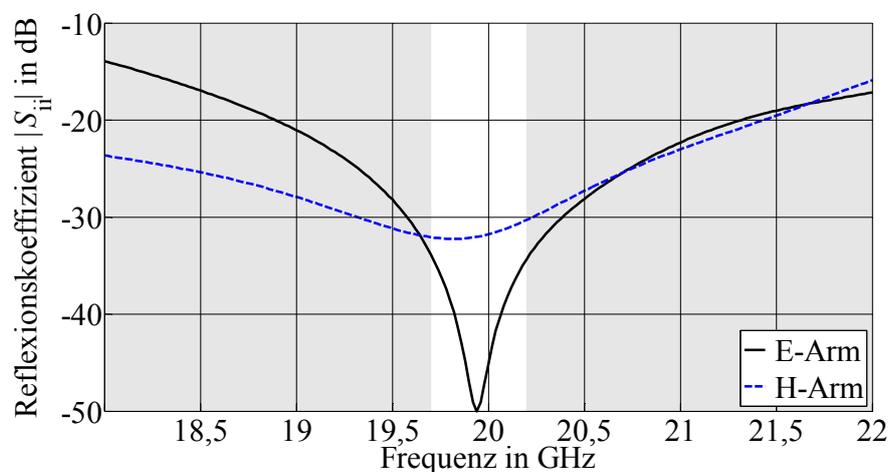


Abb. 4.17: Simulationsergebnis der Beträge der Reflexionskoeffizienten der E-Arm und H-Arm Anschlüsse des Hybridkoppler-Speisenetzwerks aus Abb. 4.16 über dem *Down-link*-Bereich des Ka-Bandes

5 Aufbau und Messung eines Leckwellenantennenpaneels

Die im Kapitel 4 entworfenen Komponenten einer dualbandigen frequenzselektiven Oberfläche und verschiedene Konfigurationen von zirkular polarisierten Schlitzstrahlern als Primärquelle führen zum Gegenstand dieses Kapitels, welches den Aufbau und die messtechnische Validierung des zweidimensional-periodischen Leckwellenantennenpaneels behandelt. Die geforderten Eigenschaften und die Funktionstüchtigkeit der Leckwellenantenne mussten zunächst bei jeweils einem Frequenzbereich des Ka-Bandes und der notwendigen Bandbreite erprobt werden, bevor das Antennenpaneel für den dualbandigen Ansatz aufgebaut und verifiziert werden konnte. Hierbei ging es nicht zuletzt darum, verschiedene Realisierungsmöglichkeiten abzuwägen und zu optimieren, sowie adäquate Aufbautechnologien zu erproben.

5.1 Monobandiges Leckwellenantennenpaneel

In der ersten Phase des Entwurfsprozesses einer Leckwellenantenne des in dieser Arbeit vorgestellten Prinzips konnten vielversprechende Ergebnisse mit monobandigen frequenzselektiven Oberflächen und mit Schlitzstrahlern als Primärquelle erzielt werden und wurden in [118] veröffentlicht. Um prinzipiell die dualbandige Funktionsweise der zweilagig aufgebauten periodischen Struktur zu erproben, wurde ein Leckwellenantennenpaneel mit einer Apertur von $60 \text{ mm} \times 60 \text{ mm}$ respektive 25×25 der in Abschnitt 4.1.3 vorgestellten FSS-Elementarzellen aufgebaut und getestet [113]. Für die zweilagige FSS mit einer Fläche von $60 \text{ mm} \times 60 \text{ mm}$ wurde eine 20 und eine 30 GHz-Variante der Speisestruktur mit nur einem Schlitzstrahler gefertigt. Das für die Implementierung notwendige dreidimensionale CAD-Modell der Metallgrundplatte mit integriertem 30 GHz Schlitzstrahler (transparente Darstellung) ist ohne die darüber liegende FSS in Abb. 5.1 dargestellt. Da es sich um eine monobandige Speisestruktur handelt, ist das Antennenpaneel entweder mit 20 GHz oder 30 GHz Hohlleiterflanschen auf der Rückseite versehen. Die dualbandige FSS ist an der in der Darstellung gekennzeichneten FSS-Halterung (FSS-Auflage) zu befestigen und kann ausgetauscht werden, um das Verhalten derselben FSS-Realisierung bei beiden Frequenzbereichen getrennt bewerten zu können. Kompakt entworfene Biegungen an beiden Enden der Rechteckhohlleiter führen die speisende Wanderwelle von bzw. zur Rückseite des Antennenpaneels zu einem Standard-Hohlleiterflansch des Typs *WR42* bei 20 GHz bzw. *WR28* bei 30 GHz (*EIA Standard*).

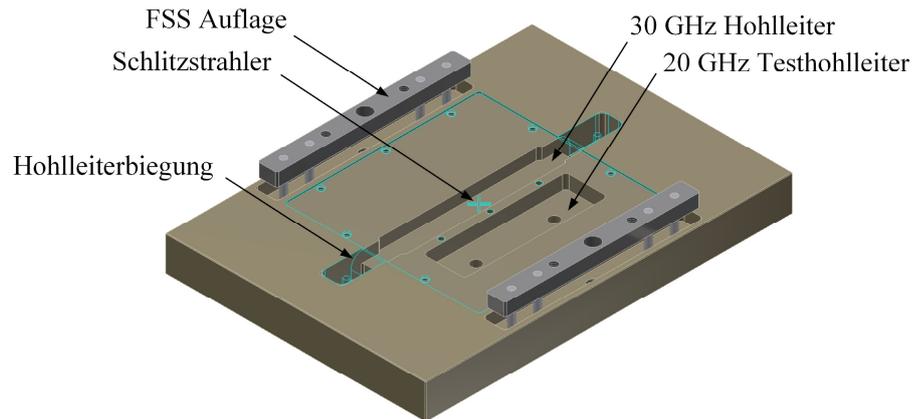


Abb. 5.1: CAD-Modell des $60 \text{ mm} \times 60 \text{ mm}$ Leckwellenantennenpanels mit monobandiger Speisung für 30 GHz (Darstellung ohne Dualband-FSS); Metallgrundplatte mit integrierten Rechteckhohlleitern und einem zirkular polarisierten Schlitzstrahler (transparente Darstellung) als Primärquelle der Leckwellenantenne

Die Abb. 5.2 illustriert das realisierte Leckwellenantennenpaneel (linke Seite) und eine optische Profilometer-Aufnahme (rechte Seite) einer FSS-Elementarzelle der unteren Lage. Die Metallgrundplatte besteht aus Messing und die darin integrierten Rechteckhohlleiter für die Speisung wurden mit konventioneller CNC-Frästechnologie eingebracht. Der Schlitzstrahler wurde mittels Laserschnittverfahren in eine 0,5 mm dicke Messingplatte geschnitten (vgl. auch Abb. 5.6). Die zweilagige FSS befindet sich auf dem für Mikrowellenanwendungen geeigneten Trägermaterial *Rogers RO4003C* [111] (Stärke 1,524 mm, $\epsilon_r = 3,55$) und wurde in diesem Fall mit einem Standard-Ätzverfahren bei einer symmetrischen Fertigungstoleranz von $\pm 10 \mu\text{m}$ hergestellt. Toleranzen und geometrische Abweichungen nach dem Herstellungsprozess stellen ein generelles Risiko für die zu erzielenden Antenneneigenschaften dar und müssen deshalb innerhalb des vorgegebenen Toleranzbereiches liegen. Zum Beispiel wurde die Kupferleitung mit der geringsten in der Einheitszelle verwendeten Breite mit $69,8 \mu\text{m}$ statt ursprünglich entworfenen $60 \mu\text{m}$ realisiert (vgl. Abb. 5.2, rechte Seite). Diese Diskrepanz hat einen Einfluss auf das Reflexionsverhalten der FSS und führt zu einem unerwünschten Versatz der Betriebsfrequenz.

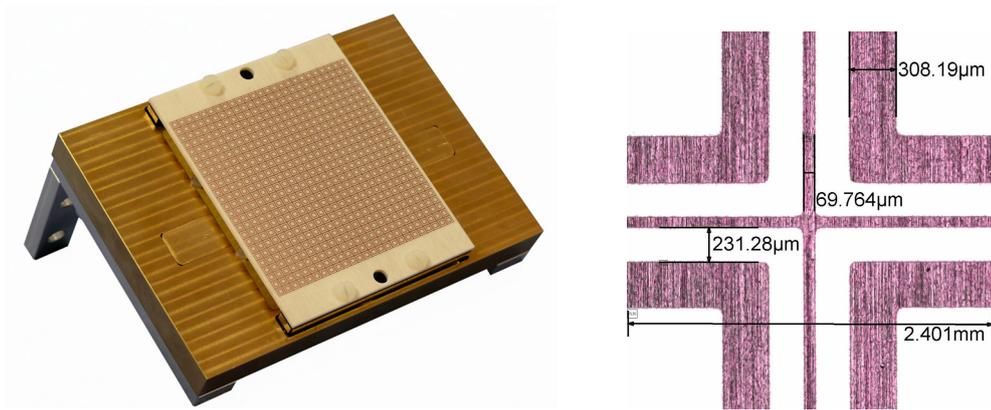


Abb. 5.2: Links: Fotografie des Leckwellenantennenpanels mit dualbandiger FSS und einer Apertur von 60 mm \times 60 mm; rechts: optische Profilometer-Aufnahme einer FSS-Elementarzelle von der Unterseite des Substratmaterials

In der Abb. 5.3 (linke Bildhälfte) wird die Richtcharakteristik der Leckwellenantenne in der Elevationsebene mit linkshändig-zirkularer Polarisation (LHCP) im *Downlink*-Bereich illustriert. Die Messergebnisse werden mit den Ergebnissen des finiten Simulationsmodells mit 25×25 FSS-Elementarzellen (hier Gitterkonstante $a = 2,4$ mm) verglichen. Es ist eine qualitativ gute Übereinstimmung zu beobachten. Die maximale Direktivität beträgt 12,6 dBi, während 13,9 dBi aufgrund der Simulationsergebnisse bei 20,2 GHz zu erwarten waren. Es konnte eine Direktivität in Hauptstrahlrichtung von mindestens 12,2 dBi über einer Bandbreite von 0,5 GHz gemessen werden (19,0 bis 19,5 GHz) und der realisierte Gewinn bei 19,4 GHz wurde mit 9,5 dBi in der Antennennesskammer ermittelt, was zu einem Gesamtwirkungsgrad von 48 % führt. Diese geringe Effizienz ist vor allem auf die Verwendung von zunächst nur einem Schlitzstrahler als Primärquelle zurückzuführen (vgl. Betrachtung hierzu in Abschnitt 4.2.1). Die restliche Energie wird in einem angepassten Hohlleiterabschluss absorbiert und trägt nicht zur Antenneneffizienz bei.

Das Richtdiagramm für den *Uplink*-Bereich mit rechtshändig-zirkularer Polarisation (RHCP) wird in der Abb. 5.3 in der rechten Bildhälfte dargestellt. Die gemessene maximale Direktivität beträgt 14,3 dBi (Simulationsergebnis: 13,3 dBi) und über einer Bandbreite von 1,0 GHz befindet sich der Wert der Direktivität für die Hauptstrahlrichtung oberhalb von 14,1 dBi. Die optimale Betriebsfrequenz des Antennenpanels wurde messtechnisch bei 31,2 GHz ermittelt, während im Entwurfsprozess mit Hilfe des Simulationsmodells eine Frequenz von 30,0 GHz angestrebt wurde. Die Ursache dieses Versatzes zwischen Messung und Simulation sowohl im *Downlink*- als auch im *Uplink*-Bereich liegt in den Abweichungen der Kupferbahnbreiten der zweilagigen periodischen Struktur nach der Herstellung (vgl. Abb. 5.2, rechte Bildhälfte).

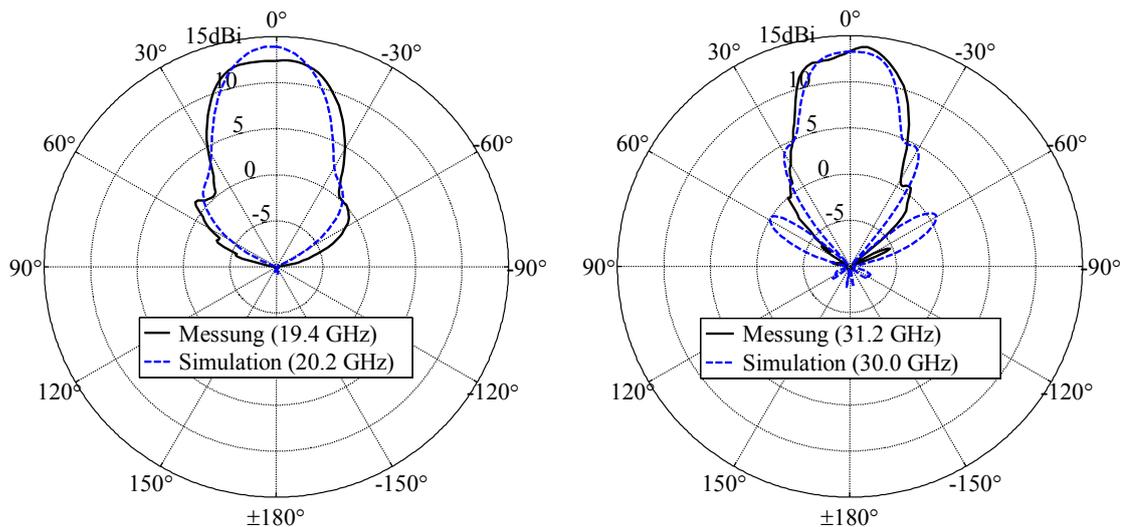


Abb. 5.3: Links: Messung und Simulation der Direktivität in der Elevationsebene mit linkshändig-zirkularer Polarisation (LHCP) im *Downlink*-Frequenzbereich; rechts: Direktivität in der Elevationsebene mit rechtshändig-zirkularer Polarisation (RHCP) im *Uplink*-Frequenzbereich

Die Simulationsergebnisse sowie die gemessenen Richtcharakteristiken des aufgebauten Antennenpaneels mit dualbandiger FSS und monobandiger Speisung zeigen deutlich, dass die gleichzeitige Nutzung einer physikalischen Antennenapertur sowohl für den *Downlink*- als auch für den *Uplink*-Frequenzbereich im Ka-Band realisierbar ist. Auch wenn die erzielten realisierten Gewinne der vorliegenden Messung noch nicht zur Erfüllung eines typischen Ka-Band Linkbudgets genügen, so eröffnen die bisher vorgestellten Ergebnisse die Möglichkeit der Schaffung von Dualband-Antennen mit einer größeren Apertur und einer dualbandigen Strahlergruppen als primäre Quelle, welche die Anforderungen bezüglich der Direktivität und Effizienz erfüllen. Die Abweichungen zwischen den Simulations- und Messdaten vor allem bezüglich der optimalen Betriebsfrequenz hat dazu geführt, dass vor dem Entwurf eines größeren Paneels eine Anpassung der Leiterbahnbreiten und der Gitterkonstante der dualbandigen FSS auf die im Abschnitt 4.1.3 vorgestellten Werte erfolgte. Der finale FSS-Entwurf im Abschnitt 4.1.3 bezieht sich auf alle weiteren im Kapitel 5 vorgestellten Aufbauten und Messergebnisse.

Im nächsten Schritt wurde ein Antennenpaneel mit einer Apertur von $60 \text{ mm} \times 200 \text{ mm}$ unter Verwendung der im Abschnitt 4.2.2 entworfenen monobandigen Schlitzstrahlergruppen aufgebaut [121]. Die Abb. 5.4 zeigt die Realisierung dieses Antennenpaneels mit monobandiger Speisestruktur und dualbandiger FSS in der Antennenmesskammer des Fachgebiets Hochfrequenz- und Mikrowellentechnik der Technischen Universität Ilmenau. Die verwendete FSS besteht sowohl in ihrer oberen als auch unteren Lage aus 25×86 der aus dem Abschnitt 4.1.3 bekannten Elementarzellen, die wiederum auf einem 1,524 mm dicken Hochfrequenzträgermaterial (*Rogers RO4003C*) realisiert wurde. Die nach dem Ätzvorgang verbleibende Kupferdicke beträgt $18 \mu\text{m}$ und die periodisch

angeordneten Leiterbahnen wurden bei diesem Realisierungsdurchlauf mit einer verbesserten symmetrischen Toleranz von $8\ \mu\text{m}$ gefertigt.

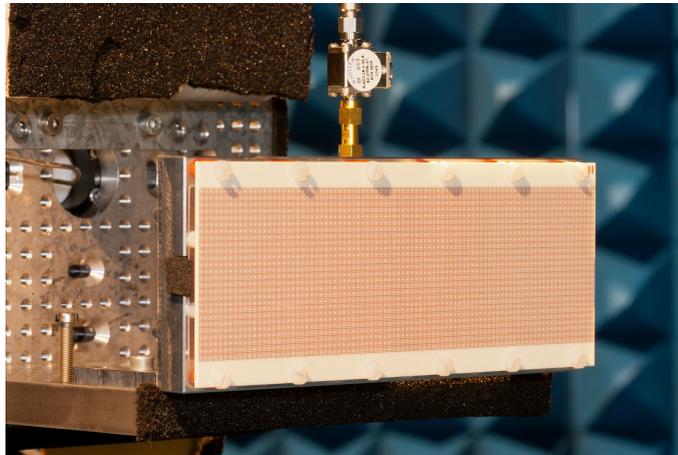


Abb. 5.4: Zirkular polarisiertes Ka-Band Antennenpaneel mit einer Apertur von $60\ \text{mm} \times 200\ \text{mm}$ und monobandiger Anregung durch eine Schlitzstrahlergruppe, installiert in der Antennenmesskammer des Fachgebiets Hochfrequenz- und Mikrowellentechnik der Technischen Universität Ilmenau

Dieses Ka-Band Antennenpaneel wird durch eine mittengespeiste Schlitzstrahlergruppe mit zirkularer Polarisation angeregt. Die 20 GHz Variante mit einem Hybridkoppler im zentralen Speisepunkt ist in der Abb. 5.5 als CAD-Modell illustriert.

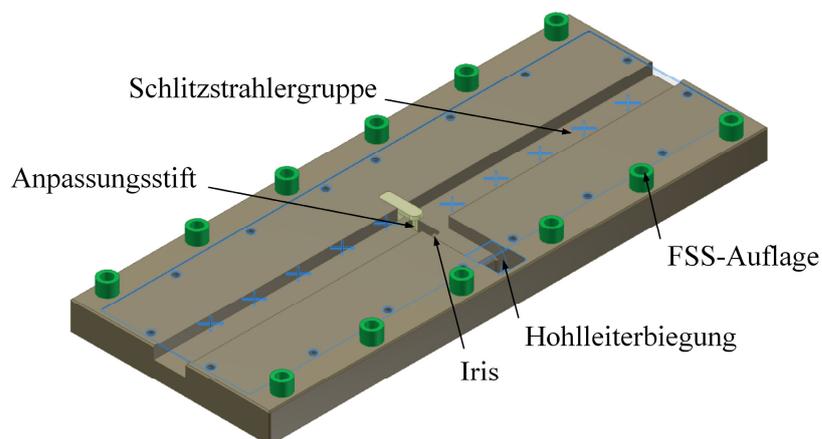


Abb. 5.5: CAD-Modell der Metallgrundplatte mit integrierter Rechteckhohlleiter-Speisung und einer zirkular polarisierten Schlitzstrahlergruppe (transparente Darstellung) als Primärquelle der Leckwellenantenne bei 20 GHz

Die Schlitzstrahler sind in die Oberseite eines in die Metallgrundplatte integrierten Rechteckhohlleiters geschnitten. Im Vergleich zur Anregung mit einem Einzelstrahler

ist diese Gruppe von Schlitzstrahlern in der Lage, einen deutlich höheren Anteil der ursprünglich eingespeisten Leistung abzustrahlen, bevor die Wanderwelle die Enden der beiden Rechteckhohlleiterarme erreicht. Dies führt zu einer deutlichen Verbesserung der Gesamteffizienz der Antenne. Die gewählte Mittenspeisung der Schlitzstrahlergruppe verhindert ein Verkippen der Hauptstrahlrichtung in Bereichen abseits der Mittenfrequenz. Der vorliegende symmetrische Aufbau, realisiert durch einen E-Feld T-Hohlleiterabzweig, kompensiert diesen Effekt mindestens innerhalb der geforderten Bandbreite von 0,5 GHz sowohl im *Downlink*- als auch im *Uplink*-Band. Für 20 und 30 GHz wurden Metallgrundplatten mit verschiedenen Schlitzstrahlergruppen aufgebaut (vgl. Entwurf im Abschnitt 4.2.2), um die Eigenschaften der selben dualbandigen 60 mm × 200 mm FSS-Realisierung auf *Rogers*-Substrat in beiden Frequenzabschnitten des Ka-Bandes getrennt untersuchen zu können. Der Einsatz des Hybridkopplers (*Magic-Tee*) ermöglicht mit Hilfe seines E- und H-Anschlusses auf der Antennenrückseite eine Auswertung der erzeugten Summen- und Differenzrichtdiagramme für eine Antennennachführung nach dem Monopuls-Verfahren [120] in der Azimutebene.

Für 20 GHz wird eine Gruppe von 2×5 Strahlern mit linkshändig-zirkularer Polarisation (LHCP) als Primärquelle eingesetzt und bei 30 GHz werden 2×7 Schlitzstrahler mit rechtshändig-zirkularer Polarisation (RHCP) verwendet (vgl. Abb. 5.6). Die Schlitzstrahler wurden bei dieser Realisierungsschritt in eine 0,5 mm starke, austauschbare Aluminiumplatte Laser-geschnitten. Dieses mechanische Bearbeitungsverfahren erlaubt es, die Position, die Länge und Breite der Schlitzstrahler mit einer symmetrischen Toleranz von 3 μm zu fertigen. Bei 20 GHz variieren die Schlitzlängen von 6,8 bis 7,25 mm und bei 30 GHz von 4,450 bis 4,775 mm.

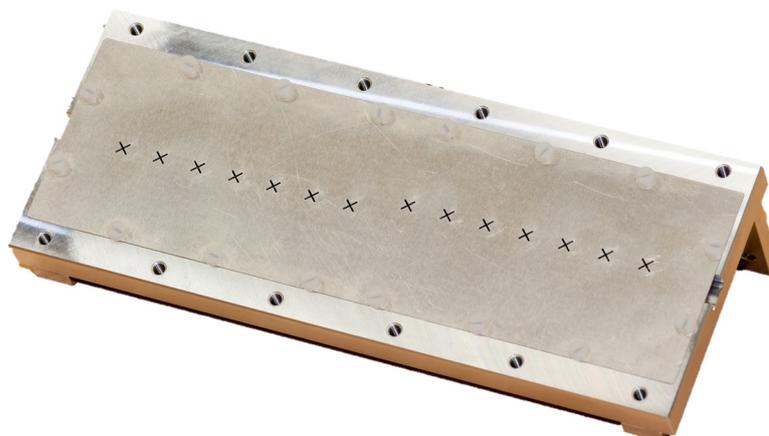


Abb. 5.6: Metallgrundplatte als 30 GHz Variante mit integrierter rechtshändig-zirkular polarisierter Primärquelle mit einer Gruppe von 2×7 Schlitzstrahlern

Die Funktion der beiden Ka-Band Antennenpaneelvarianten wurde anhand der wichtigsten Antennenparameter in den Frequenzbereichen von 19,0-21,0 GHz und 29,0-31,0 GHz in der Antennenmesskammer analysiert. Die Abb. 5.7 stellt die Messung der LHCP *Downlink*-Richtcharakteristik bei 20,1 GHz dar. Das Richtdiagramm weist eine breite Hauptkeule für eine schnelle und einfache Nachführung in der Elevationsebene auf und eine schmale Keule im Azimut für eine präzise Ausrichtung zum Satelliten mit erhöhtem Gewinn. Der realisierte Gewinn beträgt 19,1 dBi in Hauptstrahlrichtung, während eine Direktivität von 21,4 dBi ermittelt wurde. Diese Werte führen zu einem Gesamtwirkungsgrad von mindestens 60 % bei 20,1 GHz. Tendenziell ist die gemessene Richtwirkung immer etwas höher als der simulierte Wert (21,0 dBi) wegen der Anwesenheit von Absorbern um die zu vermessende Antenne und aufgrund der Rückseitenabschattung durch den in der Messkammer befindlichen Positionierer. Aus diesem Grund kann man über die Ermittlung des realisierten Gewinns und der Direktivität in der Antennenmesskammer eine Mindesteffizienz der zu untersuchenden Antenne angeben. Die Abb. 5.8 illustriert die Messung der korrespondierenden RHCP-Richtcharakteristik bei 30,4 GHz derselben zweilagigen frequenzselektiven Oberfläche. Der realisierte Gewinn in Hauptstrahlrichtung beträgt 22,2 dBi und die Richtwirkung wurde mit 23,2 dBi ermittelt (Simulationsergebnis: 22,7 dBi). Daraus ergibt sich ein aus der Messung ermittelter Gesamtwirkungsgrad von mindestens 78 % bei 30,4 GHz.

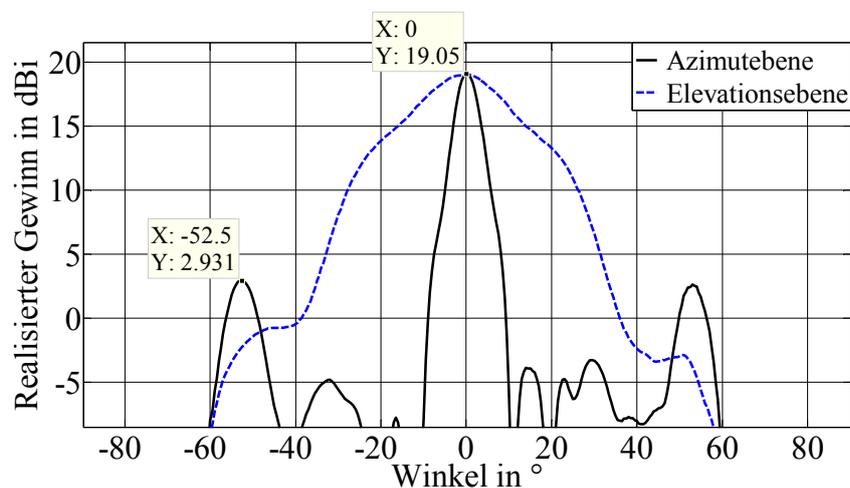


Abb. 5.7: Messung der LHCP-Richtcharakteristik eines monobandig gespeisten Leckwellenantennenpanels mit einer Apertur von 60 mm \times 200 mm in der Azimut- und Elevationsebene bei 20,1 GHz (*Downlink*)

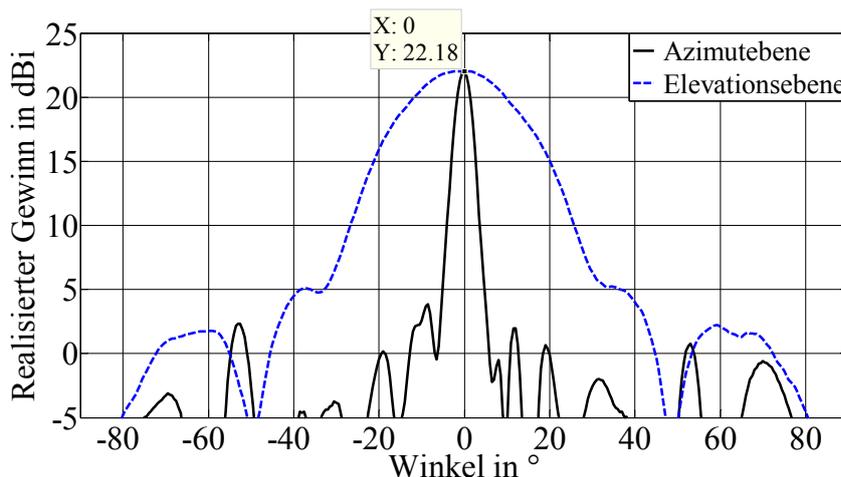


Abb. 5.8: Messung der RHCP-Richtcharakteristik eines monobandig gespeisten Leckwellenantennenpanels mit einer Apertur von 60 mm × 200 mm in der Azimut- und Elevationsebene bei 30,4 GHz (*Uplink*)

Wie in Abb. 5.9 dargestellt, konnte ein realisierter LHCP-Gewinn von mehr als 17,5 dBi über einer Bandbreite von 0,8 GHz (19,7-20,5 GHz) gemessen werden. Die gemessene Kreuzpolarisationsentkopplung, als Differenz zwischen den beiden zirkular polarisierten Drehrichtungen, beträgt bei 20,1 GHz 17 dB. Die Abb. 5.10 zeigt einen realisierten RHCP-Gewinn von mehr als 20 dBi über eine Bandbreite von 1,1 GHz im *Uplink*-Band. Der maximale Gewinn wurde mit einem Frequenzversatz von 0,4 GHz bei 30,4 GHz ermittelt. Diese Verschiebung ist wiederum auf leicht abweichende Leiterbahnbreiten zurückzuführen, welche während des Herstellungsprozesses der periodischen Struktur auf dem Hochfrequenzsubstrat entstanden sind. Allerdings konnte die Frequenzverschiebung im Vergleich zum früheren Entwurf eines Antennenpanels mit 60 mm × 60 mm deutlich reduziert werden.

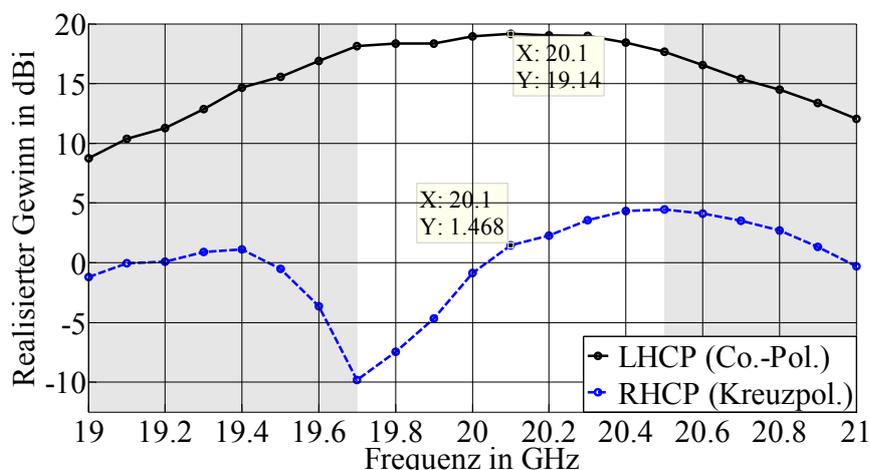


Abb. 5.9: Messung des realisierten Gewinns in Hauptstrahlrichtung ($\theta = \varphi = 0^\circ$) eines monobandig gespeisten Leckwellenantennenpanels mit einer Apertur von 60 mm × 200 mm für beide Drehrichtungen der zirkularen Polarisation im *Downlink*-Band

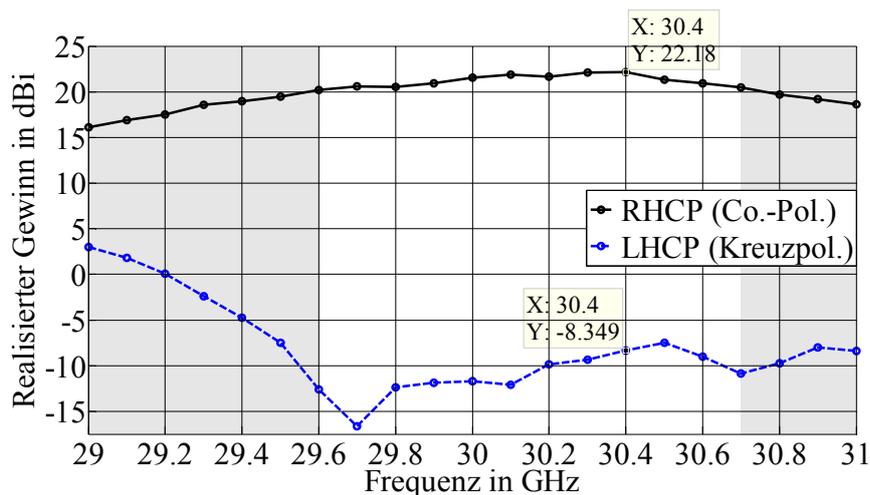


Abb. 5.10: Messung des realisierten Gewinns in Hauptstrahlrichtung ($\theta = \varphi = 0^\circ$) eines monobandig gespeisten Leckwellenantennenpaneels mit einer Apertur von $60 \text{ mm} \times 200 \text{ mm}$ für beide Drehrichtungen der zirkularen Polarisation im *Uplink*-Band

Aufgrund der hohen erzielten Bandbreite von 1,1 GHz ist diese Realisierungsvariante trotz des Versatzes im gewünschten *Uplink*-Frequenzbereich von 29,5 bis 30,0 GHz voll funktionstüchtig. Die Kreuzpolarisationsentkopplung beträgt bei 30,4 GHz etwa 30,5 dB.

Die Messungen der Summen- und Differenzrichtcharakteristiken in der Azimutebene bei 20,1 GHz sind in der Abb. 5.11 dargestellt. Bei der Messung dieser Richtdiagramme wurde am E- und H-Anschluss der in die Metallgrundplatte integrierten Hohlleiterverzweigung (*Magic-Tee*) gespeist. Das Summenrichtdiagramm entspricht der konventionellen Richtcharakteristik im Azimut der Ka-Band-Antenne. Die Differenzrichtcharakteristik hingegen weist zwei Hauptkeulen in der Azimutebene mit einer Nullstelle bei 0° auf. Die grafische Darstellung der Nullstelle ist trotz der bereits recht feinen Abtastung mit Messpunkten in $0,5^\circ$ Schritten nicht vollständig auflösbar. Aufgrund der Phasenbeziehungen bei dem verwendeten Hybridkoppler muss es allerdings zwangsläufig an einem gewissen Punkt sehr nahe der Hauptstrahlrichtung bei 0° zu einer tiefen Nullstelle kommen. Diese Aufbauvariante eines Leckwellenantennenpaneels stellt somit Informationen für die Antennennachführung in der Azimutebene nach dem Monopuls-Verfahren bereit. Der Amplitudenvergleich der beiden Signale lässt Rückschlüsse auf die Abweichung von der Soll-Position zu und die Phasendifferenz liefert Informationen über die Richtung der Abweichung. Die mit $0,5^\circ$ -Schritten gemessene Amplitudendifferenz in Hauptstrahlrichtung beträgt ca. 22 dB und ein typischer Eingangsbereich für die Nachführung beträgt in Abhängigkeit vom später verwendeten Phasendiskriminator mindestens $\pm 4^\circ$.

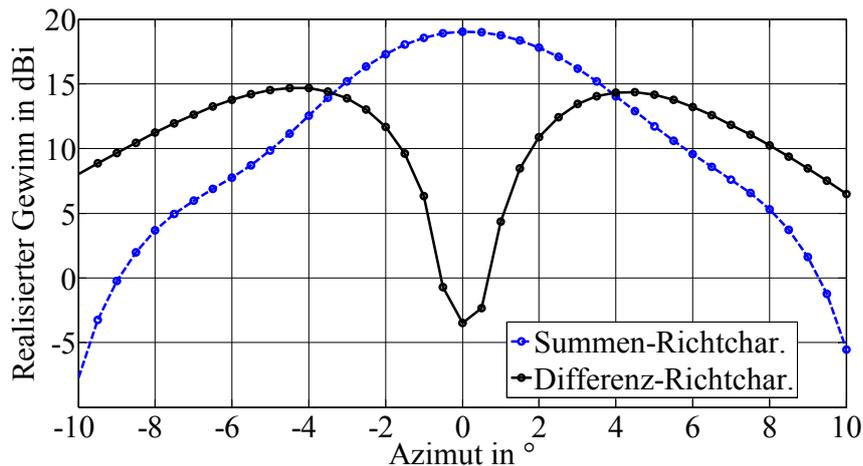


Abb. 5.11: Messung der Summen- und Differenzrichtcharakteristik, welche durch die beiden Rechteckhohlleiteranschlüsse auf der Rückseite des $60 \text{ mm} \times 200 \text{ mm}$ Ka-Band Antennenpaneels in der Azimutebene bei 20,1 GHz gespeist werden

Die vorgestellten und mit monobandigen Strahlergruppen gespeisten Antennenpaneele für 20 und 30 GHz wurden als Nutzlast auf einem Azimut-Positionierer für einen ersten Demonstratoraufbau einer nachführbaren Satellitenkommunikationsantenne verwendet, deren Implementierung im Abschnitt 6.1 genauer beschrieben wird.

5.2 Dualbandiges Leckwellenantennenpaneel

Zu dem Aufbau eines vollständig dualbandigen Antennenpaneels gehört neben der zweilagigen und frequenzselektiven periodischen Struktur auch eine dualbandig ausgeführte Speisestruktur. Gegenüber der im vorhergehenden Abschnitt vorgestellten Realisierung bietet ein vollständig dualbandiger Paneelentwurf die Möglichkeit einer Platzersparnis von bis zu 50 % bei gleichem Antennengewinn und trägt somit entscheidend zu einer möglichst kompakten Antenne für die mobile Satellitenkommunikation bei. Hierzu wurden die bereits vorgestellten Realisierungen mit getrennt aufgebauten monobandigen Strahlergruppen als Primärquelle für 20 und 30 GHz in einer neuen Kombination gemeinsam in eine einzige Paneelgrundplatte integriert. Auf diesem Weg entsteht ein vollständig dualbandiges Antennenpaneel sowohl mit einem Hohlleiteranschluss für den Frequenzbereich um 20 GHz als auch mit einem Standard-Flansch für den Bereich um 30 GHz an dessen Rückseite. Ein dualer Aufbau von separaten Antennenbereichen für den Sende- und Empfangsfall ist dadurch nicht mehr notwendig. Die grundlegende Anordnung der verschiedenen Hohlleiterstrecken des Speisenetzwerks besteht aus zwei in der Metallgrundplatte außenliegenden Hohlleitern für den 20 GHz Bereich und dem für die Speisung bei 30 GHz verantwortlichen Rechteckhohlleiter, welcher sich im Zentrum des Paneels befindet (vgl. Abb. 5.12). Es wurde ein Modell eines dualbandigen Speisenetzwerks entworfen, geeignet für eine Antennenapertur mit $70 \text{ mm} \times 200 \text{ mm}$ [122].

Das dreidimensionale CAD-Modell, das für den mechanischen Fertigungsprozess erstellt werden musste, ist in der Abb. 5.12 dargestellt und weist im Vergleich zu den bisherigen Aufbauten eine deutlich größere Schlitzstrahlergruppe für 20 und 30 GHz auf. Diese ist geeignet für die Belegung der bereits mit einem monobandigen Speisetzwerk erprobten dualbandigen frequenzselektiven Oberfläche (vgl. Abschnitt 5.1).

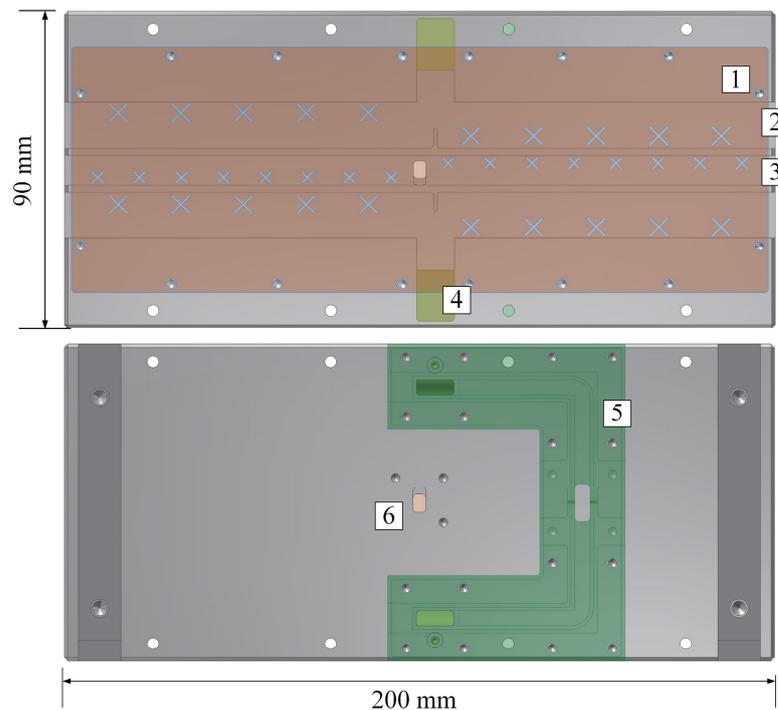


Abb. 5.12: CAD-Modell der dualbandigen Speisestruktur des Ka-Band Antennenpanels (Vorder- und Rückseitenansicht); Bestandteile: Metallplatte (rot-transparente Darstellung) mit Laser-geschnittener 20 und 30 GHz Schlitzstrahlergruppe (Markierung 1), 20 GHz- (Markierung 2) und 30 GHz- (Markierung 3) Rechteckhohlleiter-Speisetzwerk, Hohlleiterbiegung zur Paneelrückseite (Markierung 4), Rechteckhohlleiternetzwerk mit verschiedenen E- und H-Biegungen für die Zusammenführung zu einem gemeinsamen 20 GHz Flansch (Markierung 5), 30 GHz Hohlleiterflansch mit Iris (Markierung 6)

Die Abb. 5.12 zeigt die Vorder- und die Rückseite des Ka-Band Panels ohne die Darstellung der zweilagigen FSS, um den Aufbau der Speisung und die Realisierung der Hochfrequenzschnittstellen zu veranschaulichen. Der Neuheitswert dieses Aufbaus im Vergleich zum vorhergehenden im Abschnitt 5.1 besteht vor allem in der Realisierung eines Speisetzwerks basierend auf gefrästen Rechteckhohlleitern, sowohl für den Empfangs- als auch den Sendefrequenzbereich. Die darin geführten Wanderwellen regen die dualbandige Schlitzstrahlergruppe (vgl. Abb. 5.12, Markierung 1) an, eine zirkular polarisierte EM-Welle abzustrahlen. Die Schlitzstrahler wurden wie bei den bishe-

rigen monobandigen Implementierungen präzise in eine 0,5 mm dünne Metallplatte Laser-geschnitten. Für die Anregung des Paneels wurde für 20 GHz eine Gruppe mit 20 Strahlern verwendet (vgl. Abb. 5.12, Markierung 2), deren Strahlerlängen von 6,8 mm bis 7,0 mm variieren. Die exakte Realisierung der Strahlerlänge basiert auf dem in der Tabelle 3 (Abschnitt 4.2.2) vorgestellten Entwurf einer Strahlergruppe von fünf Elementen für 20 GHz und einer Gruppe aus acht Elementen für den 30 GHz Frequenzbereich. Die beiden unterhalb liegenden äußeren Rechteckhohleiter werden mittengespeist und auf der Rückseite des Antennenpaneels durch ein zusätzliches Bauteil phasenrichtig kombiniert (vgl. Abb. 5.12, Markierung 5, grün eingefärbtes Bauteil). Die 30 GHz Anregung wird durch insgesamt 16 Schlitzstrahler realisiert, mit unterschiedlichen Längen zwischen 4,375 mm und 4,800 mm, welche durch einen einzelnen mittengespeisten Hohlleiter mit zirkularer Polarisation angeregt werden (vgl. Abb. 5.12, Markierung 3). Durch die verschiedenen Schlitzlängen weicht man absichtlich von einer optimalen Resonanz des Einzelstrahlers ab, um einen gewünschten Leistungsanteil abzustrahlen. Die eingespeiste Leistung wird im aufgezeigten Fall möglichst gleichförmig über der Gruppe abgestrahlt, um die dualbandige FSS flächeneffizient zu nutzen. Die technische Zeichnung der als Oberseite des Hohlleiterspeisenetzwerks verwendeten Metallplatte und die genaue Bemaßung der sich darin befindlichen Schlitzstrahler sind im Anhang B.2 zu finden. Auf der Antennenrückseite wurden zwei Hohlleiterflansche realisiert mit standardisierten Abmessungen für eine simultane Funktionalität in beiden Frequenzbereichen. Der 30 GHz-Flansch besitzt eine integrierte Iris mit optimierter Stärke und Breite (vgl. Abb. 5.12, Markierung 6) für eine gute Eingangsanpassung. Im gesamten dualbandigen Speisnetzwerk wurden mehrere E- und H-Hohlleiterbiegungen sowie T-Verzweigungen entworfen und optimiert. Die technischen Zeichnungen der realisierten Metallgrundplatte mit dem integrierten dualbandigen Speisnetzwerk befinden sich im Anhang B.3.

Die Funktionalität dieser Variante des Paneelentwurfs wurde vor der Implementierung mit Hilfe von EM-Vollwellensimulationen und einem dreidimensionalen Modell, welches nicht alle mechanischen Herstellungsdetails vollständig berücksichtigt, in mehreren Entwurfsschritten erprobt und optimiert. Die Realisierung des in Abb. 5.12 illustrierten CAD-Modells eines vollständig dualbandigen Ka-Band Antennenpaneels mit einer Apertur von 70 mm × 200 mm zeigt die Fotografie in Abb. 5.13 mit Einzelkomponenten in einer Schnittdarstellung.

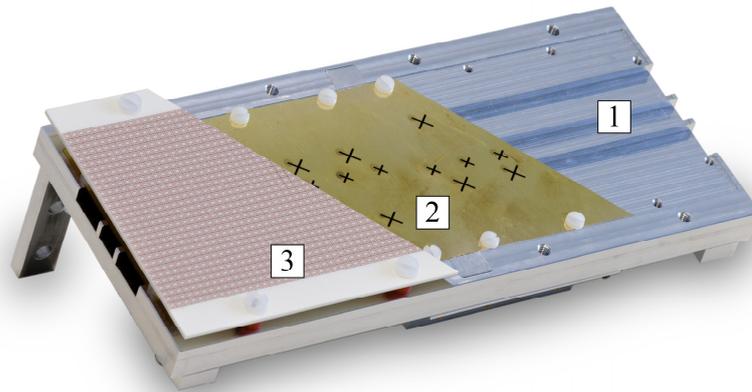


Abb. 5.13: Fotografie in Schnittdarstellung eines dualbandiges Ka-Band Leckwellenantennenpanels bestehend aus einer Metallgrundplatte mit einer 20 und 30 GHz Hohlleitersepeisestruktur (Markierung 1), einer Schlitzstrahlergruppe als Anregung für den *Downlink*- und *Uplink*-Frequenzbereich (Markierung 2), gelegen unterhalb einer zweilagigen frequenzselektiven Oberfläche mit einer Apertur von $70 \text{ mm} \times 200 \text{ mm}$ (Markierung 3)

Die Abb. 5.14 zeigt das Messergebnis des aufgebauten Panels für den realisierten Antennengewinn über dem *Downlink*-Band. Der maximale co-polarisierte Gewinn, in diesem Fall mit linkshändig zirkularer Polarisation, beträgt 22,2 dBi bei dem Frequenzpunkt 19,7 GHz. Die Mindesteffizienz der Antenne bei diesem Frequenzpunkt wurde mit 65 % ermittelt. Über einem 900 MHz breiten Frequenzbereich (19,2 bis 20,1 GHz) beträgt der realisierte Gewinn mindestens 20 dBi. Die verwendbare Bandbreite hat sich leicht um ca. 300 MHz zu tieferen Frequenzen hin verschoben, aufgrund von leichten Geometrieabweichungen der FSS auf dem Leiterplattenmaterial nach dem Herstellungsprozess. Die Kreuzpolarisationsentkopplung als in der Abbildung sichtbare und gewollte Differenz zwischen dem LHCP- und dem RHCP-Gewinn beträgt innerhalb der genannten Bandbreite mehr als 15 dB.

Die Frequenz im *Uplink*-Band, bei welcher der maximale Antennengewinn in Hauptstrahlrichtung auftritt, wurde bei 30,0 GHz ermittelt (vgl. Abb. 5.15). Der realisierte RHCP-Gewinn beträgt 22,9 dBi und eine Gesamteffizienz von 74 % konnte in diesem Fall ermittelt werden. Die Kreuzpolarisationsentkopplung beträgt ca. 16 dB im *Uplink*-Band.

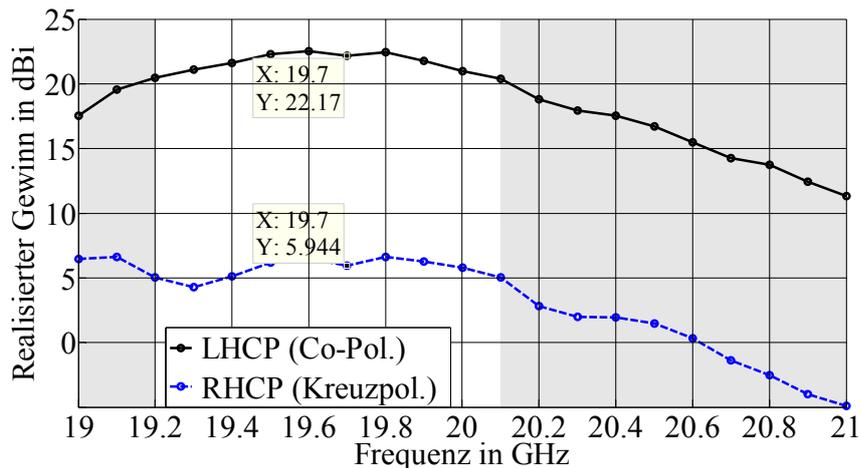


Abb. 5.14: Messergebnis des co- und des kreuzpolarisierten realisierten Antennengewinns in Hauptstrahlrichtung ($\theta = \varphi = 0^\circ$) eines dualbandigen Ka-Band Antennenpanels mit einer Apertur von $70 \text{ mm} \times 200 \text{ mm}$ über dem *Downlink*-Band

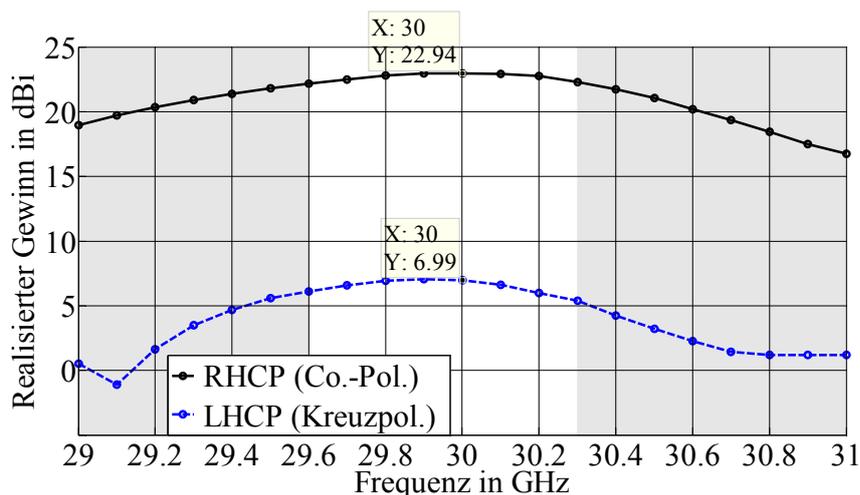


Abb. 5.15: Messergebnis des co- und des kreuzpolarisierten realisierten Antennengewinns in Hauptstrahlrichtung ($\theta = \varphi = 0^\circ$) eines dualbandigen Ka-Band Antennenpanels mit einer Apertur von $70 \text{ mm} \times 200 \text{ mm}$ über dem *Uplink*-Band

Die beiden folgenden Abbildungen vergleichen das durch die FEM-Simulation ermittelte und das gemessene LHCP-Gewinn-Richtdiagramm des Antennenpanels bei 19,7 GHz in der Elevationsebene (vgl. Abb. 5.16) und in der Azimutebene (vgl. Abb. 5.17). Die 3-dB Keulbreite beträgt in der Elevationsebene ca. 15° während der Öffnungswinkel im Azimut etwa 4° beträgt. Der simulierte Antennengewinn liegt ca. 0,8 dB unterhalb des Wertes der Messung. Diese Differenz resultiert aus den bereits erwähnten geringfügigen Geometrieabweichungen, folgend aus dem Herstellungsverfahren für die FSS. Die Frequenzverschiebung von 300 MHz zu niedrigeren Frequenzen hin führt zu Veränderungen in Bezug auf die Nullstellentiefe und die Breite der Nebenkeulen im Richtdiagramm.

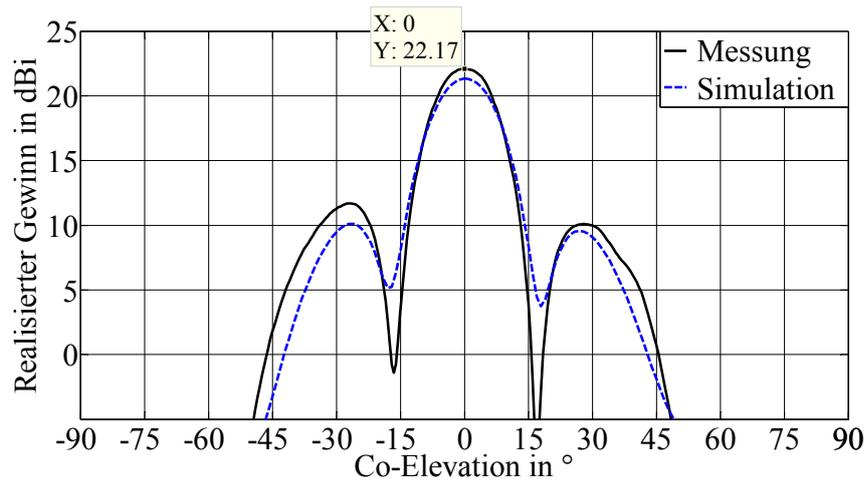


Abb. 5.16: Vergleich des simulierten und gemessenen Gewinn-Richtdiagrammes bei linkshändig zirkularer Polarisation (LHCP) und einer Frequenz von 19,7 GHz in der Elevationsebene eines dualbandigen Leckwellenantennenpanels mit einer Apertur von $70 \text{ mm} \times 200 \text{ mm}$

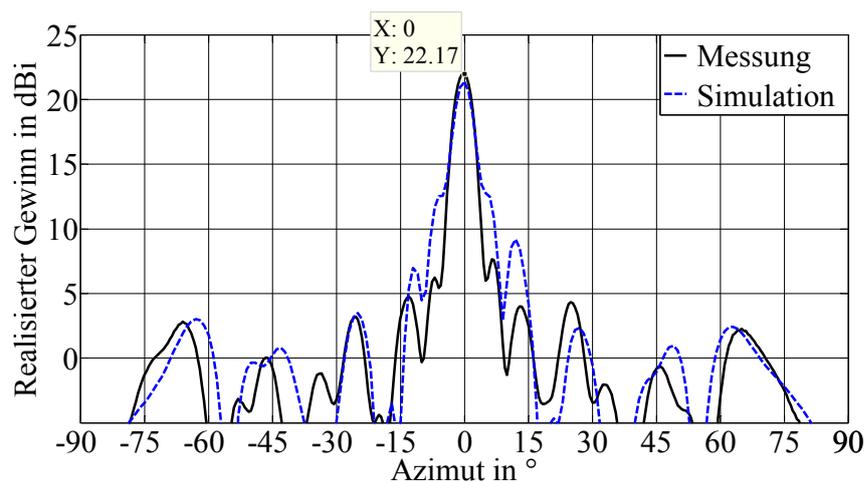


Abb. 5.17: Vergleich des simulierten und gemessenen Gewinn-Richtdiagrammes bei linkshändig zirkularer Polarisation (LHCP) und einer Frequenz von 19,7 GHz in der Azimutebene eines dualbandigen Leckwellenantennenpanels mit einer Apertur von $70 \text{ mm} \times 200 \text{ mm}$

Die Abb. 5.18 und Abb. 5.19 vergleichen das simulierte und das gemessene RHCP-Gewinn-Richtdiagramm des Antennenpanels bei 30,0 GHz, der Frequenz des Maximalgewinns im *Uplink*-Band, in der Elevationsebene (Abb. 5.18) und in der Azimutebene (Abb. 5.19). Die 3-dB Keulenbreite beträgt in der Elevationsebene ca. 26° , während der Öffnungswinkel im Azimut etwa 3° beträgt.

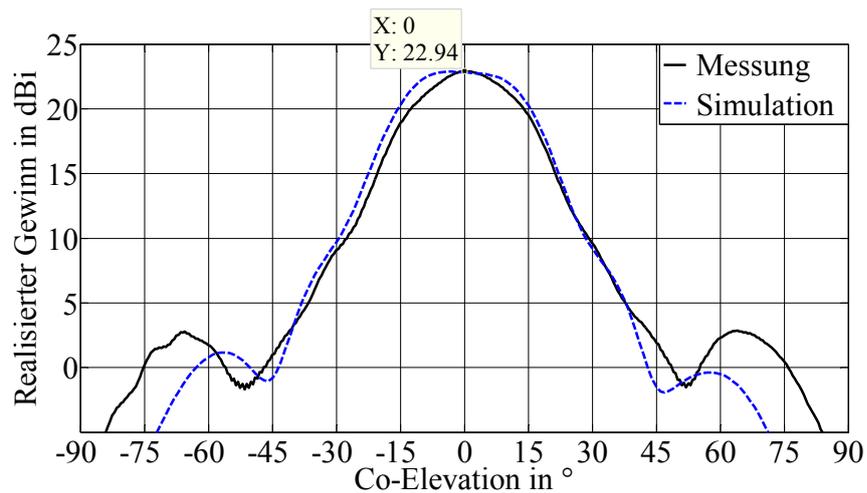


Abb. 5.18: Vergleich des simulierten und gemessenen Gewinn-Richtdiagrammes bei rechtshändig zirkularer Polarisation (RHCP) und einer Frequenz von 30,0 GHz in der Elevationsebene eines dualbandigen Leckwellenantennenpaneels mit einer Apertur von 70 mm × 200 mm

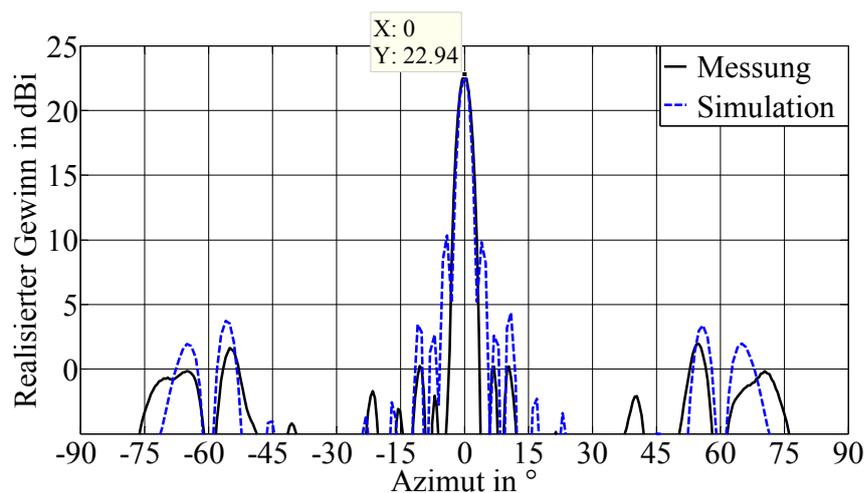


Abb. 5.19: Vergleich des simulierten und gemessenen Gewinn-Richtdiagrammes bei rechtshändig zirkularer Polarisation (RHCP) und einer Frequenz von 30,0 GHz in der Azimutebene eines dualbandigen Leckwellenantennenpaneels mit einer Apertur von 70 mm × 200 mm

Die in diesem Abschnitt präsentierte Realisierung und messtechnische Verifikation der Funktionstauglichkeit eines vollständig dualbandigen Ka-Band Leckwellenantennenpaneels mit einer Apertur von 70 mm × 200 mm bestätigt die Verwendbarkeit für das in Kapitel 2 dieser Arbeit angesetzte Antennenkonzept. Die Leistungsfähigkeit besonders in Bezug auf den erreichbaren Antennengewinn übersteigt die der monobandigen Variante (vgl. Abschnitt 5.1), was dazu führt, dass eine gemeinsame Antennenapertur für den 20 und 30 GHz Bereich im Ka-Band verwendet werden kann. Der Aufbau einer

kompakten nachführbaren Satellitenterminal-Antenne ist nach dem in der vorliegenden Arbeit vorgestellten Verfahren möglich.

Für die Nutzlast eines kompakten Azimut-Antennenpositionierers (vgl. Abschnitt 6.2) wurden zwei weitere dualbandige Antennenpaneelvarianten mit Aperturen von $70 \text{ mm} \times 300 \text{ mm}$ und $70 \text{ mm} \times 350 \text{ mm}$ (vgl. Abb. 6.4) nach den gleichen, bereits vorgestellten Prinzipien, entworfen, aufgebaut und messtechnisch verifiziert. Das in der vorliegenden Dissertation vorgestellte Entwurfsprinzip eines dualbandigen Leckwellenantennenpaneels ist leicht skalierbar durch Vergrößerung der frequenzselektiven Oberfläche in y-Richtung und durch Verlängerung der Schlitzstrahlergruppen für die Anregung der Leckwellenantenne. Die genannten Paneelgrößen sind für die Implementierung auf einer für die Nutzlast vorgesehene Kreisfläche mit einem Durchmesser von 50 cm vorgesehen und tragen zu einer möglichst effizienten Platzausnutzung unter Berücksichtigung der Radomhöhe bei. Im Folgenden werden die Messergebnisse des dualbandigen Leckwellenantennenpaneels mit einer Apertur von $70 \text{ mm} \times 350 \text{ mm}$ exemplarisch präsentiert. Als Primärquelle wurde für diese Aufbauvariante eine Strahlergruppe mit insgesamt 36 zirkular polarisierten Schlitzstrahlern für den *Downlink*-Bereich verwendet und für den *Uplink*-Bereich wurden 28 Strahler für die Anregung implementiert (vgl. technische Zeichnung im Anhang B.4). Die Abb. 5.20 zeigt das Messergebnis für das Richtdiagramm dieser Paneelvariante bei 19,8 GHz im *Downlink*-Band. Der durch die Messung in der Antennenkammer ermittelte realisierte Gewinn beträgt 24,6 dBi, entsprechend den 3-dB-Öffnungswinkeln von ca. 2° und 14° in den beiden Hauptebenen. Der Abstand zur ersten Nebenkeule in der Elevationsebene beträgt im Durchschnitt ca. 10 dB und in der Azimutebene ca. 13 dB. Die Höhe dieser Nebenkeulen in der Richtcharakteristik führt aufgrund des Empfangsbetriebs zu keiner Einschränkung der Systemleistungsfähigkeit. Benachbarte geostationäre Satellitenpositionen werden unter Umständen empfangen, allerdings mit einem deutlich niedrigeren Signalpegel. Auch der Algorithmus der Antennennachführung kann aufgrund der Differenz von mindestens 10 dB zwischen dem Empfang aus der Hauptstrahlrichtung und dem aus der Richtung einer Nebenkeule unterscheiden. Die Messung der Richtcharakteristik bei 30,1 GHz (vgl. Abb. 5.21) zeigt einen maximalen realisierten Gewinn von 23,9 dBi bei einer breiteren Hauptkeule in der Elevation von ca. 30° aber dafür mit stark reduzierten Nebenkeulen und einer schmalen Hauptkeule in der Azimutebene mit ca. $1,8^\circ$ 3-dB-Öffnungswinkel. Bei dieser Senderichtcharakteristik sind die potenziell störenden Nebenkeulen im relevanten Öffnungswinkelbereich unbedeutend stark ausgeprägt.

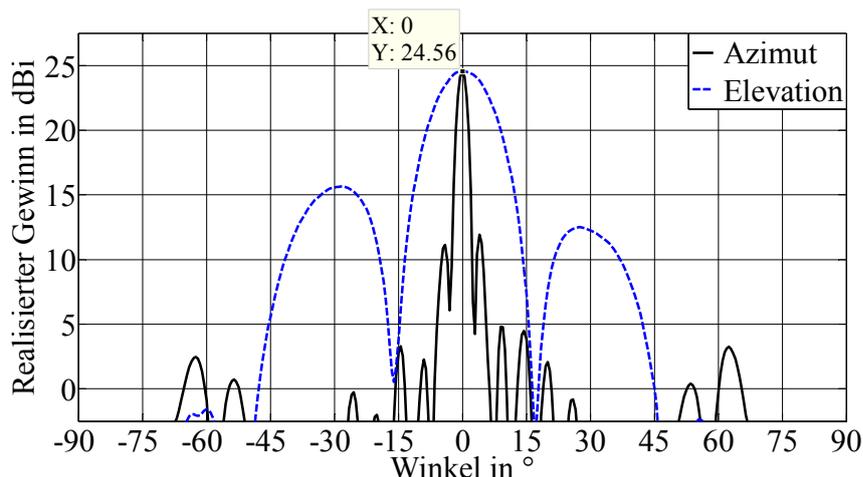


Abb. 5.20: Messung der Antennenrichtcharakteristik eines 70 mm × 350 mm Leckwellenantennenpanels für das Ka-Band; Darstellung der Elevationsebene (blaue Kurve) und der Azimutebene (schwarze Kurve) bei 19,8 GHz

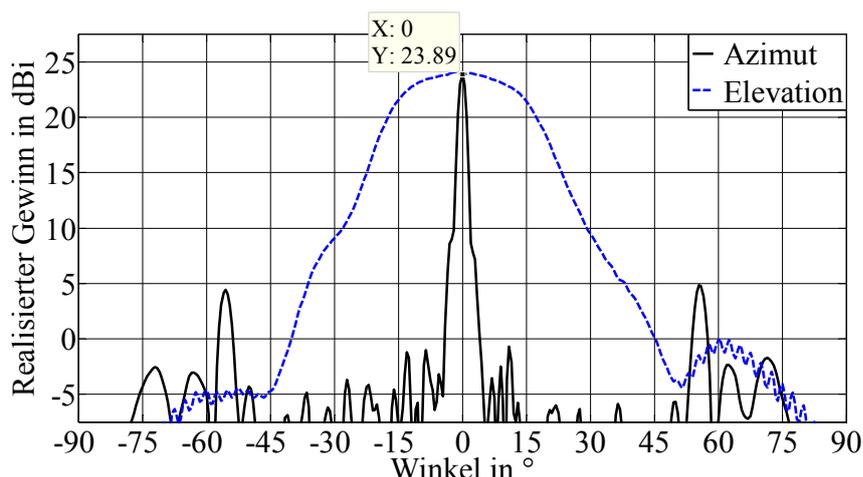


Abb. 5.21: Messung der Antennenrichtcharakteristik eines 70 mm × 350 mm Leckwellenantennenpanels für das Ka-Band; Darstellung der Elevationsebene (blaue Kurve) und der Azimutebene (schwarze Kurve) bei 30,1 GHz

Die Abb. 5.22 und die Abb. 5.23 zeigen die Messergebnisse des 350 mm langen Panels bezüglich der Direktivität, des realisierten Antennengewinns, der Kreuzpolarisationsentkopplung und der Verluste im *Downlink*- und *Uplink*-Band. Der maximale copolarisierte Gewinn (LHCP) beträgt 24,6 dBi bei der Frequenz 19,8 GHz und 23,9 dBi bei 30,1 GHz. Die Verluste der Antenne bewegen sich im gewünschten Arbeitsfrequenzbereich immer zwischen 1-2 dB. Im relevanten Frequenzbereich von 19,7-20,2 GHz und 29,5-30,0 GHz beträgt der realisierte Gewinn, trotz einer leichten Verschiebung der Mittenfrequenz, mindestens 22 dBi. Es konnte eine Kreuzpolarisationsentkopplung von 15-19 dB im *Downlink*-Bereich und 21-32 dB im *Uplink*-Bereich erreicht werden.

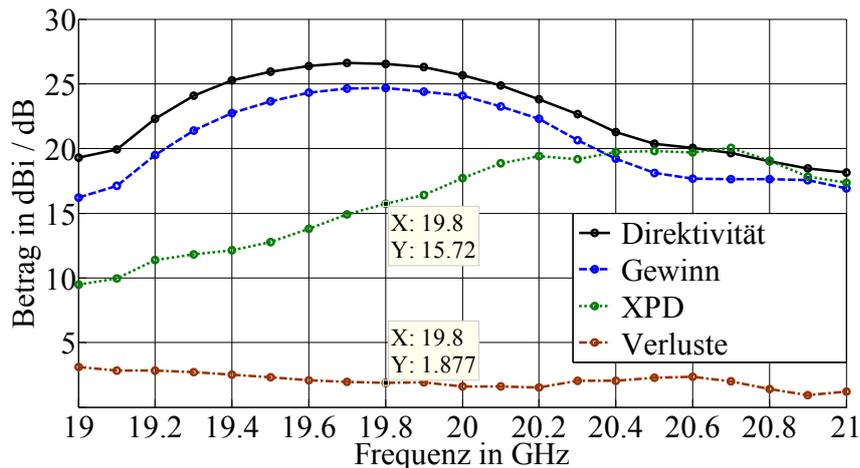


Abb. 5.22: Messung des Frequenzganges im *Downlink*-Band (Frequenzbereich der Anwendung: 19,7-20,2 GHz) des realisierten Gewinns, der Kreuzpolarisationsentkopplung, der Direktivität und der Verluste eines 70 mm × 350 mm Leckwellenantennenpaneels

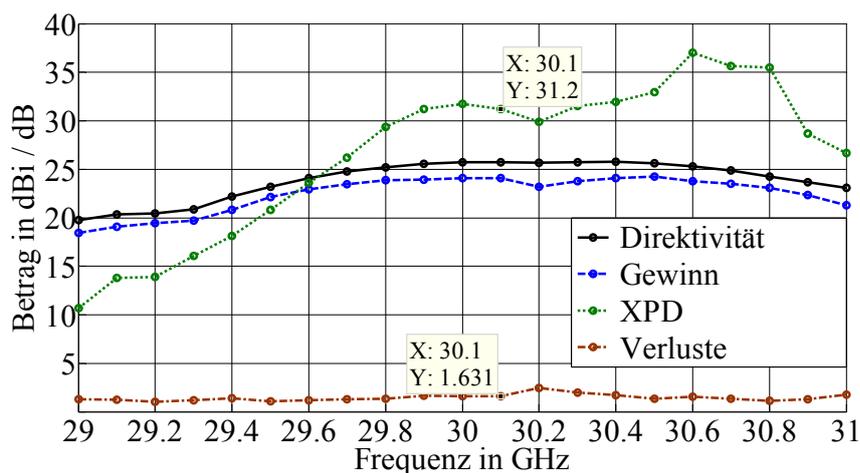


Abb. 5.23: Messung des Frequenzganges im *Uplink*-Band (Frequenzbereich der Anwendung: 29,5-30,0 GHz) des realisierten Gewinns, der Kreuzpolarisationsentkopplung, der Direktivität und der Verluste eines 70 mm × 350 mm Leckwellenantennenpaneels

6 Aufbau einer nachführbaren Satellitenkommunikationsantenne geringer Bauhöhe

Gegenstand dieses Kapitels ist die Beschreibung zweier Implementierungen nachführbarer Satellitenkommunikationsantennen geringer Bauhöhe und einer möglichst kompakten Ausführung als Demonstratoren für das Ka-Band. Als Bestandteil dieser Aufbauten fanden die im Rahmen dieser Arbeit entworfenen, aufgebauten und verifizierten Leckwellenantennenpaneele Verwendung. Darüber hinaus werden die für den vorliegenden Anwendungsfall spezifizierten und eigens entwickelten mechanisch-nachführbaren Trägerplattformen und deren dynamische Eigenschaften vorgestellt sowie die weiteren Nutzlastbestandteile dieser Außeneinheit eines Ka-Band Satellitenterminals beschrieben und dessen Leistungsmerkmale spezifiziert. Ziel des Aufbaus von Demonstratoren ist die praktische Bewertung des im Abschnitt 2.3 vorgestellten Antennenkonzeptes und der Umsetzungsstrategie einer nachführbaren Satellitenkommunikationsantenne des Bodensegments mit geringer Bauhöhe und kompakter Bauform. Dieses Konzept muss prinzipiell die Verwendung, die adäquate Anordnung und den Aufbau von entwickelten Modulen und Baugruppen für das Ka-Band ermöglichen sowie bei der notwendigen Mobilität geeignete Mechanismen zur Nachführung der Antennenrichtcharakteristik zum geostationären Satelliten anbieten. Neben der grundlegenden Erprobung der Baugruppenanordnung ist der Zweck dieser Demonstratoren die Validierung an einer Versuchsanlage für mobile Satellitenkommunikation [123]-[125] sowie dem Testeinsatz auf Fahrzeugdächern.

6.1 Demonstrator mit monobandigen Leckwellenantennenpaneelen

In der Folge des erfolgreichen Aufbaus und der messtechnischen Verifikation der im Rahmen dieser Arbeit entstandenen monobandigen Leckwellenantennenpaneele für den *Downlink*-Bereich um 20 GHz und in einer weiteren Variante für den Ka-Band *Uplink*-Bereich bei 30 GHz (vgl. Abschnitt 5.1) wurde eine nachführbare Satellitenterminal-Antenne in Form eines Demonstrators mit diesen Ka-Band Paneelen aufgebaut. Diese Realisierung repräsentiert die Außeneinheit des Kommunikationsterminals und umfasst einen hoch-dynamischen Azimut-Positionierer und eine darauf installierte Nutzlast, welche eine Aufbauhöhe von 15 cm nicht überschreitet. Dieser Aufbau verfolgt den im Abschnitt 2.3.2 festgelegten hybriden Ansatz einer Nachführung der Antennenrichtcharakteristik mit einer mechanischen Ausrichtung über dem Azimutwinkel sowie einer rekonfigurierbaren und elektronischen Steuerung in der Elevationsebene.

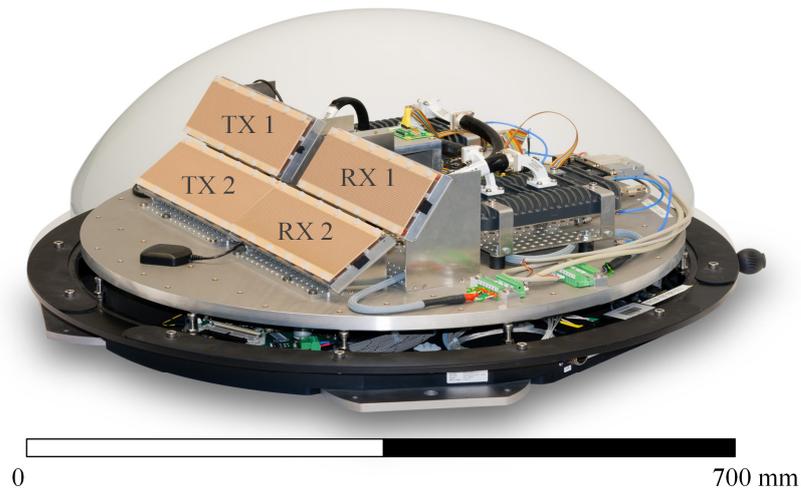


Abb. 6.1: Realisierung einer nachführbaren Satellitenkommunikationsantenne geringer Bauhöhe als Demonstrator unter Verwendung monobandiger Leckwellenantennenpaneele für das Ka-Band, transparente Darstellung des Radoms

Auf Basis der im Abschnitt 2.1 genannten Anforderungen und des entwickelten Antennenkonzepts (vgl. Abschnitt 2.3) wurden im Rahmen dieser Arbeit die notwendigen Leistungsmerkmale zur Entwicklung und Herstellung der mechanisch nachführbaren Trägerplattform erarbeitet. Die Anforderungen vor allem an die benötigte Ausrichtungsgenauigkeit sowie auftretende Nachführgeschwindigkeiten und -beschleunigungen lassen sich aus den Ergebnissen von Versuchsfahrten ableiten, welche in [8] zu finden sind. Die Sonderanfertigung und die Umsetzung der geforderten Spezifikation des mechanischen Azimut-Positionierers unter Berücksichtigung der geplanten Positionierernutzlast sowie einem Ka-Band spezifiziertem Radom übernahm das Unternehmen *iMAR Navigation* [126]. Der Durchmesser der Positionierer-Nutzlastgrundfläche beträgt 60 cm und die Höhe von der Unterkante der Basisplatte bis zur Oberkante der Nutzlastplatte 9,4 cm. Die Gesamthöhe der Außeneinheit inklusive der Radomhöhe liegt bei insgesamt 34 cm. Die für die Entwicklung des Positionierers konzipierte Lage und Verteilung der Lasten wurde bei dieser ersten Demonstratorvariante möglichst allgemeingültig gewählt, um eine hohe Experimentierfreiheit für verschiedene Aufbauten zu gewährleisten. Hierzu gehört auch das in der Höhe großzügig ausgelegte Radom. In der Tabelle 4 werden die wichtigsten Leistungsmerkmale des Azimut-Antennenpositionierers zusammengefasst.

Tabelle 4: Die wichtigsten Spezifikationen des Azimut-Antennenpositionierers

| Kenngröße | Spezifikation |
|-------------------------------------|------------------------------|
| Durchmesser der Nutzlastgrundfläche | 600 mm |
| Gesamthöhe inkl. Radom | 341 mm |
| Höhe (Oberkante Nutzlastfläche) | 94 mm |
| Gewicht inkl. Radom | 29,5 kg |
| Maximale Gesamtnutzlast | 12,5 kg |
| Azimut-Drehbereich | uneingeschränkt |
| Winkelgeschwindigkeit unter Last | 300°/s |
| Winkelbeschleunigung unter Last | 300°/s ² |
| Wiederholgenauigkeit | < 5 Bogensekunden |
| Spannungsversorgung | 24 VDC |
| Antriebssystem | Direktantrieb (Torque-Motor) |
| Sensorsystem | Magnetischer Encoder |
| Hochfrequenz-Drehübertrager | 6-Kanal (L-Band) |
| Schleifring für Steuersignale | 20 DC-Steuerkanäle (2 A) |
| Schnittstelle für Steuerung | CAN und Ethernet |
| Temperaturbereich | -10° C bis +50° C |

Für die bidirektionale Kommunikation wurden für diesen Demonstrator monobandig gespeiste Leckwellenantennenpaneele mit Aperturabmessungen von jeweils 60 mm × 200 mm verwendet (vgl. Abschnitt 5.1). Es wurden zwei Sende- und zwei Empfangsantennenpaneele auf der Nutzlastplatte des Azimut-Positionierers aufgebaut (vgl. Abb. 6.1). Die Paneele wurden mit zwei verschiedenen Neigungswinkeln in der Elevation installiert und überstreichen einen am 3-dB-Öffnungswinkel gemessen Erhebungswinkelbereich über dem Horizont von ca. 15° bis 65°. Die stufenartige bzw. erhöhte Anordnung hintereinander liegender Paneele erbringt im Vergleich zu anderen Antennensystemen den Vorteil, dass es gerade bei Kommunikationspfaden niedriger Erhebungswinkel über dem Horizont zu keiner Abschattung durch hintereinander liegenden Antennenpaneele kommt. Jedes der Paneele repräsentiert eine Sub-Antennenapertur mit in der Elevation unterschiedlich ausgerichteten Richtcharakteristiken. Diese Antennenanordnung wird durch eine Modulbauweise realisiert, welche es erlaubt, die Anzahl und die Ausrichtung der Paneele in der Elevation variabel zu gestalten und somit die Abde-

ckung unterschiedlicher Winkelbereiche durch einen Umbau geringen Aufwands zu erreichen.

Aus unterschiedlichen Paneel-Neigungswinkeln und der Abdeckung verschiedener Elevationsbereiche durch mehrere Paneele ergibt sich die Möglichkeit einer Rekonfigurierbarkeit der Gesamtrichtcharakteristik der Ka-Band Satellitenkommunikationsantenne. Diese Antennenaußeneinheit erlaubt die Strahlnachführung in der Elevationsebene mit Hilfe des *Maximum Ratio Combining*-Verfahrens [51]-[53] sowie die Bereitstellung eines zweiten Rechteckhohlleiteranschlusses an den Empfangspaneele für die Anwendung einer Monopuls-Nachführung im Azimut. Für das MRC-Verfahren werden die Empfangssignale aller Subaperturen parallel in die Zwischenfrequenzlage und in das Basisband umgesetzt und digitalisiert, um in der Terminal-Inneneinheit mit Hilfe dieses Signalverarbeitungsverfahrens ausgewertet werden zu können. Hierbei werden immer die Signalpfadkombinationen ausgewählt, die das beste Signal-zu-Rausch-Verhältnis liefern. Mit Hilfe der durch die Empfangssignale gewonnenen MRC-Koeffizienten erfolgt eine entsprechende Auswahl der Sendepaneele.

Als weiterer Bestandteil der Nutzlast wurden Ka-Band Frequenzumsetzer des Herstellers *ViaSat Inc.* [127] auf dem Azimut-Positionierer eingesetzt. Das integrierte LNB- und BUC-Modul ist auf der HF-Seite (Ka-Band) über verlustarme flexible Hohlleiter mit den 20 und 30 GHz Flanschen an den Antennenpaneel-Rückseiten verbunden und in der ZF-Lage (L-Band) führen Koaxialkabel über eine 6-Kanal-Drehkupplung von der Nutzlastplatte der Außeneinheit zur Inneneinheit des Satellitenterminals. Die mehrfache Auslegung der Empfangs- und Sendezweige in der Ka-Band Frequenzlage muss in Abhängigkeit der verwendeten Anzahl an Paneelen und unterschiedlichen Neigungswinkeln in der Elevation über die mehrfache Verwendung von Ka-Band Umsetzern realisiert werden. Der kohärente Phasenbezug zwischen den beiden bei diesem Demonstrator verwendeten Umsetzern wurde durch eine Modifikation und eine Ankopplung an die beiden Lokaloszillatoren erreicht. Die Module wurden mit einem zusätzlichen Anschluss für einen externen Referenzgeber versehen. In der Tabelle 5 werden die wichtigsten technischen Merkmale der verwendeten Ka-Band Umsetzer aufgeführt. Die Tabelle 6 beinhaltet die Spezifikationen der koaxialen 6-Kanal-Drehdurchführung des Herstellers *Rotoconnect* [128].

Tabelle 5: Technische Daten der verwendeten *ViaSat Inc.* Ka-Band Umsetzer [127]

| Kenngröße | Spezifikation |
|--|---------------------------------------|
| RX HF / TX HF (Ka-Band) | 19,7-20,2 GHz / 29,5-30,0 GHz |
| RX ZF / TX ZF (L-Band) | 1,0-1,5 GHz / 1,8-2,3 GHz |
| Rauschzahl | 1,4 dB |
| Maximale Sendeleistung | 3 W |
| Konversionsgewinn | 52-62 dB |
| Abmessungen (L, B, H) | 183 mm, 107 mm, 50 mm |
| Gewicht | 700 g |
| <i>Transmit Mute Control</i> | 10 MHz (max. TX-Zeit ohne Pause: 1 s) |
| Spannungsversorgung, Leistungsaufnahme | 24-32 V, < 44 W |

Tabelle 6: Leistungsmerkmale der koaxialen 6-Kanal-Drehdurchführung RJ-6 des Herstellers *Rotoconnect* [128]

| Kenngröße | Spezifikation |
|-----------------------------|------------------------------|
| Kanäle | 6 |
| Frequenzbereich | DC-2,2 GHz |
| <i>VSWR</i> bei 50 Ω | 2 ($\pm 0,25$) : 1 |
| Einfügedämpfung | 1,0 dB typisch (max. 2,5 dB) |
| Nachbarkanalisation | 40 dB |
| Spannung, Strom | 0-48 V, 1 A |
| HF-Leistung (Belastbarkeit) | 5 W |
| Drehgeschwindigkeit | 60 RPM |
| Anschlüsse | SMA |

Die für die Ausrichtung des Azimut-Antennenpositionierers notwendige azimutale Nachführungsinformation muss hauptsächlich aus der Kenntnis der eigenen Lage und Bewegung mittels einer geeigneter Sensorik, einem inertialen Messsystem, gewonnen werden, welches ebenfalls Teil der Nutzlast ist. Zur Begrenzung der Kosten und Verifikation unter der Bedingung geringer Technologiekomplexität wurde ein MEMS-basiertes (*Micro Electro Mechanical System*) System eingesetzt. Aufgrund der geringeren Genauigkeit sind Regelintervalle kürzerer Dauer notwendig [129]. Durch den Einsatz hochwertiger Sensorik und der fortschreitenden Entwicklung im Bereich

der MEMS-Sensortechnologie kann dieser Zusammenhang allerdings verbessert werden. Mit Hilfe des Entwurfs eines erweiterten Kalman-Filters [130] kann eine zusätzliche Einbeziehung der Verdrehung des Messkoordinatensystems gegenüber dem Antennenkoordinatensystem vorgenommen werden. Die einbezogenen Lageinformationen basieren auf Magnetometer-, Akzelerometer- und Gyroskop-Sensordaten sowie der GPS-basierten Schätzung der Satellitenrichtung.

Für die Nachführung mit Hilfe einer geschlossenen Regelschleife [47] benötigt der Positionsregler einen auf Basis des empfangenen Satellitensignals bestimmten Ausrichtungsfehler. Der Regler berechnet diese Fehlausrichtung mit Hilfe einer geeigneten *Scan*-Bewegung, einem mechanischen Schwenkverfahren [49] und dem dabei abgetasteten CNR (*Carrier-to-Noise Ratio*), welches durch die Empfangsauswertung in der Terminal-Inneneinheit bereit gestellt wird. Für die Simulation der zu stabilisierenden Plattform wurde eine Fehlerschätzung auf Basis einer gewichteten gleitenden Mittelwertbildung und einer sinusförmigen Schwenkbewegung im Azimut verwendet. Wenn die Fehlausrichtungsschätzung klein genug innerhalb einer bestimmten Zeitdauer ist, wird das Schwenkverfahren beendet und die Regelung geht wieder in den Modus einer offenen Regelschleife, basierend auf der Lagesensorik bis der Pegel des Satellitensignals unter eine definierte Schwelle fällt. Die Abb. 6.2 zeigt das Ergebnis der azimutalen Fehlausrichtung der Ka-Band Satellitenterminal-Antenne über der Zeit unter der Annahme des Szenarios einer Busfahrt auf einer Autobahn [2], [122].

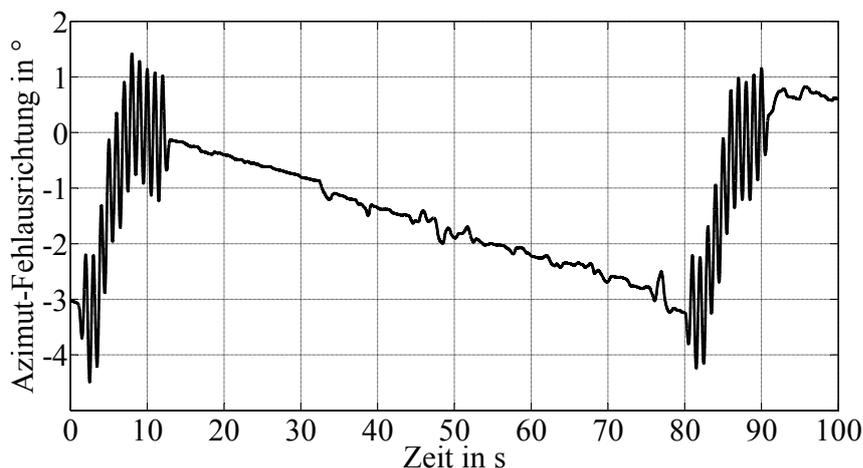


Abb. 6.2: Simulation der azimutalen Fehlausrichtung des Demonstrators über der Zeit und der Korrektur durch die Anwendung einer geschlossenen Regelschleife während einer Busfahrt auf einer Autobahn

Die Simulation startet mit einer initialen Fehlausrichtung im Azimut von 3° und zeigt, dass nach einer kurzen Phase der Initialisierung der Regler in den Modus der geschlossenen Regelschleife geht und die Fehlausrichtung korrigiert. Für die Dauer von

wenigen Sekunden verweilt der Regler in diesem Modus bevor er bei dem Zeitpunkt $t = 12$ s in den offenen Regelschleifen-Modus übergeht. Dieser Modus basiert auf der Lagesensorik, und die azimutale Ausrichtung der Antenne driftet langsam von der Soll-Richtung ab, bis der Vorgang aufgrund des Abfalls der Satellitensignalstärke wieder von Neuem beginnt (bei $t = 84$ s), um die Fehlausrichtung erneut zu korrigieren.

In der Tabelle 7 werden die wichtigsten Leistungsmerkmale des Demonstrators einer nachführbaren Satellitenkommunikationsantenne geringer Bauhöhe mit monobandigen Leckwellenantennenpaneelen zusammengefasst. Die aufgeführten Antennenparameter basieren hauptsächlich auf den Messergebnissen der Leckwellenantennen mit monobandiger Speisung aus Abschnitt 5.1. Es konnten Antennengewinne im *Downlink*-Band (19,7-20,2 GHz) von immer mehr als 17,0 dBi und im *Uplink*-Band (29,5-30,0 GHz) von immer mehr als 19,0 dBi messtechnisch verifiziert werden.

Tabelle 7: Zusammenfassung der wichtigsten Leistungsmerkmale eines Demonstrators (1. Generation) einer nachführbaren Satellitenkommunikationsantenne geringer Bauhöhe mit monobandigen Leckwellenantennenpaneelen

| Demonstratoreigenschaften |
|--|
| - Hybride Antennennachführung: mechanisch im Azimut, elektronisch in der Elevation |
| - Nutzlast-Durchmesser: 60 cm, Gesamthöhe: 34 cm, Nutzlasthöhe: < 15 cm |
| - Sende- und Empfangsbetrieb (monobandig), 2 RX- und 2 TX-Paneele mit 60 mm × 200 mm |
| - RX-Antennenpaneele besitzen Hohlleiterschnittstelle für Monopuls-Nachführung |
| - Flexible Ka-Band Rechteckhohlleiter |
| - 2 Konverter-Module (2 LNB / 2 BUC mit jeweils 3 W) |
| - ZF-Bereich (L-Band, invertierender Mischer) RX: 1,0-1,5 GHz; TX: 1,8-2,3 GHz |
| - ZF-Drehdurchführung mit 6 L-Band-Kanälen |
| - Antennengewinn <i>Downlink</i> (19,7-20,2 GHz) > 17,0 dBi |
| - Antennengewinn <i>Uplink</i> (29,5-30,0 GHz) > 19,0 dBi |
| - Empfangsgüte G/T bei klarem Himmel: -7,3 dB/K |
| - Abgestrahlte Sendeleistung $EIRP$ (3 W BUC): 23,8 dBW |
| - Kreuzpolarisationsentkopplung XPD bei 20/30 GHz: >15/25 dB |
| - Positionierer-Geschwindigkeit, -Beschleunigung, -Genauigkeit: 300°/s, 300°/s ² , < 5“ |
| - Radom-Transmissionsdämpfung 19,5-20,5 GHz: < 0,4 dB; 29,5-30,5 GHz: < 0,7 dB |

Eine vollständig dualbandige Funktionalität wurde bei diesem Demonstrator vorbereitet, indem eine dualbandige frequenzselektive Oberfläche (vgl. Abschnitt 4.1.3) Verwendung findet, allerdings unter Anwendung eines getrennten Aufbaus der monobandigen Speisung der Paneele entweder mit einer 20 GHz oder einer 30 GHz Anregung, was zu separierten Aperturbereichen für den Empfangs- und Sendefall führt. Unter anderem aus diesem Grund wird im folgenden Abschnitt der vorliegenden Arbeit ein weiterer Demonstrator (2. Generation) vorgestellt, der bei mindestens gleicher Leistungsfähigkeit vor allem aufgrund der Verwendung vollständig dualbandig operierender Leckwellenantennenpaneele deutlich kompakter ausgelegt werden konnte.

6.2 Demonstrator mit dualbandigen Leckwellenantennenpaneelen

Als ein weiterer Entwicklungsschritt wurde nach der Implementierung und der erfolgreicher Verifikation eines vollständig dualbandigen Leckwellenantennenpaneels (vgl. Abschnitt 5.2) für das Ka-Band ein weiterer Demonstrator einer nachführbaren Satellitenterminal-Antenne unter Verwendung dieser im Rahmen der vorliegenden Arbeit entworfenen Antennenpaneele aufgebaut. Zunächst wurde ein Realisierungskonzept erarbeitet, das auf dem Entwurf und den Erfahrungen des vorhergehenden Demonstratoraufbaus basiert. Die in Abb. 6.3 dargestellte Architektur berücksichtigt zunächst zwei dualbandige Leckwellenantennenpaneele, ist aber aufgrund der Parallelität der Signalpfade problemlos auf eine höhere Anzahl erweiterbar.

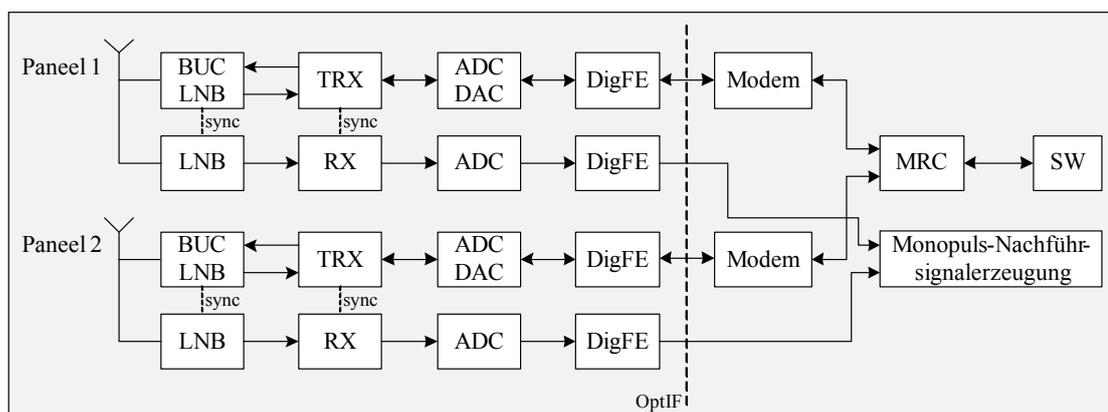


Abb. 6.3: Blockschaltbild des Realisierungskonzeptes einer nachführbaren Ka-Band Satellitenterminal-Antenne mit *Maximum Ratio Combining* (MRC) für die Elevationsnachführung und dem Monopulsverfahren für die Azimut-Nachführung; (BUC – *Block Up-Converter*; LNB – *Low-Noise Block*; TRX / RX – *Transceiver / Receiver*; DAC / ADC – *Digital-Analog-Converter*; DigFE – *Digital Frontend*; SW – *Software*)

Besondere Merkmalsunterschiede des Konzeptes gegenüber der Demonstratorvariante aus dem Abschnitt 6.1 liegen vor allem darin, dass die Drehdurchführung zwischen der

Außen- und der Inneneinheit des Satellitenterminals (ODU und IDU) als faseroptische Schnittstelle (OptIF) ausgelegt ist und dass bereits als Bestandteil der Außeneinheit eine AD/DA-Wandlung im Basisband und eine erste digitale Signalverarbeitung (DigFE) vorgenommen wird. Neben der MRC-Nachführung in der Elevationsebene, besitzt jedes Paneel bei dieser Architektur einen zusätzlichen Empfangspfad zum Zweck der Gewinnung von Monopuls-Azimut-Nachführinformationen in der Satellitenterminal-Inneneinheit.

Beim Entwurf dieses Demonstrators der zweiten Generation war das Ziel, einen deutlich kompakteren Aufbau zu erreichen (vgl. Tabelle 10: Unterschiede zwischen beiden Demonstratoren) und für eine bessere Platzausnutzung auf der Nutzlastgrundfläche zu sorgen. Dies konnte hauptsächlich durch die Verwendung der in Abschnitt 5.2 vorgestellten Leckwellenantennenpaneele erreicht werden. Diese vollständig dualbandigen Paneele besitzen im Gegensatz zum vorhergehenden Entwicklungsstadium sowohl einen Anschluss für das *Ka-Downlink*-Band als auch das *Uplink*-Band an ihrer Rückseite. Durch die Überlagerung der Sende- und Empfangsapertur innerhalb einer gemeinsamen geometrischen Antennenfläche wird lediglich die Hälfte des vorher notwendigen Bau- raums benötigt. Aus diesem Grund können die dualbandigen Leckwellenantennenpaneele in ihrer horizontalen Ausdehnung vergrößert werden ohne die Bauhöhe der Positionierer-Nutzlast zu vergrößern und werden somit optimal an den Durchmesser der kreisförmigen Nutzlastgrundfläche angepasst.

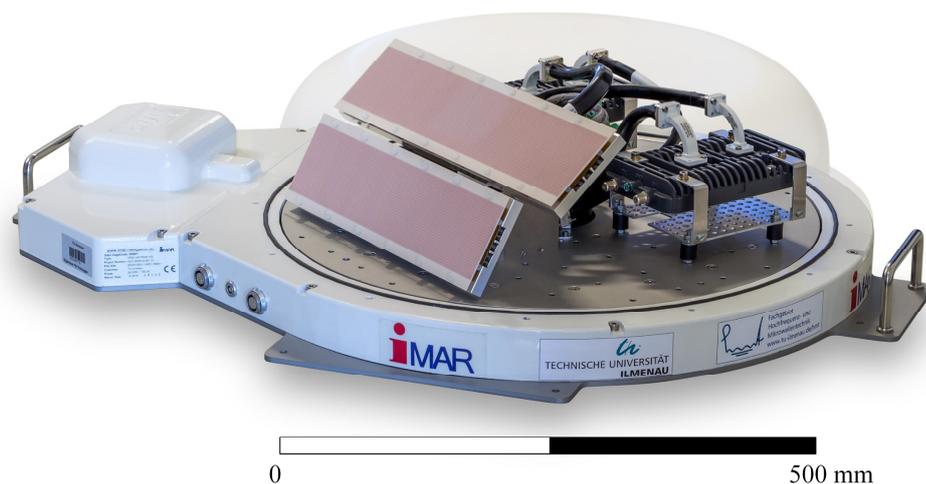


Abb. 6.4: Ka-Band Antennendemonstrator bzw. Außeneinheit des mobilen Satellitenterminals mit vollständig dualbandigen Leckwellenantennenpaneelen (zweite Generation), transparente Darstellung des Radoms

Die Problemstellung der dualbandigen Nutzung einer Antennenapertur stellte einen der Schwerpunkte bezüglich der hier vorgestellten Forschungs- und Entwicklungsarbeit dar.

Die in der zweiten Generation entstandene Satellitenterminal-Außeneinheit (vgl. Abb. 6.4) basiert auf einem optimierten mechanischen Azimut-Antennenpositionierer. Für diesen wurden durch die Erfahrung mit der vorhergehenden Realisierung, Spezifikationen erarbeitet, welche wiederum durch das Unternehmen *iMAR Navigation* [126] umgesetzt wurden. Im Vergleich (vgl. Tabelle 10) zum bisher verwendeten Antennenpositionierer zeichnet sich diese Terminal-Außeneinheit durch ein deutlich kompakteres Erscheinungsbild mit ca. 60 % Volumeneinsparung und eine um 40 % verringerte Gesamtbauhöhe aus. Kosteneffizienz und eine geringere Technologiekomplexität werden unter anderem durch die Verwendung einer geringen Anzahl von Speisepunkten der mobilen Satellitenkommunikationsantenne berücksichtigt. Durch die Wahl eines anderen Antriebssystems – einem Zahnriemenantrieb mit bürstenlosen Gleichstrommotor – konnte die mechanische Eigenhöhe des Positionierers deutlich verringert werden und das bei vergleichbaren Leistungsmerkmalen wie der Maximalgeschwindigkeit und der Beschleunigung. Eine weitere wesentliche Neuerung besteht in einer optischen Anbindung der Terminal-Außeneinheit zur Inneneinheit über Glasfaserkabel und eine entsprechende optische Drehdurchführung. Der Durchmesser der Nutzlastplatte beträgt 50 cm, die maximale Eigenhöhe der Nutzlast liegt bei 13,5 cm und die Gesamthöhe der Außeneinheit inklusive des Ka-Band Radoms misst 20,3 cm. Es wurden zwei Antennenpaneele mit unterschiedlichen mechanisch fixierten Neigungswinkeln und den daraus resultierenden in der Elevation unterschiedlichen Hauptstrahlrichtungen von 30° und 50° installiert. Bei dieser prinzipiell variablen Aufbauvariante wird somit ein Abdeckungsbereich des Erhebungswinkels über dem Horizont (Elevation) von 15° bis 65° problemlos erreicht. Die Aperturabmessungen der beiden verwendeten Antennenpaneele betragen 70 mm × 300 mm und 70 mm × 350 mm (vgl. Messergebnisse am Ende des Abschnittes 5.2).

Der Demonstrator berücksichtigt den Bedarf an mehreren parallel Frequenzkonvertierenden Empfangspfaden und die Erprobung einer A/D-Umsetzung ins Basisband bereits auf der Terminal-Außeneinheit, noch vor der optischen Drehdurchführung, was systemorientierte Vorteile erbringt. Die für den in Abb. 6.4 dargestellten Aufbau eingesetzten Sende-Empfangsumsetzer sind wiederum die Ka-/L-Band Umsetzer des Herstellers *ViaSat Inc.* [127] (vgl. Tabelle 5). Diese können prinzipiell durch kompaktere Umsetzer-Module ersetzt werden, was perspektivisch zu einer weiteren Reduktion des Platzbedarfes der Nutzlast beitragen kann. Ein Beispiel hierfür ist das LNB-Modul des Herstellers *Global Invacom* [131], welches im Rahmen von [3] modifiziert wurde, um einen zusätzlichen Referenzgeber für die Lokalszillatorfrequenz anschließen zu können und somit zum synchronen Einsatz mehrerer paralleler Module beizutragen (vgl. Abb. 6.5). Die Spezifikationen dieses Moduls werden in der Tabelle 8 aufgelistet. Ähnlich kompakte Sende-Module (BUC) desselben Herstellers existieren ebenfalls. Bei dem in diesem Abschnitt beschriebenen Demonstrator wurden die kompakteren Module

zunächst nicht eingesetzt, um die bisher verwendeten Frequenzkonversionskonzepte (ZF-Bereich, LO-Frequenzlage) nicht zu verletzen und die Kompatibilität zur vorhandenen Terminal-Inneneinheit [132] weiterhin zu gewährleisten. Perspektivisch ist der Einsatz deutlich kompakterer Sende- und Empfangsumsetzer für eine mobile Satellitenkommunikationsantenne allerdings anzustreben. In Tabelle 9 werden besonders relevante Spezifikationen der verwendeten faseroptischen Drehdurchführung aufgelistet.



Abb. 6.5: Modifiziertes Ka-Band LNB-Modul des Herstellers *Global Invacom* [131]

Tabelle 8: Leistungsmerkmale eines modifizierten Ka-Band LNB-Moduls des Herstellers *Global Invacom* [131]

| Kenngröße | Spezifikation |
|----------------------|------------------------------|
| ZF | 950-1950 MHz |
| Rauschzahl | 1,5 dB |
| Konversionsgewinn | 52-62 dB |
| LO-Referenzfrequenz | 25 MHz |
| Spannungsversorgung | 8-12 VDC |
| Abmessungen, Gewicht | 17 mm × 49 mm × 73 mm, 116 g |

Tabelle 9: Leistungsmerkmale der im Demonstrator implementierten faseroptischen Drehdurchführung *Fiber Rotary Joint MJX-155-28-LC* des Herstellers *Princetel Inc.*

| Kenngröße | Spezifikation |
|---|-----------------|
| Wellenlängenbereich (<i>Single-Mode</i> Faser) | 1290-1670 nm |
| Durchmesser am Flansch | 15,2 mm |
| Länge inkl. Biegeradius | ca. 130 mm |
| Maximale Umdrehungsgeschwindigkeit | 2000 RPM |
| Temperaturbereich | -40°C bis +85°C |
| Gewicht | 10 g |

Die dynamisch während der Antennennachführung auftretenden Auslenkungen von der optimalen Ausrichtung und die dazugehörigen Beschleunigungen des Azimut-Antennenpositionierers wurden für eine sinusförmige Kommandierung messtechnisch untersucht. In der oberen Hälfte der Abb. 6.6 werden die Messkurven der Geschwindigkeit und der Beschleunigung des Antennenpositionierers mit der spezifizierten Nutzlast dargestellt. In der unteren Abbildungshälfte wird der bei dieser Ansteuerung auftretende Stromverlauf über der Zeit illustriert. Es sind eine maximale Geschwindigkeit von $300^\circ/\text{s}$ und Beschleunigungsamplituden von mehr als $300^\circ/\text{s}^2$ bei der azimuthalen Stabilisierung der mechanischen Plattform im normalen Betriebsfall zu erkennen. Während maximale Beschleunigungen auftreten, steigt der Stromverbrauch in den Spitzen auf bis zu 7 A bei einer Spannungsversorgung von 24 V.

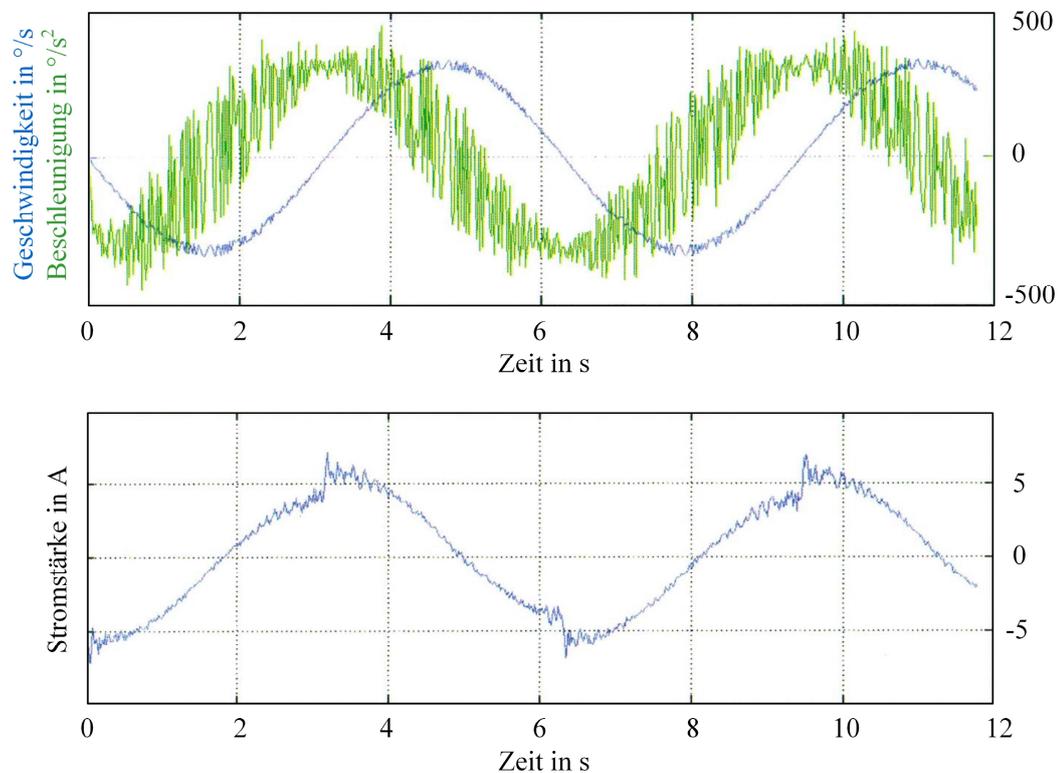


Abb. 6.6: Messung der Geschwindigkeit, Beschleunigung und Stromaufnahme des Azimut-Antennenpositionierers bei sinusförmiger Ansteuerung

Die gesamte Außeneinheit des Satellitenterminals muss in adäquater Weise gegen Umgebungs- und Umwelteinflüsse wie Staub und Wasser durch ein für die genutzten Frequenzbereiche geeignetes Radom geschützt werden. Das als Sonderanfertigung für den Demonstrator der zweiten Generation spezifizierte Radom wurde in seiner Form deutlich kompakter an eine Nutzlast mit einer maximalen Höhe von 14 cm angepasst und berücksichtigt durch seine Formung und Material-spezifischen Eigenschaften den Einsatz im Ka-Band. Der verwendete Mehrlagenwerkstoff besteht aus einer mechanisch

verstärkenden Wabenstruktur sowie aus zwei Glasfaser-Kunststofflagen (mit $\epsilon_{r1} = 4,0$; $\epsilon_{r2} = 1,1$; $\tan \delta_1 = 0,02$; $\tan \delta_2 = 0,008$). Um die Herstellerangaben zur Transmissionsdämpfung des Radoms zu verifizieren wurde eine Messung im Antennenmesslabor, bei welcher eine Transmissionstrecke zwischen zwei Messantennen mit und ohne das angefertigte Radom ausgewertet wurde. In der Abb. 6.7 wird der Betrag der Einfügedämpfung des Radommaterials über der Frequenz dargestellt. Die Auswertung der Grafik zeigt, dass die Dämpfungswerte in den Frequenzbereichen von 19,5-20,5 GHz $< 0,4$ dB und von 29,5-30,5 GHz $< 0,8$ dB betragen. Diese Messergebnisse gelten aufgrund der identischen Beschaffenheit des Radommaterials für beide in diesem Kapitel vorgestellten Antennendemonstratoren.

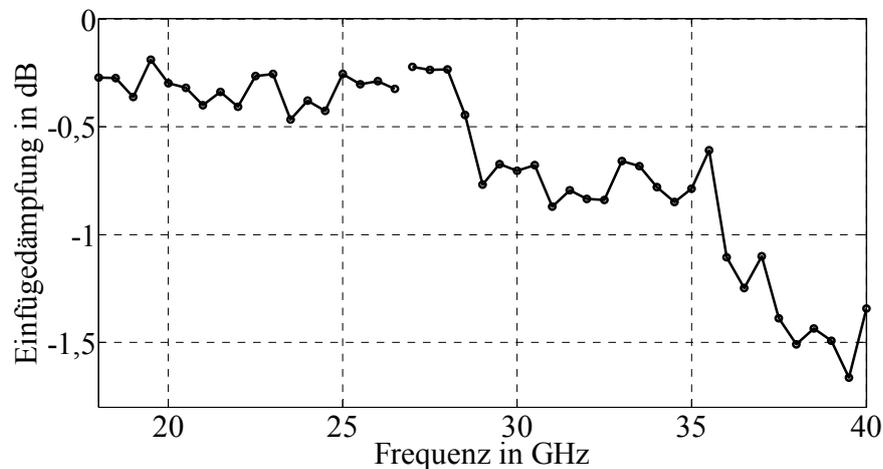
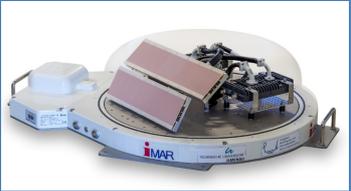


Abb. 6.7: Einfügedämpfung des Ka-Band Radommaterials bei senkrechter Durchstrahlung

Abschließend soll durch die Tabelle 10 ein Vergleich der wesentlichen technischen Merkmale und der installierten Nutzlast der beiden in diesem Kapitel vorgestellten Demonstratorgenerationen vorgenommen werden. Zusammenfassend lassen die aufgeführten Leistungsmerkmale erkennen, dass es gelungen ist einen deutlich flacheren und kompakteren Aufbau einer Satellitenterminal-Außeneinheit zu realisieren. Dieser kompaktere Aufbau geht einher mit einer vergleichbaren Dynamik der mechanischen Nachführung im Azimut und einem erhöhten Antennengewinn sowie den daraus resultierenden Werten der Empfangsgüte G/T und der äquivalenten isotropen Strahlungsleistung $EIRP$. Die aufgeführten Antennenparameter basieren auf den Messergebnissen der dualbandigen Leckwellenantennen aus Abschnitt 5.2.

Tabelle 10: Vergleich der wesentlichen technischen Daten der beiden Generationen an Demonstratoren für eine nachführbare Satellitenkommunikationsantenne im Ka-Band

| Technische Daten | 1. Demonstrator | 2. Demonstrator |
|------------------------------|--|--|
| |  |  |
| Durchm. Nutzlastplattform | 600 mm | 500 mm |
| Eigenhöhe Positionierer | 94 mm | 55 mm |
| Gesamthöhe mit Radom | 341 mm | 203 mm |
| Antriebssystem | Direktantrieb, Torquemotor | Zahnriemenantrieb, bürstenloser DC-Motor |
| Geschwindigk., Beschleunig. | 300°/s, 300°/s ² | 300°/s, 300°/s ² |
| Wiederholgenauigkeit | < 5“ | < 5“ |
| Gewicht inkl. Radom | 29,5 kg | 25 kg |
| Drehbereich Azimut | unbegrenzt | unbegrenzt |
| Nutzlast | 2 RX und 2 TX Paneele, jeweils 60 mm × 200 mm Antennengewinn <i>Downlink:</i> 17-19 dBi <i>Uplink:</i> 19-22 dBi Gewicht max. 12 kg | 2 TRX Paneele, 70 mm × 300 mm, 70 mm × 350 mm Antennengewinn <i>Downlink:</i> 22-24,5 dBi <i>Uplink:</i> 22-23,9 dBi Gewicht max. 8 kg |
| Empfängsgüte <i>G/T</i> | -7,3 dB/K | -2,3 dB/K |
| <i>EIRP</i> (3 W BUC) | > 23,8 dBW | > 26,8 dBW |
| <i>XPD Downlink / Uplink</i> | > 15 / 25 dB | > 15 / 21 dB |
| Drehübertrager | 6 Kanal koaxial | 1 Kanal optisch |
| Radom | Halbrundes Radom, großzügig ausgelegt Einfügedämpfung: 19,5-20,5 GHz: < 0,4 dB 29,5-30,5 GHz: < 0,8 dB | Zylindrische Bauform des Radoms mit geeignetem Kan- tenradius, erlaubt Nutzlastauf- bauhöhe von 14 cm Einfügedämpfung: 19,5-20,5 GHz: < 0,4 dB 29,5-30,5 GHz: < 0,8 dB |

7 Zusammenfassung

Die vorliegende Dissertation behandelt den Entwurf, Aufbau und die messtechnische Charakterisierung nachführbarer kompakter Antennen mit geringer Bauhöhe für die mobile Satellitenkommunikation im Ka-Band. Nach einer Beurteilung der Anforderungen und einer Betrachtung verschiedener Realisierungsansätze beschreibt diese Arbeit ein Antennenkonzept mit einer hybriden Strahlnachführungsstrategie und einer rekonfigurierbaren Richtcharakteristik in der Elevationsebene. Als wichtigste Baugruppe der Außeneinheit eines Ka-Band Satellitenterminals können Antennenpaneele mit verschiedenen Neigungswinkeln in der Elevation eingesetzt werden. Diese Paneele basieren auf zweidimensional-periodischen Leckwellenstrukturen, deren Analyse, Entwurf und Verifikation den Schwerpunkt der hier vorgestellten Forschungs- und Entwicklungsarbeit darstellen. Der Entwurf eines Leckwellenantennenpaneels beinhaltet einerseits die Entwicklung einer frequenzselektiven und teilweise reflektierenden Oberfläche und andererseits den Aufbau einer adäquaten Primärquelle zur Anregung der Leckwellenstruktur. Die frequenzselektive Oberfläche basiert auf einer periodisch-strukturierten Fläche, die auf einem Hochfrequenz-Substratmaterial durch ein Standard-Ätzverfahren mit ausreichender Präzision realisiert werden kann. Dabei kommt es vor allem auf das Design der Einheitszelle der zweidimensional-periodisch fortgesetzten Struktur an, das den Arbeitsfrequenzbereich und das Maß an notwendiger Reflektivität bestimmt. Im Rahmen dieser Arbeit wurde eine neuartige frequenzselektive Oberfläche realisiert, die aufgrund ihrer partiell reflektierenden Eigenschaften und einem zweilagigen Aufbau eine dualbandige Funktionalität aufweist. Dieser Entwurf ermöglicht die simultane dualbandige Verwendung der Apertur eines Leckwellenantennenpaneels. Dies trägt zu einer deutlich kompakteren Bauform bei, da es nicht länger notwendig ist getrennte Antennenbereiche für Empfangs- und Sendebetrieb im Ka-Band aufzubauen. Ein weiterer Vorteil des Prinzips von Leckwellenantennen ist die Anwendung einer strahlungsgekoppelten Antennenapertur. Im Vergleich zu Lösungen mit direkt gespeisten Einzelstrahlern in einer Gruppe kann auf die Verwendung eines komplex aufzubauenden und bei hohen Frequenzen stark verlustbehafteten Speiseleitungsnetzwerks verzichtet werden.

Für die Anregung von dualbandigen frequenzselektiven Oberflächen wurde eine zirkular polarisierte Primärquelle entworfen und erfolgreich verifiziert. Die Polarisation, Beschaffenheit und Ausrichtung eines Primärstrahlers wirken sich entscheidend auf die Strahlungseigenschaften der Leckwellenantenne aus. Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wurde der innovative Ansatz entwickelt, die Primärquelle als zentral-gespeiste Schlitzstrahlergruppe auszulegen, um die Feldbelegung einer größer ausgedehnten Apertur zu realisieren. Die Schlitzstrahler werden hochpräzise mittels Laser in eine Metallfläche geschnitten, die als Oberseite eines Netzwerks aus Rechteckhohlleitern dient.

Darüber hinaus lassen sich im Speisetzwerk der Primärstrahlergruppe Kopplernetzwerke realisieren, die für bestimmte Formen der Antennennachführung von hoher Relevanz sein können. Der Einsatz eines integrierten Hybridkopplers ermöglicht eine Auswertung der erzeugten Summen- und Differenzrichtdiagramme für eine Antennennachführung nach dem Monopuls-Verfahren in der Azimutebene. Der Aufbau und eine sorgfältige messtechnische Charakterisierung von Leckwellenantennenpaneelen verschiedener Abmessungen wurden erfolgreich durchgeführt und alle relevanten Ergebnisse werden in dieser Arbeit präsentiert. Zunächst erfolgten die Arbeiten mit dem Fokus auf monobandige Realisierungen. Darauf aufbauend konnten die Funktion und die Tauglichkeit für vollständig dualbandige Varianten nachgewiesen werden, welche simultan im *Downlink*- und *Uplink*-Frequenzbereich des Ka-Bandes arbeiten.

Bestandteil der Forschungs- und Entwicklungsarbeit sind zwei Implementierungen nachführbarer Satellitenkommunikationsantennen geringer Bauhöhe und einer möglichst kompakten Ausführung als Demonstratoren für das Ka-Band. Als Bestandteil der Aufbauten fanden die im Rahmen dieser Arbeit entworfenen, implementierten und verifizierten Leckwellenantennenpaneele Verwendung. Darüber hinaus wurden eigens für den vorliegenden Anwendungsfall spezifizierte und entwickelte mechanisch-nachführbare Trägerplattformen eingesetzt. Der Aufbau zweier Demonstratoren stand mit der fortschreitenden Entwicklung der Antennenpaneele im Verlauf des Promotionsvorhabens im Zusammenhang. Die Anfertigung in zweiter Generation weist eine verbesserte Leistungsfähigkeit vor allem aufgrund der Verwendung vollständig dualbandig operierender Leckwellenantennenpaneele auf und konnte deutlich kompakter und leichter ausgelegt werden – bei einer vergleichbaren mechanisch-dynamischen Leistungsfähigkeit und einer Verbesserung der elektrischen Eigenschaften.

Es ist gelungen, eine kompakte, nachführbare und für die bodenseitige Ka-Band Satellitenkommunikation geeignete Nutzerterminalantenne mit geringer Aufbauhöhe zu realisieren. Eine geringere Entwurfskomplexität konnte aufgrund von wenigen Speisepunkten und einer strahlungsgekoppelten Anregung der Antennenapertur sowie einer Speisung mit einem verlustarmen Hohlleiternetzwerk erzielt werden. Der Arbeitsfrequenzbereich der Demonstratoren liegt in dem für alle ITU-Regionen regulierten Ka-Satellitenband. Die Antennenrichtcharakteristik orientiert sich an verfügbaren Grenzwerten für die äquivalente isotrope Strahlungsleistung abseits der Satellitenzielrichtung unter Anwendung geeigneter spektraler Spreizverfahren sowie unter Berücksichtigung der Anzahl in Betrieb befindlicher Nutzerterminals. Die erreichten Parameter der Leckwellenantenne sowie die Empfangsgüte und Strahlungsleistung tragen zu einer für die bidirektionale mobile Kommunikation mit mindestens moderaten Datenraten für Übertragungsdienste von Sprache, Dokumenten, Positions- und Geodaten sowie Mess- und Bilddaten über einen geostationären Satelliten im Ka-Band bei. Eine hohe Zuverlässigkeit bei mobilen Anwendungsszenarien gelingt durch ein schnelles Nachführverfahren

geringer Komplexität und durch die Wahl eines adäquaten Polarisationskonzeptes. Es konnte ein hybrides Verfahren zur Nachführung der Antennenrichtcharakteristik mit ausreichender mechanischer Nachführgeschwindigkeit und -beschleunigung in der Azimutebene sowie einer elektronischen Nachführung in der Elevationsebene angewandt werden. Die in der Elevation unterschiedlich geneigten Paneele ermöglichen es, eine Rekonfigurierbarkeit der Richtcharakteristik zu erreichen und die Nachführung mit Hilfe digitaler Signalverarbeitungsverfahren in der Inneneinheit des Satellitennutzerterminals auszuführen. Hierzu gehören auch angemessene Drehbereiche bei der Nachführung von Azimut und Elevation für einen vielseitigen mobilen Einsatz in Regionen verschiedener geografischer Breitengrade.

Anhang A: Ergänzungen zum Entwurf eines Leckwellenantennenpanels

A.1 Feldverteilung auf der dualbandigen FSS bei 30 GHz

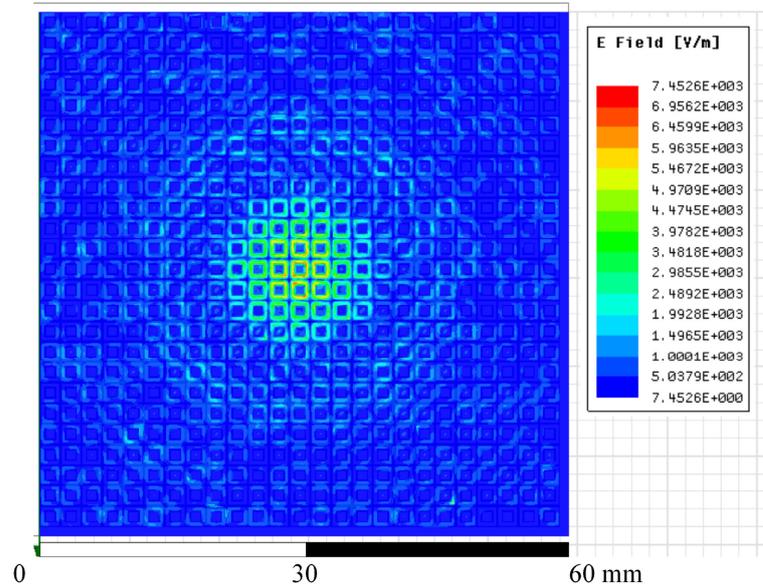


Abb. A.1: Falschfarbendarstellung des Betrages des elektrischen Feldanteils auf der Oberseite der dualbandigen FSS des 60 mm × 60 mm Simulationsmodells der Leckwellenantenne aus Abb. 4.9 bei einer Frequenz von 30 GHz (Draufsicht)

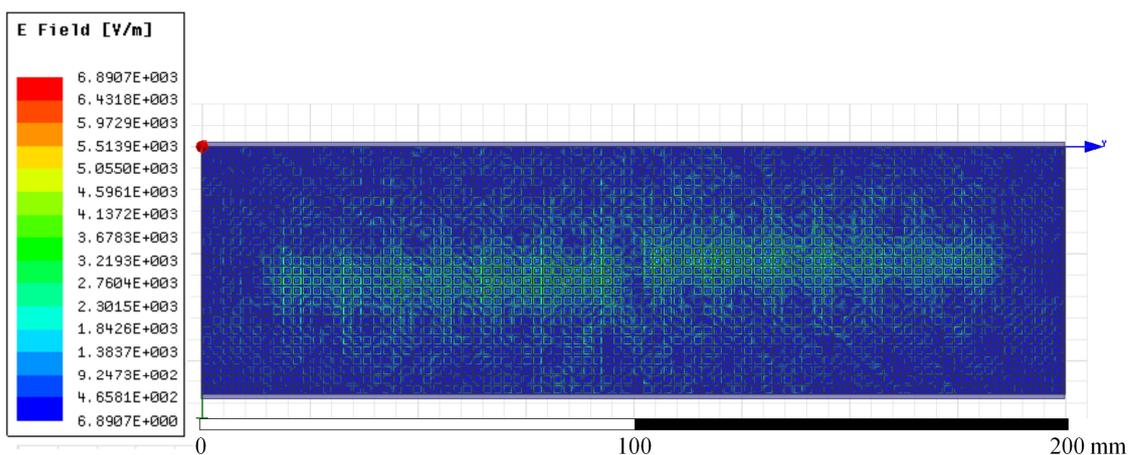


Abb. A.2: Simulation und Falschfarbendarstellung der Feldbelegung in der Antennenapertur eines 60 mm × 200 mm Leckwellenantennenpanels mit zentral gespeister 2 × 7 Schlitzstrahlergruppe als Primärquelle bei 30 GHz (Ansicht von Oberseite)

A.2 MATLAB-Quellcode zum Entwurf einer Schlitzstrahlergruppe

```
clear all; close all;

xno = input('Eingabe der Anzahl gewünschter Schlitzstrahler: '); % Anzahl der Gruppen-
einzelemente
x(1) = input('Eingabe der gewünschten Abstrahlung des ersten Strahlers (0 bis 1.0) -->
x1 = ');
out(1) = x(1) * 1;
t(1) = 1 - out(1);

for n = 2:xno

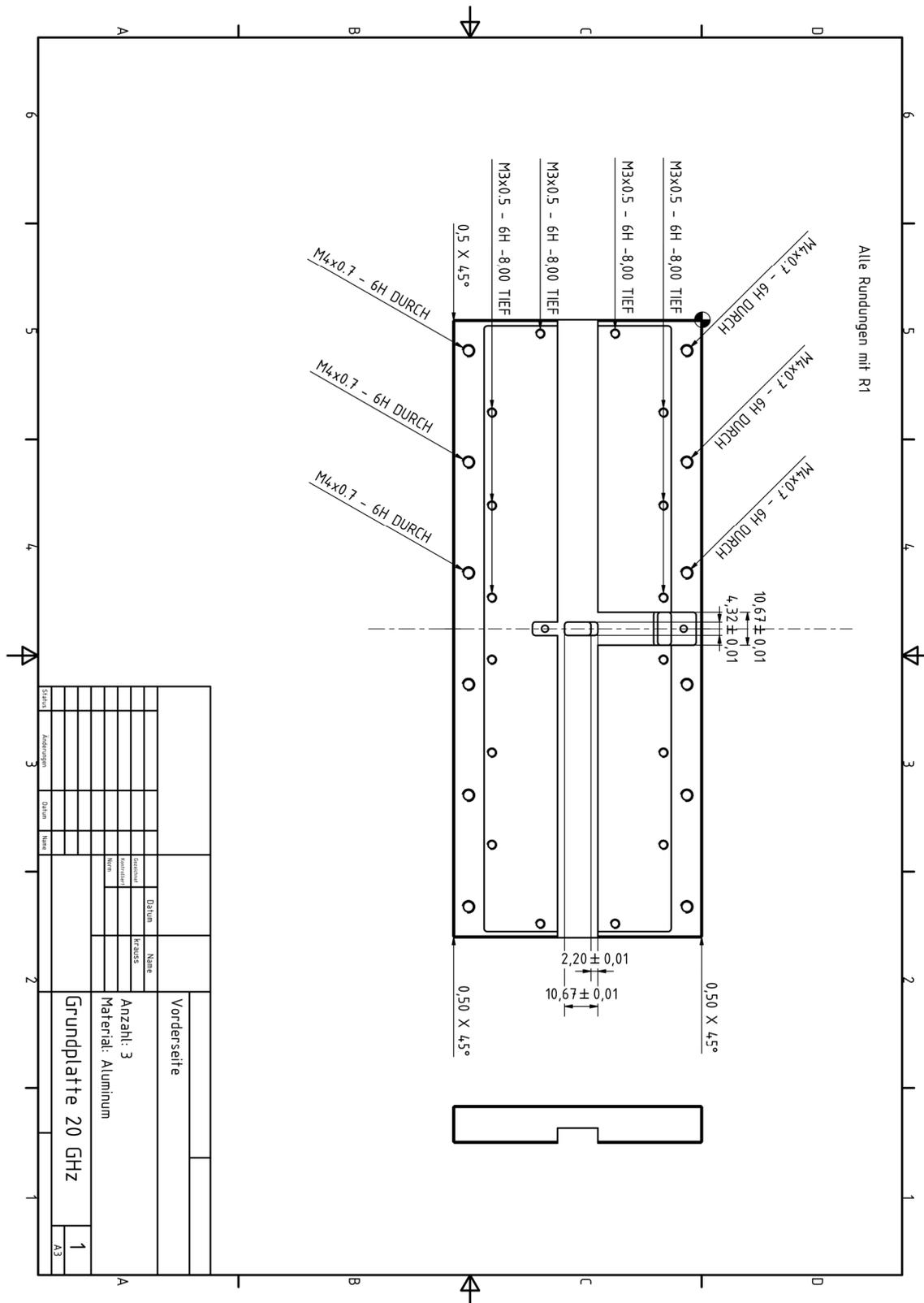
out(n)=input(['out', num2str(n), ' Wunsch = ']);
x(n) = out(n)/t(n-1); disp(' ');disp('beträgt idealerweise (Vorschlag): '); disp(x(n));
x(n) = input(['x',num2str(n), ' Eingabe der Auswahl (z. B. den Vorschlag) = ']); % abge-
strahlte Leistung des alleinigen Strahlers von 0 bis 1 - Prad
out(n)=x(n)*t(n-1);
t(n)=t(n-1)-out(n);

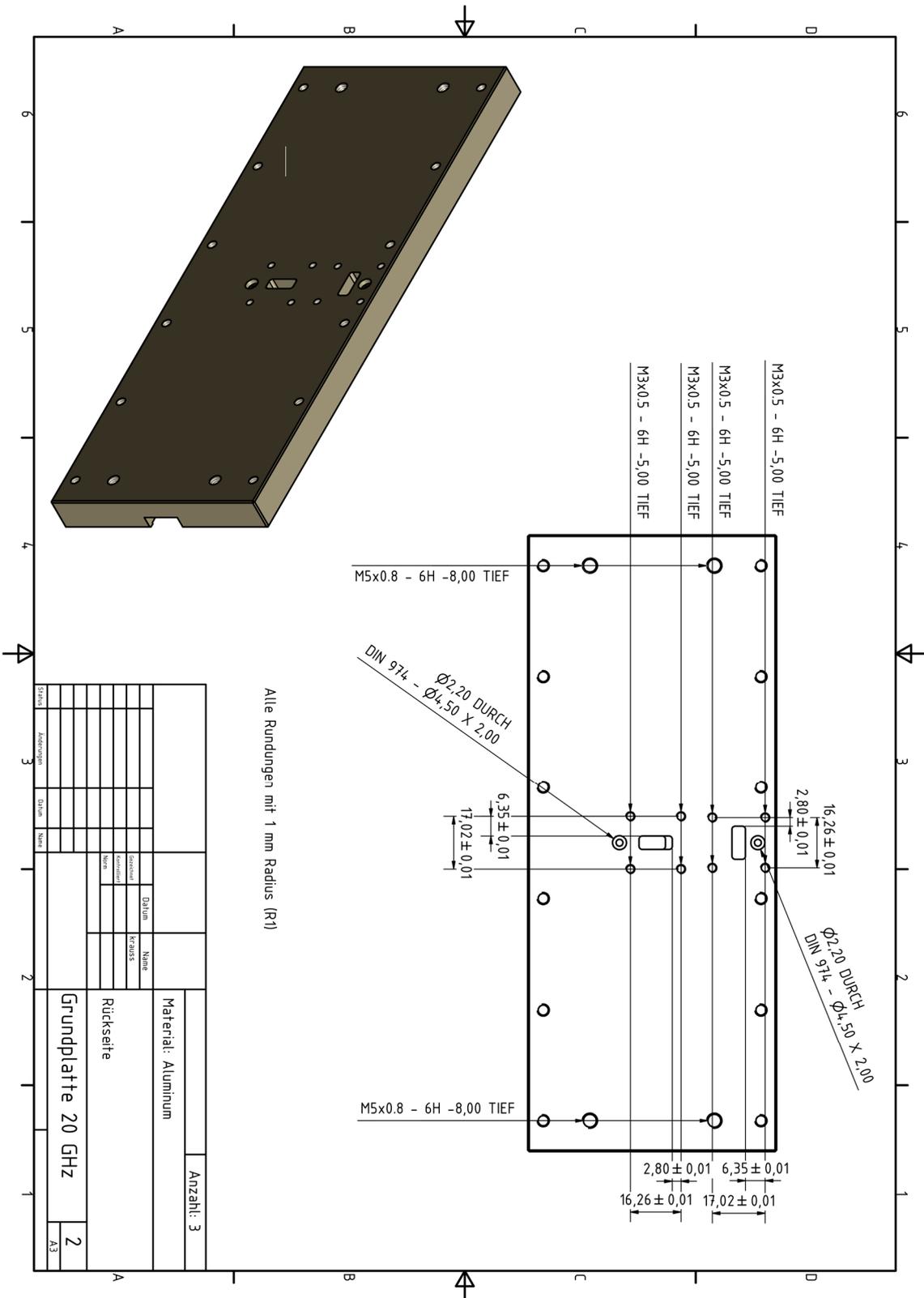
end

disp(' ');
disp('Amplitudenverteilung über Strahlergruppe: ');disp(out);
disp('Abstrahlung der Einzelemente: '); disp(x);
disp('Restleistungsanteil am Hohlleiterausgang: '); WG_Pout = t(end); disp(WG_Pout);
```

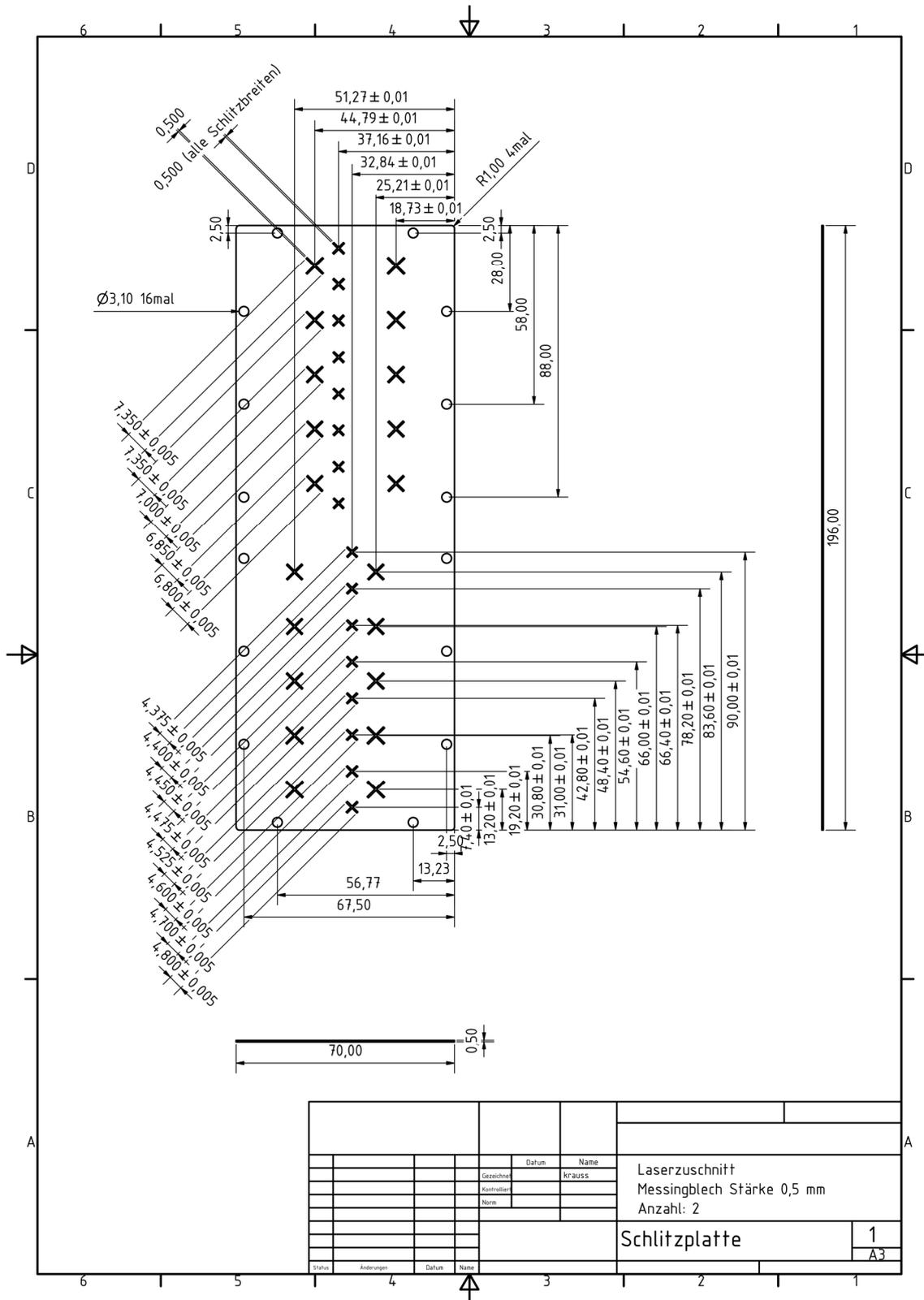
Anhang B: Technische Zeichnungen

B.1 Metallgrundplatte eines monobandigen Leckwellenantennenpanels mit integriertem Hybridkoppler

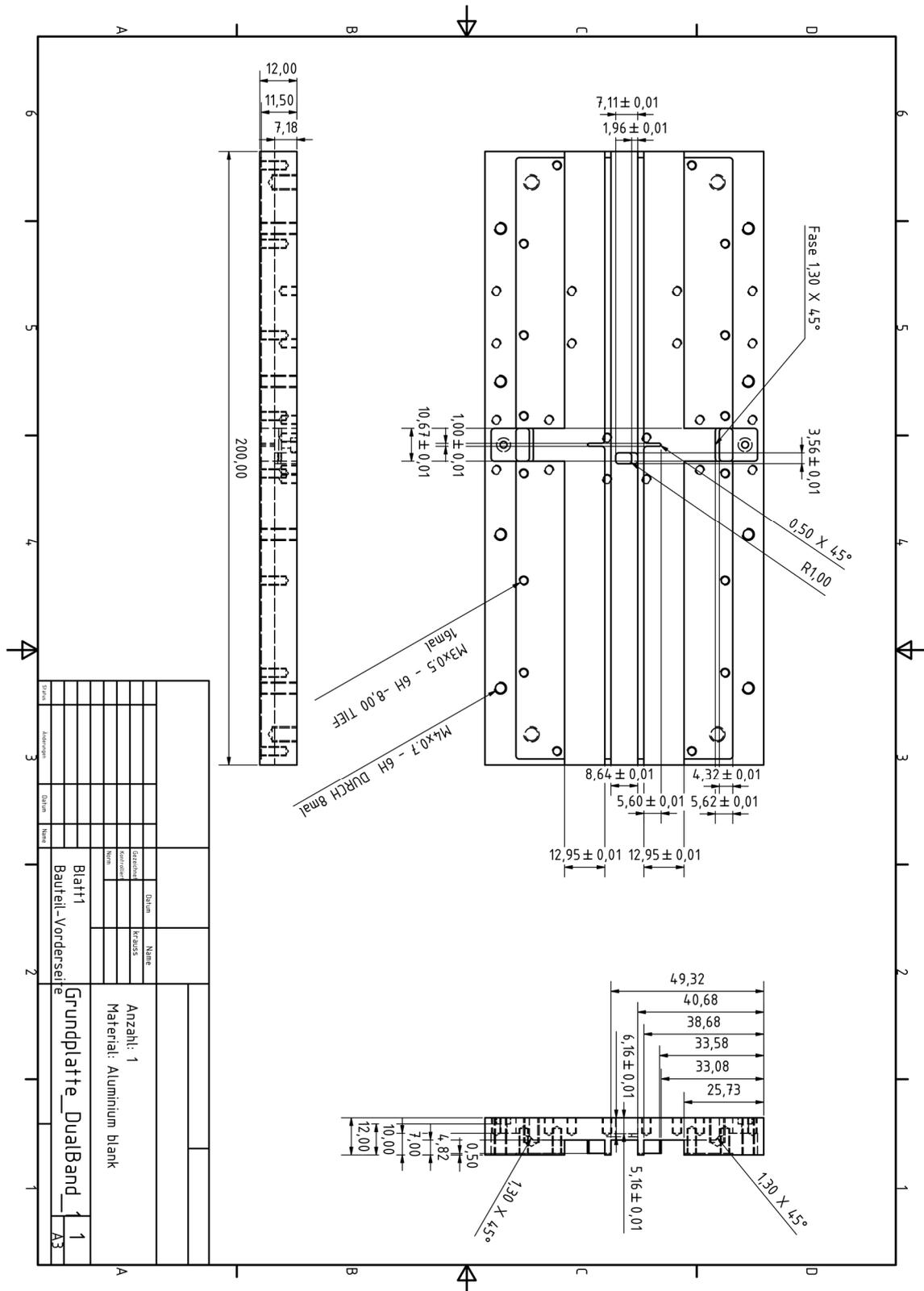


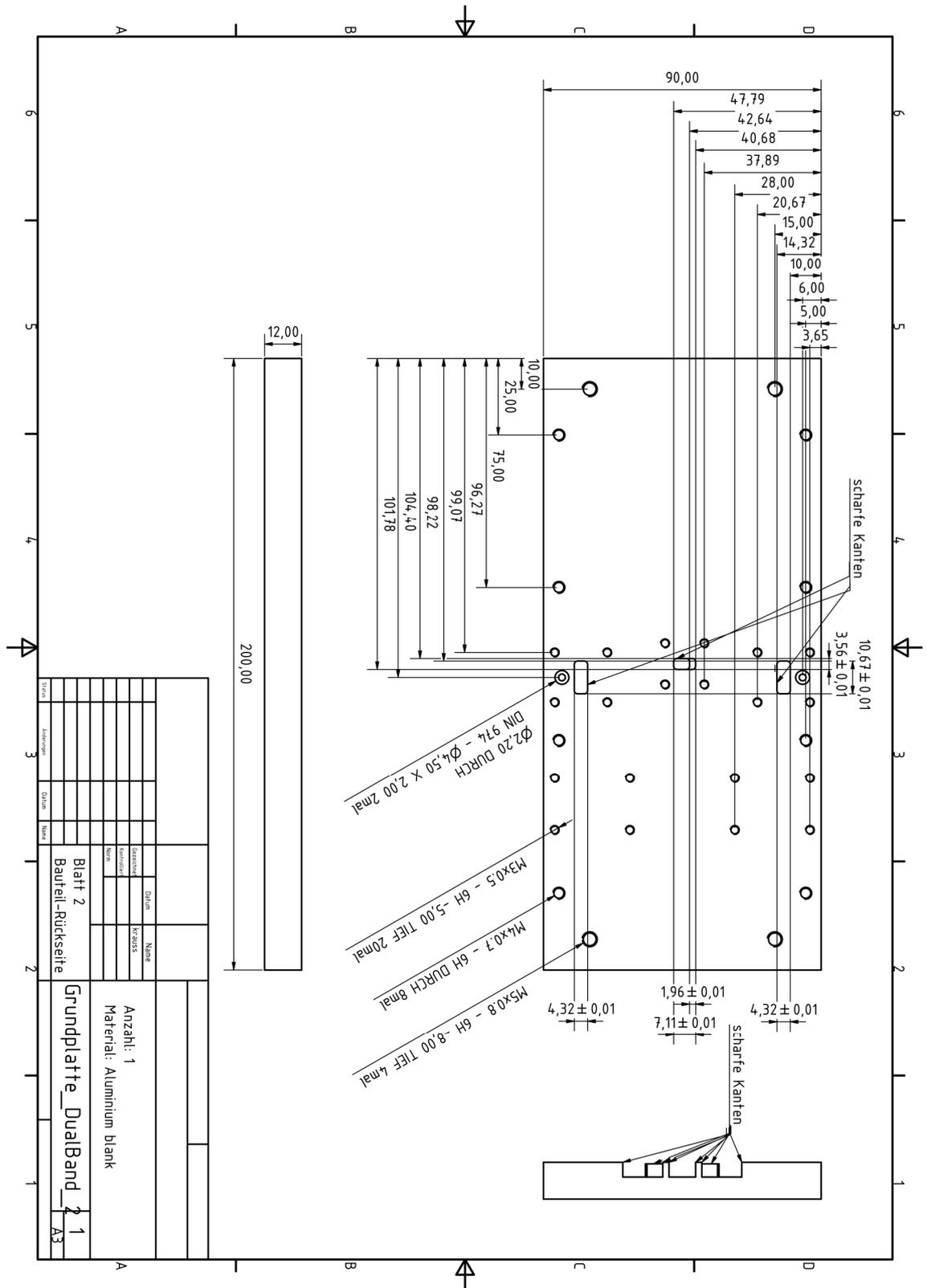


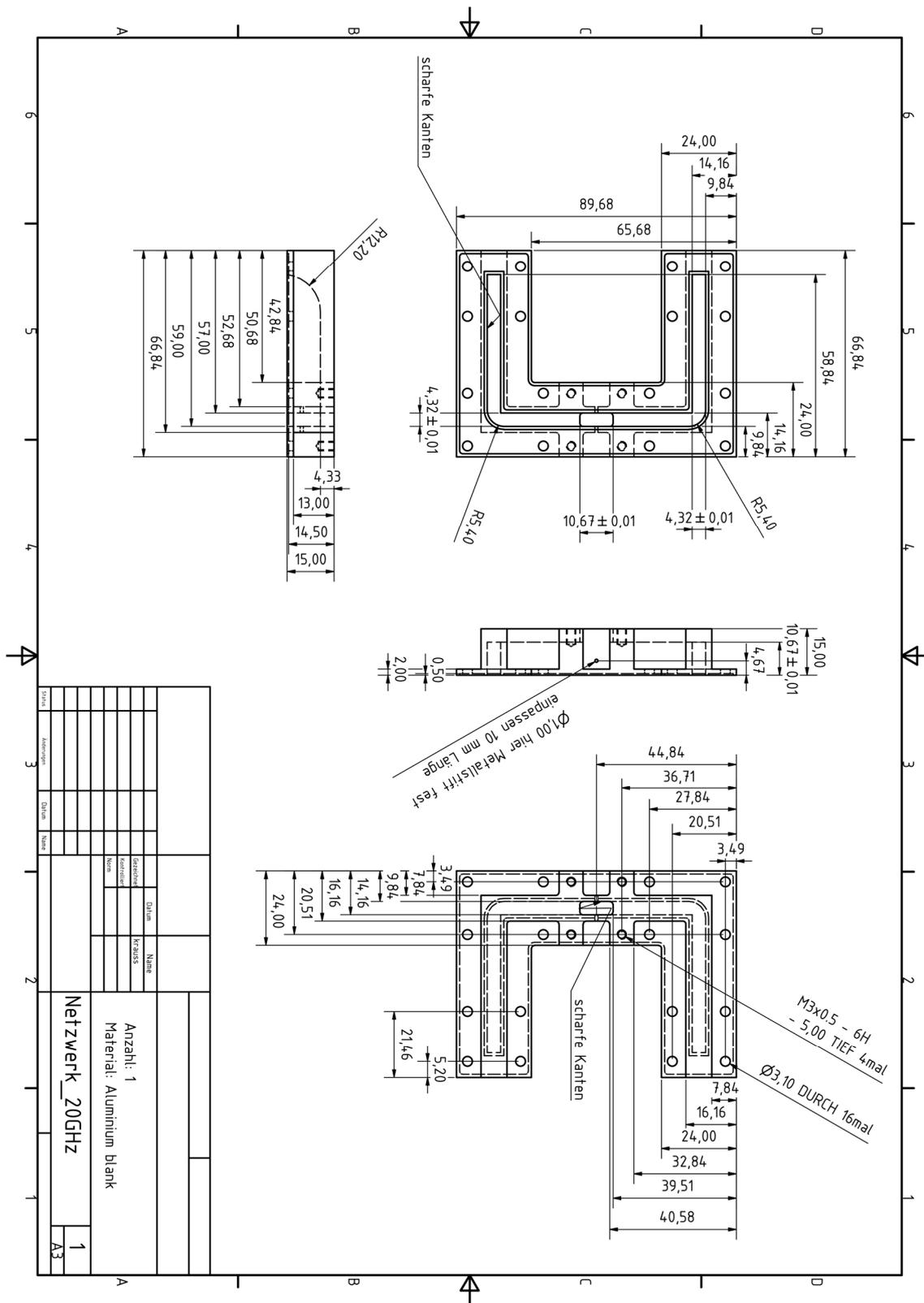
B.2 Laser-Zuschnitt einer dualbandigen Schlitzstrahlergruppe für ein 70 mm × 200 mm Leckwellenantennenpaneel



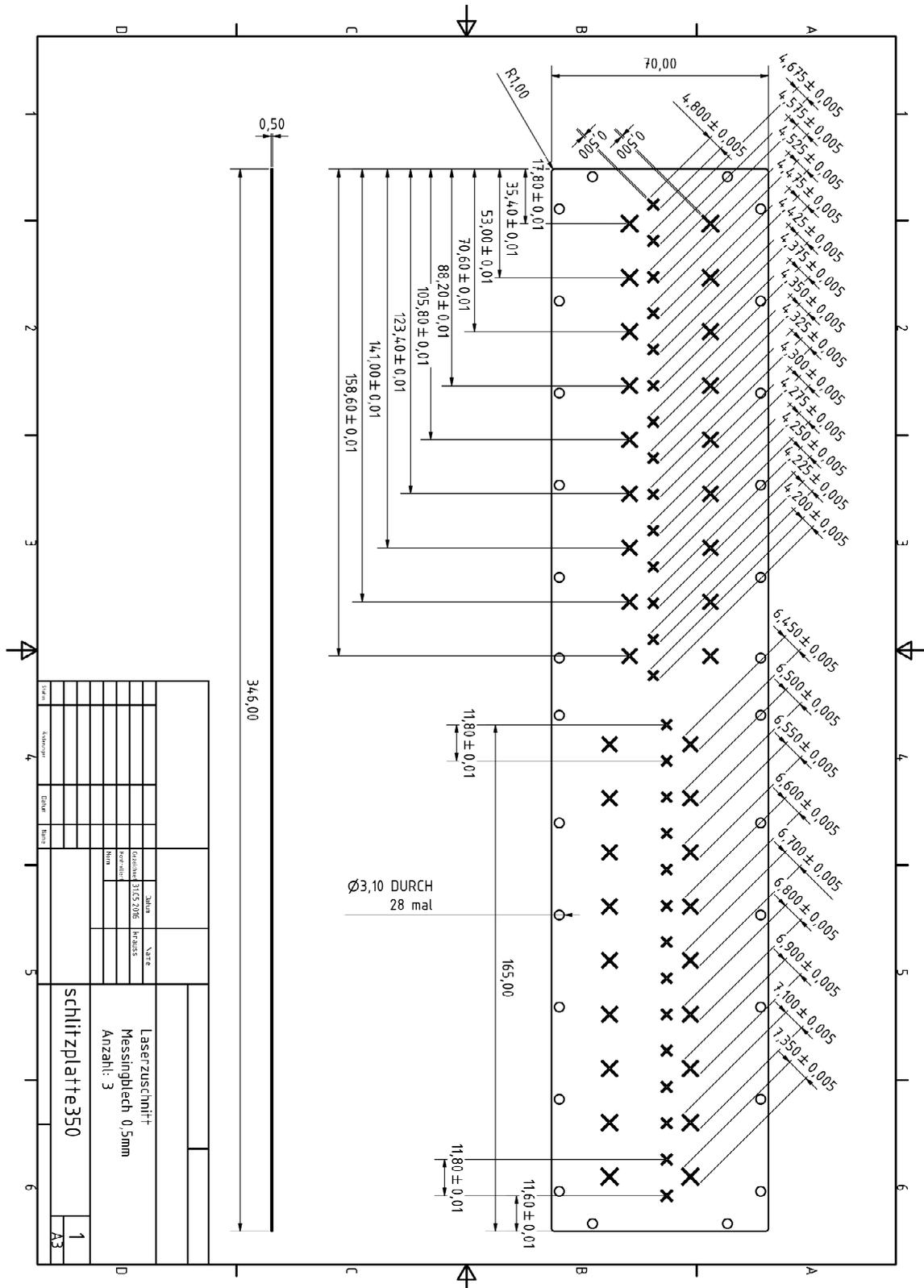
B.3 Metallgrundplatte eines dualbandigen 70 mm × 200 mm Leckwellenantennenpanels







B.4 Laser-Zuschnitt einer dualbandigen Schlitzstrahlergruppe für ein 70 mm × 350 mm Leckwellenantennenpaneel



Abkürzungs- und Symbolverzeichnis

Abkürzungen

| | |
|---------|--|
| A/D | Analog/Digital |
| ADC | Analog-Digital-Umsetzer (<i>Analog-to-Digital Converter</i>) |
| AR | Achsenverhältnis (<i>Axial Ratio</i>) |
| BUC | Sendsignal-Aufwärtswandler (<i>Block-Up-Converter</i>) |
| CAD | Rechnerunterstütztes Konstruieren (<i>Computer-Aided Design</i>) |
| CAN | Bussystem (<i>Controller Area Network</i>) |
| CNC | Rechnergestützte numerische Steuerung (<i>Computerized Numerical Control</i>) |
| CNR | Träger-Rausch-Verhältnis (<i>Carrier-to-Noise Ratio</i>) |
| DAC | Digital-Analog-Umsetzer (<i>Digital-to-Analog Converter</i>) |
| DBF | Digitale Strahlformung (<i>Digital Beam-Forming</i>) |
| DC | Gleichstrom (<i>Direct Current</i>) |
| DigFE | <i>Digital Front-End</i> |
| DLR | Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt |
| EIA | <i>Electronic Industries Alliance</i> |
| EIRP | Äquivalente isotrope Strahlungsleistung (<i>Equivalent Isotropically Radiated Power</i>) |
| EM | Elektromagnetisch (<i>Electro-Magnetic</i>) |
| EN | Europäische Norm |
| ETSI | <i>European Telecommunications Standards Institute</i> |
| FEM | Finite-Elemente-Methode |
| FORTE | <i>Facility for Over-the-Air Research and Testing</i> |
| FSS | Frequenzselektive Oberfläche (<i>Frequency Selective Surface</i>) |
| GLONASS | Globales Satellitennavigationssystem (<i>Глобальная навигационная спутниковая система</i>) |

| | |
|----------|---|
| GPS | <i>Global Positioning System</i> |
| GSM | <i>Global System for Mobile communications (Groupe Spécial Mobile)</i> |
| HF | Hochfrequenz (<i>High-Frequency</i>) |
| IDU | Inneneinheit (<i>Indoor-Unit</i>) |
| IIS | Institut für Integrierte Schaltungen der Fraunhofer-Gesellschaft |
| ITU | Internationale Fernmeldeunion (<i>International Telecommunication Union</i>) |
| KASYMOSA | Ka-Band Systeme für die mobile Satellitenkommunikation |
| LHCP | Linkshändige zirkulare Polarisierung (<i>Left-Handed Circular Polarization</i>) |
| LNA | Rauscharmer Verstärker (<i>Low-Noise Amplifier</i>) |
| LNB | Rauscharmer Signalumsetzer (<i>Low-Noise Block</i>) |
| LO | Lokaloszillator (<i>Local Oscillator</i>) |
| LTE | Mobilfunkstandard der 4. Generation (<i>Long Term Evolution</i>) |
| LWA | Leckwellenantenne (<i>Leaky-Wave Antenna</i>) |
| MEMS | Mikroelektromechanisches System (<i>Microelectromechanical Systems</i>) |
| MMIC | Monolithische Mikrowellenschaltung (<i>Monolithic Microwave Integrated Circuit</i>) |
| MOSAKA | Mobile Satellitenkommunikation im Ka-Band |
| MRC | <i>Maximum Ratio Combining</i> |
| ODU | Außeneinheit (<i>Outdoor-Unit</i>) |
| OptIF | Faseroptische Zwischenfrequenzlage (<i>Optical Intermediate Frequency</i>) |
| PEC | Idealisierter elektrischer Leiter (<i>Perfect Electric Conductor</i>) |
| PMC | Idealisierter magnetischer Leiter (<i>Perfect Magnetic Conductor</i>) |
| PRS | Teilreflektierende Oberfläche (<i>Partially Reflective Surface</i>) |
| RHCP | Rechtshändige zirkulare Polarisierung (<i>Right-Handed Circular Polarization</i>) |
| RX | Empfänger (<i>Receiver</i>) |
| SMA | <i>Sub-Miniature Version A</i> |

| | |
|-------|--|
| SNR | Signal-Rausch-Verhältnis (<i>Signal-to-Noise Ratio</i>) |
| SW | <i>Software</i> |
| TEN | <i>Transverse Equivalent Network</i> |
| TETRA | <i>Terrestrial Trunked Radio</i> |
| THW | Technisches Hilfswerk |
| TRX | Sendeempfänger (<i>Transceiver</i>) |
| TX | Sender (<i>Transmitter</i>) |
| UMTS | <i>Universal Mobile Telecommunications System</i> |
| VSAT | <i>Very Small Aperture Terminal</i> |
| VSWR | Stehwellenverhältnis (<i>Voltage Standing Wave Ratio</i>) |
| XPD | Kreuzpolarisationsentkopplung (<i>Cross-Polarization Discrimination</i>) |
| ZF | Zwischenfrequenz |

Symbole und Formelzeichen

| | |
|--|--|
| a | Gitterkonstante (Periodizität) |
| b | Breite des Rechteckhohlleiters |
| B | Bandbreite |
| \bar{B}_L | Parallelblindleitwert normiert auf Freiraum-Feldwellenwiderstand |
| C | Kapazität |
| D, D_0 | Direktivität (Richtfaktor), Direktivität in Hauptstrahlrichtung |
| D_{eff} | Effektive Direktivität |
| D_x, D_y | Interelementdistanz in x-Richtung, in y-Richtung |
| d | Dicke des Substratträgermaterials |
| $d_{20 \text{ GHz}}, d_{30 \text{ GHz}}$ | Interelementdistanz bei 20 GHz, bei 30 GHz |
| $EIRP$ | Äquivalente isotrope Strahlungsleistung |
| $EIRP_{\text{max}}$ | Maximal erlaubte äquivalente isotrope Strahlungsleistung |
| E_i, E_r, E_t | Amplitude des einfallenden, reflektierten bzw. transmittierten elektrischen Feldes |
| E_θ | Elektrisches Feld der E-Ebene |

| | |
|--------------------------------|--|
| E_ϕ | Elektrisches Feld der H-Ebene |
| F | Rauschzahl |
| f, f_0 | Frequenz, Resonanzfrequenz |
| f_T | Transitfrequenz |
| G_i | Antennengewinn bezogen auf den Isotropstrahler |
| G/T | Empfangsgüte (Gewinn zu Rauschtemperatur) |
| h | Höhe des Dielektrikums |
| k, k_0 | Wellenzahl, Freiraum-Wellenzahl |
| k_ρ | Radiale Wellenzahl |
| N | Anzahl der Satelliten-Terminalstationen |
| n | Laufvariable |
| n_1 | Brechungsindex des Dielektrikums |
| P_{in} | Eingespeiste Leistung |
| P_{rad} | Abgestrahlte Leistung |
| P_s | Sendeleistung |
| $S_{n,n}, S_{n,m}$ | Streumatrix |
| S/N | Signal-Rausch-Verhältnis |
| T | Transmissionskoeffizient |
| t | Zeit |
| $U(\theta)$ | Unidirektionale Richtcharakteristik |
| \bar{Y}_1^{TE} | Normierte Admittanz für die TE-Mode |
| \bar{Y}_1^{TM} | Normierte Admittanz für die TM-Mode |
| α | Dämpfungsmaß |
| β | Phasenmaß |
| Γ | Reflexionskoeffizient |
| δ | Verlustwinkel |
| ϵ_r | Relative Permittivität |
| ϵ_{eff} | Effektive Permittivität |
| $\Theta_{1rad}, \Theta_{2rad}$ | 3-dB-Öffnungswinkel der Antennenrichtcharakteristik in Radiant |

| | |
|---------------------------------|---|
| θ | Co-Elevationswinkel |
| λ, λ_0 | Wellenlänge, Freiraum-Wellenlänge |
| $\lambda_g, \lambda_{g_20GHz}$ | Geführte Wellenlänge, geführte Wellenlänge bei 20 GHz |
| λ_T | Transitwellenlänge |
| μ | Magnetische Permeabilität |
| φ | Azimutwinkel |

Literatur und Referenzen

- [1] Schlussbericht: Fördervorhaben *MOSAKA – Mobile Satellitenkommunikation im Ka-Band* (Förderkennzeichen: 50YB0913 – 50YB0915), Koordination: Univ.-Prof. Dr.-Ing. Albert Heuberger, Fraunhofer-Institut für Integrierte Schaltungen IIS Erlangen, Technische Informationsbibliothek (TIB) Hannover, Deutschland, 2012
- [2] Schlussbericht: Fördervorhaben *KASYMOSA – Ka-Band Systeme für die mobile Satellitenkommunikation* (Förderkennzeichen 50YB1319 – 50YB1321), Koordination: Univ.-Prof. Dr.-Ing. Giovanni Del Galdo, Fraunhofer-Institut für Integrierte Schaltungen IIS Erlangen (IIS-DVT), Technische Informationsbibliothek (TIB) Hannover, Deutschland, 2017
- [3] H. Bayer: „Nachführbare Antennen für die mobile Satellitenkommunikation auf Basis des Multimode-Monopuls-Prinzips“, Dissertation, Technische Universität Ilmenau, Fakultät Elektrotechnik und Informationstechnik, Fachgebiet Hochfrequenz und Mikrowellentechnik, Ilmenau, Deutschland, 2017
- [4] S. Voigt: „The German Heinrich Hertz Satellite Mission“, in Tagungsband: *4th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP'2010)*, Barcelona, Spanien, 2010
- [5] Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt (DLR): „Nationales Satellitenprojekt ‚Heinrich Hertz‘“, in Countdown 11, Ed. 3, S. 3-7, 2009
- [6] Industrieanalgen-Betriebsgesellschaft mbH (IABG), Ottobrunn: „Systemanforderungen und Einsatzszenarien“, Fördervorhaben: *MoSaKa – Mobile Satellitenkommunikation im Ka-Band* (Förderkennzeichen: 50YB0913 – 50YB0915), Projektbericht AP 2100, 2010
- [7] Bundesanstalt Technisches Hilfswerk (THW), Provinzialstraße 93, 53127 Bonn, Deutschland, Internetpräsenz (2017): <http://www.thw.de>
- [8] M. Lorenz, M. Mehnert, A. Heuberger: „Measurements of Mechanical Disturbances of Vehicle Mounted, Mobile Very Small Aperture Terminals (VSAT)“, in Tagungsband: *11th Workshop Digital Broadcasting*, S. 61-65, Erlangen, Deutschland, 2010
- [9] European Telecommunications Standards Institute (ETSI): „Satellite Earth Stations and Systems (SES); Harmonized EN for Vehicle-Mounted Earth Stations (VMES) Operating in the 14/12 GHz Frequency Bands Covering the Essential Requirements of Article 3.2 of the R&TTE Directive“, *Harmonized European Standard*, ETSI 302977 V1.1.2, Annex C, S. 44, 2002
- [10] P. Uhlig, D. Manteuffel, S. Malkmus: „High Layer Count in LTCC Dual Band Antenna for Galileo GNSS“, in Tagungsband: *Ceramic Interconnect and Ceramic Microsystems Technologies (CICMT)*, München, 2008
- [11] D. Heberling, D. Manteuffel, M. Martinez-Vazquez, M. Geissler, O. Litschke: „Small Antennas for Mobile and Ultra-Wideband Communication“, in Tagungsband: *13th International Symposium on Antennas (JINA'2004)*, Nizza, Frankreich, 2004

- [12] C. E. Shannon: „A Mathematical Theory of Communication“, *The Bell System Technical Journal*, Ed. 27, S. 379-423, 623-656, 1948
- [13] M. A. Hein, H. Bayer, A. Krauss, R. Stephan, C. Volmer, A. Heuberger, E. Eberlein, C. Ceip, M. Mehnert, A. Mitschele-Thiel, P. Driess, T. Volkert: „Perspectives for Mobile Satellite Communications in Ka-Band (MoSaKa)“, in Tagungsband: *4th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP'2010)*, Barcelona, Spanien, 2010
- [14] International Telecommunication Union (ITU): „Maximum Permissible Levels of Off-Axis E.I.R.P. Density from Earth Stations in Geostationary-Satellite Orbit Networks Operating in the Fixed-Satellite Service Transmitting in the 6 GHz, 13 GHz, 14 GHz and 30 GHz Frequency Bands“, *Recommendation, ITU-R S.524-8*, 2004
- [15] European Telecommunications Standards Institute (ETSI): „Harmonized EN for Satellite Interactive Terminals Transmitting Towards Satellites in Geostationary Orbit in the 29.5 to 30 GHz Frequency Band“, *Harmonized European Standard, EN 301459 V1.4.1*, 2006
- [16] European Telecommunications Standards Institute (ETSI): „Harmonized EN for Earth Stations on Mobile Platforms (ESOMP) Transmitting Towards Satellites in Geostationary Orbit in the 27.5 to 30 GHz Frequency Bands“, *Harmonized European Standard, EN 303978 V1.1.0*, 2012
- [17] H. Bayer, C. Volmer, A. Krauss, R. Stephan, M. A. Hein: „Tracking Antenna for Mobile Bi-Directional Satellite Communication in Ka-Band“, in Tagungsband: *IEEE International Conference on Wireless Information Technology and Systems*, Honolulu, USA (HI), 2010
- [18] B. G. Evans: „Satellite Communication Systems“, *Institution of Electrical Engineers*, 3. Auflage, Kap. 8.8, S. 144 ff., 1999
- [19] International Telecommunication Union (ITU): „Radio Regulations“, Paragraph 5.516B, Ed. 2012
- [20] RaySat Antenna Systems (RAS), Internet: <http://www.raysat.com> (2017)
- [21] I. Stoyanov et al.: „Mobile Antenna System for Satellite Communications“, RaySat Antenna Systems, L.L.C, *United States Patent*, Patent-Nr.: US 7,385,562 B2, 2008
- [22] R. A. Gilbert: „Waveguide Slot Antenna Arrays“, in *Antenna Engineering Handbook* (Editor: J. L. Volakis), 4. Auflage, Kap. 9, *McGraw-Hill*, New York, USA (NY), 2007
- [23] T. Tamir: „Leaky Wave Antennas“, in *Antenna Theory* (Editoren: R. E. Collin, F. J. Zucker), Teil 2, Kap. 20, *McGraw-Hill*, New York, USA (NY), 1969
- [24] A. A. Oliner, D. R. Jackson: „Leaky-Wave Antennas“, in *Antenna Engineering Handbook* (Editor: J. L. Volakis), 4. Auflage, Kap. 11, *McGraw-Hill*, New York, USA (NY), 2007
- [25] D. R. Jackson, A. A. Oliner: „Leaky-Wave Antennas“, in *Modern Antenna Handbook* (Editor: C. A. Balanis), Kap. 7, *John Wiley & Sons*, Hoboken, USA (NJ), 2008
- [26] M. Hein, M. Schühler, R. Wansch: „[DE] Leckwellenantenne“, Offenlegungsschrift, DE102010003457A1, 2011

- [27] T. Zhao, D. R. Jackson, J. T. Williams, H. Y. Yang, A. A. Oliner: „2-D Periodic Leaky-Wave Antennas – Part I: Metal Patch Design“, in Tagungsband: *IEEE Antennas and Propagation*, Ed. 53, Nr. 11, S. 3505-3514, 2005
- [28] T. Zhao, D. R. Jackson, J. T. Williams: „2-D Periodic Leaky-Wave Antennas – Part II: Slot Design“, in Tagungsband: *IEEE Antennas and Propagation*, Ed. 53, Nr. 11, S. 3515-3524, 2005
- [29] M. S. Anwar, R. Sauleau, H. Legay: „A New Configuration for Small-Size Fabry-Perot Cavity Antennas with Large Bandwidth for Space Applications“, in Tagungsband: *31st ESA Antenna Workshop*, ESTEC Noordwijk, Niederlande, S. 335-339, 2009
- [30] B. A. Munk: „Frequency Selective Surfaces, Theory and Design“, *John Wiley & Sons*, New York, USA (NY), 2000
- [31] S. Drabowitch: „Modern Antennas“, *Springer*, Ed. 2, S. 396 ff., Dordrecht, Niederlande, 2005
- [32] A. Dreher, D. Heberling, S. Holzwarth, et al.: „Ka-Band DBF Terminal Concepts for Broadband Satellite Communications“, in Tagungsband: *25th ESA Antenna Workshop on Satellite Antenna Technology*, S. 95-102, ESTEC Noordwijk, Niederlande, 2002
- [33] L. C. Stange, H. Pawlak, A. Dreher, S. Holzwarth, A. F. Jacob, O. Litschke, M. Thiel: „Components of a Highly Integrated DBF Terminal Antenna for Mobile Ka-Band Satellite Communications“, in Tagungsband: *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, S. 583-586, Philadelphia, USA (PA), 2003
- [34] H. Pawlak, L. C. Stange, A. Molke, A. F. Jacob, O. Litschke, S. Holzwarth: „Miniaturized 30 GHz DBF Transmitter Module for Broadband Mobile Satellite Communications“, in Tagungsband: *34th European Microwave Conference*, Amsterdam, Niederlande, 2004
- [35] R. Baggen, S. Vaccaro, D. L. del Rio: „Design Considerations for Compact Mobile Ku-Band Satellite Terminals“, in Tagungsband: *2nd European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP'2007)*, S. 1-5, Edinburgh, UK, 2007
- [36] M. Zhang, J. Hirokawa, M. Ando: „Design and Fabrication of a Waveguide Two-Dimensional Slot Array with Low Sidelobe Level of -35 dB“, in Tagungsband: *3rd European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP'2009)*, S. 1300-1303, Berlin, Deutschland, 2009
- [37] J. Huang, J. A. Encinar: „Reflectarray Antennas“, *IEEE Press/John Wiley & Sons*, Piscataway, USA (NJ), 2008
- [38] D. Pilz, W. S. Menzel: „Folded Reflectarray Antenna“, in *Electronics Letters*, Ed. 34, Nr. 9, S. 832-833, 1998
- [39] W. S. Menzel, D. Kessler: „A Folded Reflectarray Antenna for 2D Scanning“, in Tagungsband: *German Microwave Conference (GeMiC'2009)*, München, Deutschland, 2009
- [40] L. C. Kretly, A. S. A Tavora, S. E. Barbin: „Beam Steering Technique Through Multiple Vee-Antenna Switching: Additional Reflector Element and Radiation Pattern Characterization“, in Tagungsband: *SBMO/IEEE MTT-S International*

- Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC'2003)*, Ed. 1, S. 397-399, 2003
- [41] P. Deo, A. Metha, D. Mirshekar-Syahkal, H. Nakano: „A HIS-Based Spiral Antenna for Pattern Reconfigurable Applications“, in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Ed. 8, S. 196-199, 2009
- [42] A. Petosa, S. Thirakoune, A. Ittipiboon: „Reconfigurable Fresnel-Zone-Plate-Shutter Antenna with Beam-Steering Capability“, in *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Ed. 49, Nr. 5, S. 42-51, 2007
- [43] J. Huang, J. A. Encinar: „Reflectarray Antennas“, *IEEE Press/John Wiley & Sons*, S. 20 ff. Piscataway, USA (NJ), 2008
- [44] J. Kelly, G. Passalacqua, A. P. Feresidis, F. Capolina, M. Albani, Y. C. Vardaxoglou: „Simulations and Measurements of Dual-Band 2-D Periodic Leaky Wave Antenna“, in Tagungsband: *2007 Loughborough Antennas and Propagation Conference*, Loughborough, UK, 2007
- [45] J. Kelly, A. P. Feresidis: „Thin 2-D Leaky-Wave Antenna Formed by a Double Layer Periodic Array“, in Tagungsband: *2008 Loughborough Antennas and Propagation Conference*, Loughborough, UK, 2008
- [46] C. T. Tai, C. S. Pereira: „An Approximate Formula for Calculating the Directivity of an Antenna“ in Tagungsband: *IEEE Antennas and Propagations*, Ed. 24, Nr. 2, S. 235–236, 1976
- [47] E. A. Marsh: „Inertially Stabilized Platforms for Satcom-On-The-Move Applications: A Hybrid Open/Closed-Loop Antenna Pointing Strategy“, Masterarbeit, *Massachusetts Institute of Technology, Dept. of Aeronautics and Astronautics*, Cambridge, USA (MA), 2008.
- [48] L. C. Godara: „Handbook of Antennas in Wireless Communications“, *CRC Press*, Kap. 13, S. 14 ff., USA (FL), 2002
- [49] M. O. Kolawole: „Satellite Communication Engineering“, *CRC Press*, Kap. 3.4.2, USA (FL), 2002
- [50] J. T. Bernhard: „Reconfigurable Antennas“, *Synthesis Lectures on Antennas and Propagation Series, Morgan & Claypool Publishers*, Band 4, 2007
- [51] D.G. Brennan: „Linear Diversity Combining Techniques“, in Tagungsband: *IRE*, Ed. 47, Nr. 6, S.1075–1102, 1959
- [52] J. König, A. Ihlow, A. Heuberger, G. Del Galdo: „Diversity combining for cooperative satellite terminals in a moving convoy of vehicles“, in Tagungsband: *8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP'2014)*, Den Haag, Niederlande, 2014
- [53] S. R. Saunders, A. Aragon-Zavala: „Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems“, *John Wiley & Sons*, Ed. 2, S. 407-408, 2007
- [54] F. J. Zucker, „Surface-Wave Antennas“, in *Antenna Theory*, Editoren: R. E. Collin, F. J. Zucker, *McGraw-Hill*, New York, Kap. 21, 298–348, 1969
- [55] C. H. Walter: „Traveling Wave Antennas“, *McGraw-Hill*, 1965, Neuauflage durch *Peninsula Publishing*, Los Altos, California, 1990

- [56] A. Hessel: „General Characteristics of Traveling-Wave Antennas“ in *Antenna Theory*, Editoren: R. E. Collin, F. J. Zucker, *McGraw-Hill*, New York, Kap. 19, 1969
- [57] A. A. Oliner, T. Tamir: „Guided Complex Wave, Part I: Field at an Interface“, in Tagungsband: *IEE*, Band: 110, S. 310-324, 1963
- [58] A. A. Oliner, T. Tamir: „Guided Complex Wave, Part II: Relation to Radiation Pattern“, in Tagungsband: *IEE*, Band: 110, S. 325–334, 1963
- [59] M. Schühler: „Zum Entwurf planarer Antennen mit Hilfe periodischer Strukturen“, Dissertation, Technische Universität Ilmenau, Fakultät Elektrotechnik und Informationstechnik, Fachgebiet Hochfrequenz- und Mikrowellentechnik, Univ.-Verl. Ilmenau, 2012
- [60] W. W. Hansen: „Radiating Electromagnetic Waveguide“, *United States Patent*, Patent-Nr.: US 2,402,622, 1940
- [61] L. O. Goldstone, A. A. Oliner: „Leaky-Wave Antennas—Part I: Rectangular Waveguides“, *IRE Trans. Antennas Propagation*, Band: AP-7, S. 307–319, 1959
- [62] A. A. Oliner: „Scannable Millimeter Wave Arrays“, *Final Report on RADCOM Contract No. F19628-84-K-0025*, Polytechnic University, 1988
- [63] A. A. Oliner: „Recent Developments in Millimeter-Wave Antennas“, *Alta Frequenza*, Band: LVIII, Nr. 5–6, S. 491–505, 1989
- [64] J. N. Hines, J. R. Upson: „A Wide Aperture Tapered-Depth Scanning Antenna“, *Ohio State Univ. Res. Found., Report 667-7*, Columbus, OH, 1957
- [65] S. T. Peng, F. Schwing: „Dielectric Grating Antennas“, *R&D Tech. Rep., CORADCOM-78-3*, Fort Monmouth, NJ, 1978
- [66] F. Schwing, S. T. Peng: „Design of Dielectric Grating Antennas for Millimeter-Wave Applications“, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Band: MTT-31 S. 199–209, 1983
- [67] F. Schwing, S. T. Peng: „Design of Periodically Corrugated Dielectric Antennas for Millimeter-Wave Applications“, in Tagungsband: *1982 Antenna Appl. Symp.*, 1982
- [68] S. Kobayashi, R. Lampe, R. Mittra, S. Ray: „Dielectric-Rod Leaky-Wave Antennas for Millimeter-Wave Applications“, in *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Band: AP-29, S. 822–824, 1981
- [69] T. Trinh, J. Malherbe, R. Mittra: „A Metal-to Dielectric Waveguide Transition with Application to Millimeter-Wave Integrated Circuits“, in Tagungsband: *Dig. Int. Microwave Symp.*, S. 205–207, 1980
- [70] T. N. Trinh, R. Mittra, R. J. Paleta: „Horn Image-Guide Leaky-Wave Antenna“, in *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Band: MTT-29, S. 1310–1314, 1981
- [71] J. R. James, P. S. Hall, C. Wood: „Microstrip Antenna Theory and Design“, *Peter Peregrinus, Ltd.*, Stevenage, UK, 1981
- [72] J. R. James, P. S. Hall: „Handbook of Microstrip Antennas“, *Peter Peregrinus, Ltd.*, Stevenage, UK, 1989
- [73] C. R. Hansen: „Phased Array Antennas“, *Wiley*, 2. Auflage, Hoboken, NJ, USA, 2009

- [74] A. K. Bhattacharyya: „Phased Array Antennas: Floquet Analysis, Synthesis, BFNs, and Active Array Systems“, *Wiley*, Hoboken, NJ, USA, 2006
- [75] G. V. Trentini: „Partially Reflecting Sheet Arrays“, in Tagungsband: *IRE Antennas and Propagation*, Ed. 4, S. 666-671, 1956
- [76] N. G. Alexopoulos, D. R. Jackson: „Fundamental Superstrate (Cover) Effects on Printed Circuit Antennas“, in *IEEE Trans. Antennas Propagation*, Band: 32, S. 807–816, 1984
- [77] H. Y. Yang, N. G. Alexopoulos: „Gain Enhancement Methods for Printed Circuit Antennas“, in *IEEE Trans. Antennas Propagation*, Band: 35, S. 860–863, 1987
- [78] A. Ip, D. R. Jackson: „Radiation from Cylindrical Leaky Waves“, in *IEEE Trans. Antennas Propagation*, Band: 38, S. 482–488, 1990
- [79] K. L. Klohn, R. E. Horn, H. Jacobs, E. Freibergs: „Silicon Waveguide Frequency Scanning Linear Array Antenna“, in *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Band: MTT-26, S. 764–773, 1978
- [80] T. Zhao, D. R. Jackson, J. T. Williams, A. A. Oliner: „General Formulas for a 2D Leaky-Wave Antenna“, in Tagungsband: *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Band: 2, S. 1134-1137, 2003
- [81] T. Zhao, D. R. Jackson, J. T. Williams: „General Formulas for 2D Leaky Wave Antennas“, in *IEEE Trans. Antennas Propagation*, Band: 53, S. 3525–3533, 2005
- [82] M. Schühler, R. Wansch, M. A. Hein: „On Strongly Truncated Leaky-Wave Antennas Based on Periodically Loaded Transmission Lines“, in *IEEE transactions on antennas and propagation*, Band: 58, Ausgabe: 11, S. 3505-3514, NY, 2010
- [83] B. A. Munk: „Finite Antenna Arrays and FSS“, *IEEE Press, Wiley-Interscience*, Hoboken, NJ, 2003
- [84] J. C. Vardaxoglou: „Frequency Selective Surfaces: Analysis and Design“, *Research Studies Press*, Taunton, England, 1997
- [85] T. K. Wu: „Frequency Selective Surface and Grid Array“, *Wiley-Interscience*, New York, NY, USA, 1995
- [86] Bergmann/Schaefer: „Lehrbuch der Experimentalphysik“, Band 3: Optik, 10. Aufl., Walter de Gruyter, Berlin, S. 368, 2004
- [87] B. A. Munk, R. D. Fulton: „Transmission Through a Bi-Planar Slot Array Sandwiched Between Three Dielectric Layers“, in *Tech. Rept. 3622-7*, Ohio State Univ. ElectroScience Lab., Dept. of Electrical Eng., Columbus, 1976
- [88] R. J. Luebbers, B. A. Munk: „Some Effects of Dielectric Loading on Periodic Slot Arrays“, in *IEEE Trans. Antennas Propagation*, Band: AP-26(4), S. 536-542, 1978
- [89] P. Callaghan, E. Parker, R. Langley: „Influence of Supporting Dielectric Layers on the Transmission Properties of Frequency Selective Surfaces“, in *IEE Proc., Part H: Microwaves, Antennas Propag 138(5)*, S. 448-454, 1991
- [90] T. K. Wu: „Two Layer Matching Dielectrics for Radomes and Lenses for Wide Angles of Incidence“, U.S. Patent 5,017,939, 1991

- [91] R. H. Ott et. al.: „Scattering by a Two-Dimensional Periodic Array of Narrow Plates“, in *Radio Science* 2(11), S. 1347-1359, 1967
- [92] G. H. Schenum: „Frequency-Selective Surfaces for Multiple Frequency Antennas“, in *Microwave Journal* 16(5), S. 55-57, 1973
- [93] C. H. Tsao, R. Mittra: „Spectral-Domain Analysis of Frequency Selective Surfaces Comprised of Periodic Arrays of Cross Dipoles and Jerusalem Crosses“, in *IEEE Trans. Antennas Propagation*, Band: AP-32(5), S. 478-486, 1984
- [94] E. L. Pelton, B. A. Munk: „A streamlined metallic radome“, in *Trans. Antennas and Propagation* AP-22(6), S. 799-803, 1974
- [95] B. A. Munk: „Periodic Surface for large scan angle“, U.S. Patent 3,789,404, 1974
- [96] R. J. Langley, E. A. Parker: „Equivalent Circuit Model for Arrays of Square Loops“, in *Electronic Letters* 18(7), S. 294-296, 1982
- [97] C. K. Lee, R. Langley: „Equivalent Circuit Models for Frequency Selective Surfaces at Oblique Angle of Incidence“, in *IEE Proc., Part H: Microwaves, Antennas Propagation* 132(6), S. 395-398, 1985
- [98] C. C. Chen: „Transmission of Microwave Through Perforated Flat Plates of Finite Thickness“, in *IEEE Transactions Microwave Theory Tech. MTT-21(1)*, S. 1-6, 1973
- [99] P. D. Potter: „Improved Dichroic Reflector Design for the 64-m Antenna S- and X-Band Feed Systems“, in *JPL Tech. Rep.*, 32-1526, 1974
- [100] R. B. Kiebertz, A. Ishimaru: „Scattering by a Periodically Apertured Conducting Screen“, in *IRE Trans. On Antennas and Propagation*, AP-9(6), S. 506-514, 1961
- [101] L. E. Pelton: „Space Filter Surface“, U.S. Patent 4,126,866, 1977
- [102] G. H. Sung, et. al.: „A Frequency-Selective all for Interference Reduction in Wireless Indoor Enviroments“, in *IEEE Antennas Propag. Mag.* 48(5), S. 29-37, 2006
- [103] H. Al-Kayyali, N. Qasem: „Convolutd Frequency Selective Surface Wallpaper to Block Industrial, Scientific, and Medical Radio Bands Inside Buildings“, in *American Academic and Scholarly Research Journal*, Band: 5, Nr. 3, 2013
- [104] E. A. Parker, et. al.: „Frequency Selectively Screened Office Incorporating Convolutd FSS Window“, in *Electronic Letter* 46(5), S. 317-318, 2010
- [105] J. J. Epis: „Broadband Antenna Polarizer“, U.S. Patent 3,754,271, 1973
- [106] J. I. Herranz, et. al.: „Optimized Design of Slotted Waveguide Arrays Loaded with Parasitic Dipoles for Circular Polarization at Ka-band“, in Tagungsband: *3rd European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2009*, S. 3487 – 3491, Berlin, 2009
- [107] P. Monk: „Finite Element Methods for Maxwell's Equations - Numerical Mathematics and Scientific Computation“, *Oxford Science Publications, Clarendon Press*, 2003
- [108] D. Manteuffel, F. Gustrau: „EM Feldsimulationen in der Ingenieurausbildung und zur Entwicklung von Komponenten der Mobilfunktechnik“, Eingeladener

- Beitrag zur: 9. ITG Fachtagung *Mobilfunk – Stand der Technik und Zukunftsperspektiven*, Osnabrück, 2004
- [109] M. Schuehler, J. Bauer, A. Krauss, Rainer Wansch, M. A. Hein: „Phase Constant Measurement of Periodically Structured Surfaces-The Leaky-Wave Region”, in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Band: 9, S. 383-386, 2010
- [110] ANSYS Electronics Desktop (HFSS) Ver. 2015.1.0, ANSYS Inc., Southpointe, 2600 ANSYS Drive, Canonsburg, PA 153117, USA, Internetpräsenz (2017): <http://www.ansys.com>
- [111] High Frequency Laminates, Rogers Corporations, One Technology Drive, Rogers, CT 06263, USA, Internetpräsenz (2017): <http://www.rogerscorp.com>
- [112] A.J. Simmons: „Circularly Polarized Slot Radiators“, in *IRE Trans. on Antennas and Propagation*, Band: 5, S. 31-36, 1957
- [113] A. Krauss, H. Bayer, R. Stephan, M. A. Hein: „A Dual-Band Leaky-Wave Antenna for Mobile Ka-Band Satellite Communications“, in Tagungsband: *IEEE APWC'2011*, Turin, Italien, 2011
- [114] Ray E. Sheriff, Y. Fun Hu: „Mobile Satellite Communication Networks“, *John Wiley & Sons*, S.139 ff., 2003
- [115] Eutelsat Requirements, EESS 502, Ausgabe: 14, Rev.0, S. 11 ff., Juni 2011
- [116] Don I. Dalglish: „An Introduction to Satellite Communications“, Band 20 von *Institution of Electrical Engineers: IEE Telecommunications Series*, S. 103 ff., IET, 1989
- [117] B.G. Evans: „Satellite Communication Systems“, Band 38 von *IEE Telecommunications Series: Institution of Electrical Engineers*, S. 324 ff. IET, 1999
- [118] A. Krauss, H. Bayer, C. Volmer, R. Stephan, M. A. Hein: „Low-Profile Antenna for Mobile Ka-Band Satellite Communications“, in Tagungsband: *32nd ESA Antenna Workshop*, Noordwijk, Niederlande, 2010
- [119] W. A. Tyrell: „Hybrid Circuits for Microwaves“, in *Proc. IRE*, 35, 1947
- [120] S. M. Sherman: „Monopulse Principle and Techniques“, *Artech House*, Norwood, MA 1984
- [121] A. Krauss, H. Bayer, R. Stephan, M. A. Hein: „Low-Profile Ka-Band Satellite Terminal Antenna Based on a Dual-Band Partially Reflective Surface“, in Tagungsband: *EuCAP'2012*, Prag, Tschechische Republik, 2012
- [122] H. Bayer, A. Krauss, T. Zaiczek, R. Stephan, O. Enge-Rosenblatt, M. A. Hein: „Ka-Band User Terminal Antennas for Satellite Communications [Antenna Applications Corner]“, in *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Ausgabe 58, Nr. 1, S. 76-88, 2016
- [123] M. Alazab, G. Del Galdo, W. Felber, A. Heuberger, M. Lorenz, F. Raschke, G. Siegert, M. Landmann: „Satcom on the Move (SOTM) Terminals Evaluation under Realistic Conditions“, in Tagungsband: *2013 IEEE 77th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, 2013
- [124] M. Alazab, M. Rieche, M. Landmann, G. Del Galdo: „Realistic Emulation of the Operational Environment for SatCom On-the-Move (SOTM) Terminals“, in

Tagungsband: *IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC)*, Turin, Italien, 2013

- [125] FORTE – *Facility for Over-the-Air Research and Testing*, Testanlage für mobile Satellitenkommunikationssysteme (FORTE SatCom), Fraunhofer Gesellschaft, Institut für Integrierte Schaltungen IIS Ilmenau, Internetpräsenz (2017) : <https://www.iis.fraunhofer.de/de/profil/standorte/forte.html>
- [126] iMAR Navigation GmbH, Im Reihersbruch 3, D-66386 St. Ingbert, Internetpräsenz (2017): <http://www.imar-navigation.de>
- [127] Ka-Band Transceiver Modell „USM-TXVR-KA01-3T-F-01-110“, ViaSat Inc., 6155 El Camino Real, Carlsbad, CA 92009, USA, Internetpräsenz (2017): <https://viasat.com>
- [128] Rotoconnect / VR-Elektronika, Hauptstraße 23, D-71397 Leutenbach, Internetpräsenz (2017): <http://www.rotoconnect.com>
- [129] T. Zaiczek, O. Enge-Rosenblatt, M. Franke, M. Lorenz: „Antennennachführung auf Fahrzeugen zur mobilen Satellitenkommunikation“, in Tagungsband: *Fachtagung Mechatronik 2013*, ISBN 3-86130-958-0, S. 93-98, Aachen, 2013
- [130] D. H. Titterton, J. L. Weston: „Strapdown Inertial Navigation Technology“, in *Second Edition. AIAA and IWW*, 2004
- [131] Global Invacom Group Ltd., 8 Temasek Boulevard, 20-03 Suntec Tower Three, Singapore 038988, Internetpräsenz (2017): <http://www.globalinvacom.com>
- [132] Hardware Plattform „DT 4000“, Fraunhofer-Institut für Integrierte Schaltungen IIS, Jahresbericht 2009, S. 68 ff., Erlangen, 2009

Auflistung eigener Publikationen

- [I] A. Krauss, L. Alhoury, F. Wollenschlaeger, R. Stephan, M. A. Hein: „Radiation Pattern Measurements of LTCC-Integrated Patch Antennas at 60 GHz“, in Tagungsband: *Internationales Wissenschaftliches Kolloquium der TU Ilmenau (IWK'2009)*, Ilmenau, Deutschland, 2009
- [II] A. Krauss, H. Bayer, C. Volmer, R. Stephan, M. A. Hein: „Low-Profile Antenna for Mobile Ka-Band Satellite Communications“, in Tagungsband: *32nd ESA Antenna Workshop*, Noordwijk, Niederlande, 2010
- [III] A. Krauss, H. Bayer, R. Stephan, M. A. Hein: „A Dual-Band Leaky-Wave Antenna for Mobile Ka-Band Satellite Communications“, in Tagungsband: *IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (IEEE APWC'2011)*, Turin, Italien, 2011
- [IV] A. Krauss, H. Bayer, R. Stephan, M. A. Hein: „Low-Profile Ka-Band Satellite Terminal Antenna Based on a Dual-Band Partially Reflective Surface“, in Tagungsband: *6th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP'2012)*, Prag, Tschechische Republik, 2012
- [V] A. Krauss, H. Bayer, R. Stephan, M. A. Hein: „A Low-Profile User Terminal Antenna for Mobile Bi-Directional Ka-Band Satellite Communications“, in Tagungsband: *34th ESA Antenna Workshop on Satcom User Terminal Antennas*, Noordwijk, Niederlande, 2012
- [VI] A. Krauss, H. Bayer, R. Stephan, M. A. Hein: „Low-Profile Tracking Antenna for Ka-Band Satellite Communications“, in Tagungsband: *IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC'2013)*, Turin, Italien, 2013
- [VII] A. Krauss, H. Bayer, R. Stephan, M. A. Hein: „A Single-Ka-Band Antenna Aperture for TX and RX Operation Applying a Dual-Layer Partially Reflective Surface“, in Tagungsband: *9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP'2015)*, Lissabon, Portugal 2015
- [VIII] A. Krauss, H. Bayer, R. Stephan, M. A. Hein: „Dual-Band Leaky-Wave Antenna Based on a Dual-Layer Frequency Selective Surface for Bi-Directional Satcom-on-the-Move in Ka-Band“, in Tagungsband: *International Workshop on Antenna Technology (iWAT'2016)*, Cocoa Beach, FL, USA, 2016
- [IX] A. Krauss, H. Bayer, R. Stephan, M. A. Hein: „A Leaky-Wave Antenna Based on a Dual-Layer Frequency Selective Surface for Mobile Satellite Communications in Ka-Band“, in Tagungsband: *3rd International Scientific Symposium "Sense. Enable. SPITSE."*, Energetisches Institut Moskau / National Research University "MPEI", Moskau und Smolensk, Russische Föderation, 2016
- [X] H. Bayer, A. Krauss, T. Zaiczek, R. Stephan, O. Enge-Rosenblatt, M. A. Hein: „Ka-Band User Terminal Antennas for Satellite Communications [Antenna Applications Corner]“, Journalveröffentlichung in *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Ausgabe 58, Nr. 1, S. 76-88, 2016

- [XI] M. A. Hein, H. Bayer, A. Krauss, R. Stephan, C. Volmer, A. Heuberger, E. Eberlein, C. Ceip, M. Mehnert, A. Mitschele-Thiel, P. Driess, T. Volkert: „Perspectives for Mobile Satellite Communications in Ka-Band (MoSaKa)“, in Tagungsband: *4th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP'2010)*, Barcelona, Spanien, 2010
- [XII] E. Schäfer, J. Steinwandt, H. Bayer, A. Krauss, R. Stephan, and M. A. Hein: „Slotted-Waveguide Antennas for Mobile Satellite Communications at 20 GHz“, in Tagungsband: *17th International Student Seminar “Microwave and Optical Applications of Novel Phenomena and Technologies” (ISS-17)*, Ilmenau, Deutschland, S. 39-50, 2010
- [XIII] M. Schuehler, J. Bauer, A. Krauss, Rainer Wansch, M. A. Hein: „Phase Constant Measurement of Periodically Structured Surfaces-The Leaky-Wave Region“, in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Band: 9, S. 383-386, 2010
- [XIV] H. Bayer, C. Volmer, A. Krauss, R. Stephan, und M. A. Hein: „Tracking Antenna for Mobile Bi-Directional Satellite Communications in Ka-Band“, in Tagungsband: *2010 IEEE International Conference on Wireless Information Technology and Systems (ICWITS)*, Honolulu, Hawaii, 2010
- [XV] H. Bayer, A. Krauss, R. Stephan, und M. A. Hein: „Multimode Monopulse Tracking Feed with Dual-Band Potential for Land-Mobile Satellite Communications in Ka-Band“, in Tagungsband: *5th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP'2011)*, S. 1169–1172, Rom, Italien, 2011
- [XVI] H. Bayer, A. Krauss, R. Stephan, und M. A. Hein: „A Dual-Band Multimode Monopulse Tracking Antenna for Land-Mobile Satellite Communications in Ka-Band“, in Tagungsband: *6th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP'2012)*, Prag, Tschechische Republik, S. 2357–2361, 2012
- [XVII] H. Bayer, A. Krauss, R. Stephan, und M. A. Hein: „A High-Gain User Terminal Antenna for Land-Mobile Bi-Directional Satellite Communications in Ka-Band“, in Tagungsband: *34th ESA Antenna Workshop on Satcom User Terminal Antennas*, Noordwijk, Niederlande, 2012
- [XVIII] H. Bayer, A. Krauss, R. Stephan, und M. A. Hein: „Land-Mobile Ka-Band Satcom Tracking Antenna Employing a Printed Circuit Board Based Multimode Monopulse Feed“, in Tagungsband: *IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC'2014)*, S. 296–299, Palm Beach, Aruba, 2014
- [XIX] H. Bayer, A. Krauss, R. Stephan, und M. A. Hein: „A Compact Planar Feed Structure for Ka-Band Satcom-on-the-Move Tracking Antennas“, in Tagungsband: *9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP'2015)*, Lissabon, Portugal 2015
- [XX] H. Bayer, A. Krauss, R. Stephan, und M. A. Hein: „Compact Ka-Band Cassegrain Antenna with Multimode Monopulse Tracking Feed for Satcom-on-the-Move Applications“, in Tagungsband: *10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP'2016)*, Davos, Schweiz, 2016

Erklärung

Ich versichere, dass ich die vorliegende Arbeit ohne unzulässige Hilfe Dritter und ohne Benutzung anderer als der angegebenen Hilfsmittel angefertigt habe. Die aus anderen Quellen direkt oder indirekt übernommenen Daten und Konzepte sind unter Angabe der Quelle gekennzeichnet.

Bei der Auswahl und Auswertung folgenden Materials haben mir die nachstehend aufgeführten Personen in der jeweils beschriebenen Weise unentgeltlich geholfen:

1. Der Entwurf und die Herstellung der beiden mechanischen Azimut-Antennenpositionierer aus den Abschnitten 6.1 und 6.2 wurde durch das Unternehmen iMAR GmbH in St. Ingbert auf Basis der im Rahmen des Promotionsvorhabens erarbeiteten Spezifikationen realisiert. Die in Abb. 6.6 dargestellten Messergebnisse wurden ebenfalls durch das genannte Unternehmen ermittelt.
2. Die Simulation der azimutalen Fehlausrichtung des Demonstrators in Abb. 6.2 wurde durch den Kollegen Dr. Tobias Zaiczek vom Fraunhofer-Institut EAS in Dresden im Rahmen des gemeinsamen Fördervorhaben *KASYMOSA* (FKZ: 50YB1319) erstellt.

Weitere Personen waren an der inhaltlich-materiellen Erstellung der vorliegenden Arbeit nicht beteiligt. Insbesondere habe ich hierfür nicht die entgeltliche Hilfe von Vermittlungs- bzw. Beratungsdiensten (Promotionsberater oder anderer Personen) in Anspruch genommen. Niemand hat von mir unmittelbar oder mittelbar geldwerte Leistungen für Arbeiten erhalten, die im Zusammenhang mit dem Inhalt der vorgelegten Dissertation stehen.

Die Arbeit wurde bisher weder im In- noch im Ausland in gleicher oder ähnlicher Form einer Prüfungsbehörde vorgelegt.

Ich bin darauf hingewiesen worden, dass die Unrichtigkeit der vorstehenden Erklärung als Täuschungsversuch bewertet wird und gemäß § 7 Abs. 10 der Promotionsordnung den Abbruch des Promotionsverfahrens zur Folge hat.

Alexander Krauß

Ilmenau, den 07.03.2017