



Smart Antenna Terminal 3

Das diesem Bericht zugrunde liegende Vorhaben wurde mit Mitteln des **Bundesministerium für Wirtschaft und Technologie (BMWi)** durch das **Deutsche Zentrum für Luft- und Raumfahrt e.V. (DLR)** unter dem Förderkennzeichen 50 YB 0709 gefördert.

Abschlussbericht

Förderzeitraum: 01.04.2007 - 30.04.2011

BENJAMIN ROHRDANTZ, KARSTEN KUHLMANN, ALEXANDER GEISE,
ALEXANDER STARK, ARNE F. JACOB

Institut für Hochfrequenztechnik der TU Hamburg-Harburg

ACHIM DREHER, LUKASZ GREDA, MARCOS HECKLER

Institut für Kommunikation und Navigation DLR, Oberpfaffenhofen

CHRISTIAN HUNSCHER

Astrium GmbH

FRANK WÖTZEL

EPAK GmbH

DIETRICH ZAHN, SEBASTIAN LÖFFLER

Cicor Microelectronics (RHe Microsystems GmbH)

Inhaltsverzeichnis

| | | |
|----------|---|----------|
| 1 | Übersicht | 1 |
| 1.1 | Einleitung | 1 |
| 1.2 | Systemaspekte (Astrium) | 2 |
| 1.2.1 | Einführung | 2 |
| 1.2.2 | Spezifikationen | 2 |
| 1.2.3 | Satellitenseitige Entwicklungen (2007-2011) | 4 |
| 1.2.4 | Aeronautische Entwicklungen | 5 |
| 1.3 | Projektziele | 6 |
| 2 | Systemkonzepte und Architektur | 8 |
| 2.1 | Gesamtsystemüberblick | 8 |
| 2.2 | Untersuchung verschiedener Arraykonfigurationen (DLR) | 11 |
| 2.3 | Entwicklung des Rx-Einzelstrahlers (DLR) | 13 |
| 2.3.1 | Anforderungen | 13 |
| 2.3.2 | Multilayerkonzepte | 16 |
| 2.3.3 | Einzelstrahler | 18 |
| 2.3.4 | Einzelstrahler mit integriertem Hybrid | 22 |
| 2.3.5 | Einzelstrahler mit integriertem Hybrid und Richtkoppler | 26 |
| 2.4 | Gefertigte Rx-Einzelstrahler und Messergebnisse (DLR) | 26 |
| 2.5 | Strahlungseigenschaften eines Rx-Arrays (DLR) | 30 |
| 2.6 | Rx-System | 42 |
| 2.6.1 | Antennen für Polarisationsmultiplex | 42 |
| 2.6.2 | HF-Module | 45 |

| | | |
|----------|--|------------|
| 2.6.3 | Manifold und Kühlung | 50 |
| 2.6.4 | Synthesizer | 55 |
| 2.6.5 | ZF-Stufe | 57 |
| 2.6.6 | Basisbandboards | 59 |
| 2.6.7 | Software | 61 |
| 2.7 | Hybride Konzepte | 61 |
| 2.7.1 | X-Y-Konzept | 61 |
| 2.7.2 | Weitergehende Hybride Konzepte | 62 |
| 2.8 | Tx-Module | 65 |
| 2.8.1 | Antennen | 65 |
| 2.8.2 | HF-Frontend | 68 |
| 2.8.3 | Manifold und Kühlung | 75 |
| 2.9 | Gegenstelle | 78 |
| 2.9.1 | Antennen | 78 |
| 2.9.2 | HF-Stufe | 80 |
| 2.9.3 | Satellitenmodems | 80 |
| 2.10 | Kalibrierung | 81 |
| 2.10.1 | Kalibrierverfahren | 81 |
| 2.10.2 | In-Situ-Probes | 82 |
| 3 | Integration und Messkammer | 86 |
| 3.1 | Integration | 86 |
| 3.2 | Messkammer | 89 |
| 3.2.1 | Systemaufbau in der Messkammer | 89 |
| 3.2.2 | Ergebnisse aus der Messkammer | 91 |
| 4 | Demonstration | 97 |
| | Abkürzungsverzeichnis | 101 |
| | Abbildungsverzeichnis | 102 |

| | |
|----------------------|-----|
| Tabellenverzeichnis | 110 |
| Literaturverzeichnis | 111 |

Kapitel 1

Übersicht

1.1 Einleitung

Breitbandige Datenkommunikation ist inzwischen ein wesentlicher Bestandteil unseres heutigen Lebens geworden. Diese Entwicklung setzte im Heimbereich durch eine starke Verbreitung breitbandiger DSL- und Kabelzugängen ein und schreitet in den letzten Jahren zunehmend auch im mobilen Bereich stark voran. Hier ist die Kerntechnologie der Mobilfunk, insbesondere die Mobilfunknetze der 3. Generation. Dies ist die Reaktion auf die zunehmende Bedeutung von E-Mail-Kommunikation, Sozialen Netzwerken und professionellen VPN-Verbindungen für den Zugang zu Firmennetzen („Cloud-Computing“). Besonders deutlich wird diese Entwicklung durch die stetig wachsende Anzahl sogenannter Smartphones, aber auch durch die mobile Nutzung von Notebooks.

Diese Vernetzung ist durch eine dichte Technologieinfrastruktur im urbanen Bereich weit voran geschritten. Im ländlichen, maritimen und aeronautischen Bereich ist diese jedoch mangels Reichweite weitestgehend nicht vorhanden. Lösungsansätze gibt es für den ländlichen Bereich beispielsweise durch WiMAX. Eine vielsprechende Alternative ist der Einsatz von neueren Ka-Band Satelliten, die durch eine hohe verfügbare Bandbreite hohe Datenraten erreichen können. Satellitenkommunikation erfordert jedoch Antennen mit hohem Gewinn, was durch die schmale Strahlbreite bei der mobilen Kommunikation zu Problemen führt.

Das Projekt SANTANA 3 beschäftigt sich mit einem Lösungsansatz zur Realisierung von Ka-Band Satellitenkommunikation mit mobilen Terminals. Dazu wird ein planares Array mit digitaler Strahlsteuerung verwendet. Dies ermöglicht u.a. instantane Strahlschwenkung, schnelle Zielfindung, gezielte Störerunterdrückung und Mehr-Ziel-Kommunikation [1]. Im Vergleich zu SANTANA 2 wurde der Fokus hierbei stärker auf die Mobilität und Skalierbarkeit der Terminals gelegt.

1.2 Systemaspekte (Astrium)

1.2.1 Einführung

Die allgemeine technische Entwicklung während der Laufzeit des Fördervorhabens „SANTANA 3“, sowohl im terrestrischen Bereich, als auch im Raumsegment, haben die in „SANTANA 2“ angesetzten Annahmen nicht nur bestätigt, sondern bei Weitem übertroffen. Damit ist die ursprünglich aus dem nicht realisierten Euroskyway-Szenario abgeleitete Systemspezifikation nach wie vor die Grundlage für die Auslegung des SANTANA-Systems. Insbesondere die Wahl des Ka-Bands hat sich durch die Realisierung zahlreicher Satellitensysteme in den letzten vier Jahren, zunächst in Nordamerika, nun aber auch in Mittel-Europa, als richtig erwiesen.

Grundsätzlich steht die Entwicklung eines smarten Antennen-Terminals vor dem Hintergrund einer wachsenden Nachfrage nach Breitband-Kommunikationssystemen für aeronautische Anwendungen (Schlagworte: „Internet in the Sky“, „Inflight-Entertainment“), die prinzipiell auch für Datenübertragung zwischen Fahrzeugen oder Schiffen mit Satelliten einsetzbar sind. Insbesondere für die Betrachtung maritimer Systeme wurde in „SANTANA 3“ die Firma EPAK GmbH, Leipzig, eingebunden. Die hohe Flexibilität derartiger Systeme, vor allem das schnelle Nachführen der Strahlungskeulen, die Strahlformung, Ausblenden von Störern bzw. Sende- und Empfangsmöglichkeit in Bezug auf mehrere Satelliten zur gleichen Zeit, wird durch aktive Antennen mit **digitalem „Beamforming“** (DBF) erreicht, welches der konventionell mechanisch-schwenkbaren Antenne in vielen Belangen weit überlegen ist.

Das ausgewählte Ka-Band stellt im 20 GHz bzw. 30 GHz Bereich ausreichend Bandbreite für die anvisierten Datenmengen in der Größenordnung mehrerer Megabyte pro Sekunde zur Verfügung. Allerdings muss auf Grund des großen Bandabstandes von ca. 10 GHz die Entwicklung von separaten Sende- und Empfangskomponenten in Kauf genommen werden. Ein typisches Anwendungsszenario ist in der Abbildung 1.1 zu sehen.

1.2.2 Spezifikationen

Zur besseren Orientierung ist die in der Phase 2 des Vorhabens definierte Systemspezifikation nachfolgend nochmals zusammengefasst. Die wesentlichen Parameter wurden durch inzwischen realisierte Ka-Band Systeme eindeutig bestätigt.

- Auf- und Abwärtsstrecke im Ka-Band (Uplink 30 GHz, Downlink 20 GHz)
- Minimal verfügbare operationelle Bandbreite jeweils 500 MHz
- Unsymmetrische Datenübertragung mit Datenraten von bis zu 32.8 Mb/s im Downlink und 2 Mb/s im Uplink



Abbildung 1.1: SANTANA typische Anwendung.

- Der Satellit steht über Europa (z.B. 5° Ost)
- EIRP (Äquivalente isotrope Strahlungsleistung) am Gebietsrand (EoC) mindestens 54.2 dBW
- Satelliten G/T (Gewinn über Temperatur): 13 dB/K

Aus diesen System-Kenndaten leiten sich unter Berücksichtigung der Link-Budgets sowie realistischer Annahmen für die Antennenumgebung wiederum die Schlüsselparameter für das komplette SANTANA-Terminal ab.

Dabei werden für die EIRP minimal 40 dBW und für den G/T 9.5 dB/K angenommen. Die Wahl der zirkularen Polarisation erleichtert die Antennenunterbringung, da im Gegensatz zur linearen Polarisation keine exakte Ausrichtung bzw. Nachführung benötigt wird. Für Nebenkeulen (einschließlich der aus der Gruppencharakteristik resultierenden „Grating Lobes“) sowie die jeweils ungewünschte Polarisation (Kreuzpolarisation) gelten die fest definierten Masken nach ETSI.

Es ist außerdem sehr wichtig, dass die Umweltbedingungen auf einem Linien- oder Geschäftsflugzeug unter den Gesichtspunkten mechanischer Robustheit, Temperaturschwankungen und Strömungsmechanik für eine spätere Realisierung betrachtet werden. Wie wichtig diese Parameter sind, zeigt die Tatsache, dass ein bereits realisiertes Konzept einen zusätzlichen Treibstoffverbrauch verursacht, der dem von fünf zusätzlichen Passagieren entspricht, und damit die Rentabilität des Systems deutlich einschränkt.

Typische Anforderungen wurden bereits mit Flugzeugherstellern diskutiert, aber noch nicht für den Demonstrator in der aktuellen Phase umgesetzt.

Um das künftige System in einer industriellen Fertigungstechnik innerhalb eines akzeptablen Kostenrahmens herzustellen wurden weitere Industriepartner direkt in das Fördervorhaben eingebunden. Neben der bereits erwähnten Firma EPAK GmbH, Leipzig, die sich mit der Herstellung und Vermarktung maritimer Antennensysteme mit automatischer Satelliten-Nachführung beschäftigt, wurde speziell für Aspekte einer späteren Serienfertigung die inzwischen zur Cicor Gruppe gehörende Firma RHe Microsystems GmbH, Radeberg, beratend hinzugezogen.

1.2.3 Satellitenseitige Entwicklungen (2007-2011)

Nach den verschiedenen Höhen und Tiefen zwischen 2000 und 2006 haben sich quasi parallel zur Laufzeit von „SANTANA 3“ die Entwicklungen auf dem Ka-Band Satellitenmarkt stabilisiert. Eine Vorreiterrolle übernahmen dabei Systeme, die auf den nordamerikanischen Markt zugeschnitten sind (Viasat/Wildblue, Anik F2, Spaceway 3/Hughes ...). Mit der Beauftragung von Ka-Sat durch EUTELSAT sowie von Hylas durch AVANTI hat sich dieser Trend inzwischen auch für Europa bestätigen lassen. Das Ka-Sat System übertrifft mit ca. 80 Spot-Beams à 900 Mb/s die Übertragungskapazität eines herkömmlichen Ku-Band Satelliten um mehr als das 10fache. Dabei sind die ca. 0.5° breiten Beams nach dem sogenannten Vierfarbenschema angeordnet, in dem sich jeweils benachbarte Strahlungskeulen in der Frequenz und/oder in der Polarisationsausrichtung unterscheiden. Zu den Hauptanwendungen gehört die Versorgung von mehr als 15 Millionen Haushalten in Europa mit schnellen DSL-Verbindungen z.B. über den Breitbanddienst „ToowayTM“. Ein typisches Beispiel für die Ausleuchtung im Vierfarbenschema ist in Abbildung 1.2 gegeben.

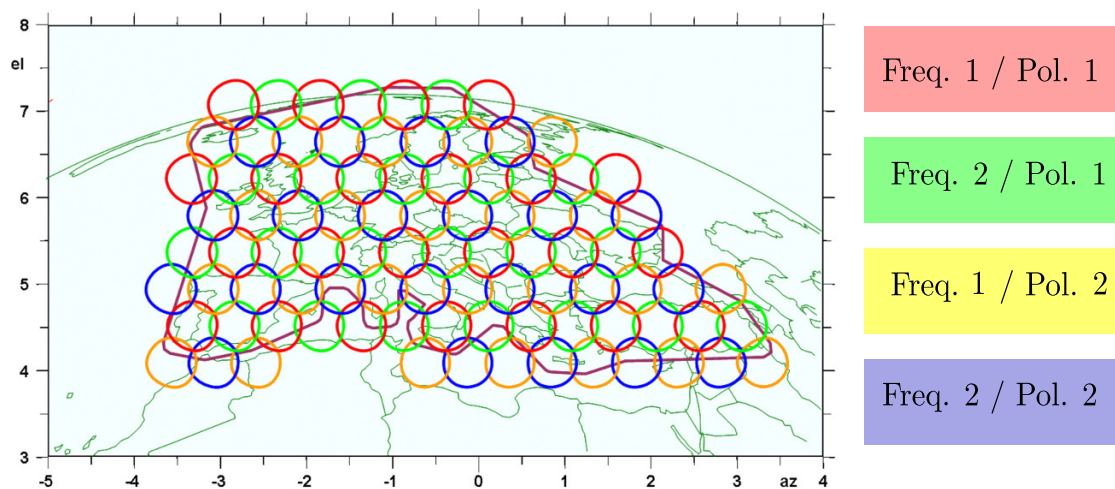


Abbildung 1.2: Vierfarben-Topologie für Ka-Band Beams über Europa.

Um die Vierfarben-Topologie umzusetzen, werden auf Ka-Sat vier kombinierte Sende- und Empfangsantennen benötigt, die nach dem Single Feed per Beam Konzept arbeiten. Im entsprechenden DLR-Fördervorhaben „Medusa“ (Mehrmodige Multispotbeam Antenne, Fördekennzeichen 50YB0714) wurde kürzlich eine Technologie entwickelt, mit der die Vierfarben-Topologie durch insgesamt zwei Antennen (eine Sende-, eine Empfangsantenne) realisiert werden kann. Diese Technologie ist auch ein möglicher Kandidat für die Heinrich-Hertz Mission (H2-Sat), in deren Rahmen dann ein entsprechendes Bodenexperiment mit der SANTANA-Technologie durchgeführt werden könnte. Entsprechende Vorüberlegungen bis hin zu Linkberechnungen wurden im Rahmen des aktuellen Vorhabens bzw. der Phase A Studie von H2-Sat bereits durchgeführt.

Während Ka-Sat mit einigen Hotbird-Satelliten auf der Orbitposition 9° Ost ko-lokiert ist, wird der von dem britischen Start-Up Unternehmen AVANTI beauftragte und von ESA mit finanzierte Hylas Satellit acht Ka-Band Spotbeams von der Position 33.5° West anbieten. Damit wird breitbandiger Internet-Zugang in über 20 Ländern ermöglicht. Beide Satelliten wurden Ende 2010 erfolgreich gestartet und 2011 dem Endkunden übergeben. Auf Grund der hervorragenden Resonanz sind bereits weitere Ka-Band Satellitensysteme für Europa in Auftrag bzw. in Planung, u.a. Thor 6 der nach dem Vorbild der Inmarsat-Satelliten auch maritime Kunden (in der Ostsee) versorgen soll. Auch der typischerweise auf das L-Band fokussierte Betreiber Inmarsat hat mit dem bereits beauftragten Global Xpress-Satelliten den Einstieg ins Ka-Band begonnen – einschließlich des Aufbaus der benötigten Boden-Infrastruktur.

1.2.4 Aeronautische Entwicklungen

Alle bisher bekannten Entwicklungen sind frequenzmäßig auf das Ku-Band limitiert, mit allen damit verbundenen, bereits erwähnten Einschränkungen.

Das 2001 gestartete System „Connexion by Boeing“ ermöglichte bereits einen Betrieb für „Internet in the Sky“, an dem sich 12 Airlines beteiligt hatten, darunter auch die Lufthansa (Deutschland). Insgesamt wurde der Service auf 156 Flugzeugen installiert. Erstaunlicherweise hat sich keine in den Vereinigten Staaten ansässige Airline beteiligt. Dies wurde damit begründet, dass sich die US Airlines eher auf nationale Billig-Kunden ausrichten, die Rüstkosten bzw. den Treibstoffmeherverbrauch scheuen und nach dem 11. September 2001 eher in eine Erweiterung der Sicherheitssysteme investiert haben. Die europäischen und asiatischen Airlines sehen dagegen in dem zusätzlichen Service den differenzierenden Faktor (Premium Ausstattung). Satellitenseitig wurden von „Connexion by Boeing“ geostationäre Ku-Band Kommunikationssatelliten rund um den Erdball angemietet.

Die deutsche Lufthansa hatte seit Mitte 2003 über 60 Langstreckenflugzeuge mit dem notwendigen Equipment ausgestattet und durchaus positive Erfahrungen mit den angebotenen Diensten gesammelt. Trotzdem geriet „Connexion by Boeing“ in negative Schlagzeilen und hat Ende 2006

den Dienst eingestellt, offensichtlich weil die hohen Installationskosten nicht eingespielt werden konnten (man spricht von \$400.000 pro Flugzeug).

Unabhängige Analysten sagen, dass „Connexion“ zwar ein guter Service, aber kein Geschäft für Boeing war. Ursprünglich übertrafen die Zusagen für die Ausrüstung von 1500 Flugzeugen deutlich die Rentabilitätsgrenze, die mit 700 Flugzeugen abgeschätzt wurde. Allerdings wurde das Geschäft durch den Rückzieher der US-Airlines defizitär. Nur ca. ein Drittel der Kosten von jährlich ca. 150 Mio. Dollar sollen tatsächlich eingespielt worden sein (Quelle: ATW, Oktober 2006). Offensichtlich stand die weltweite Anmietung von Transpondern nicht im Verhältnis zur tatsächlichen Nutzung auf eingeschränkten Routen. Insbesondere auf den Transatlantikrouten wurde der Service nicht einmal zu 5% in Anspruch genommen, da den Reisenden offensichtlich auf diesen Strecken die Ruhe wichtiger war. Kurz- und Mittelstreckenflugzeuge waren aber nicht hinreichend mit dem Equipment ausgestattet.

Experten waren aber bereits 2006 der Meinung, dass ein Nachfolgesystem durchaus Chancen haben könnte, falls man aus den Erfahrungen mit „Connexion“ die richtige Schlüsse zieht und entsprechend umsetzt.

Inzwischen konnte ein neues System durch die Firma Panasonic Avionics konzipiert werden, welches unter dem Trademark „eXConnect“ seit 2009 auf ausgewählten Flug-Verbindungen Internet-Zugang über Ku-Band Satelliten ermöglicht. Die Kosten für den Nutzer liegen dabei in der Größenordnung von \$12 pro Stunde bis \$22 pro Flug. Die eingesetzten nachführbaren Ku-Band Antennen basieren dabei auf einer semi-mechanischen Lösung mit Schlitzstrahler-Arrays. Durch vereinfachte Installation und geringeren Wartungsaufwand für die Airlines sollen die Kosten deutlich unter denen des „Connexion-Systems“ liegen.

1.3 Projektziele

Die Rahmenparameter für die Entwicklung des SANTANA-Terminals basieren ursprünglich auf dem „EuroSkyWay-System“ und wurden in Abschnitt 1.2.2 genauer spezifiziert. Das Projekt SANTANA 3 knüpft dabei direkt an das Forschungsprojekt SANTANA 2 an. Dort wurde ein Technologiedemonstrator aus vier Modulen mit je 4x4 Antennenelementen verwendet, der stationär verwendet wurde, während sich die Gegenstelle auf einem Flugzeug befand.

In SANTANA 3 soll durch eine ausgereifte Technologie die mobile Verwendung des Demonstrators ermöglicht werden. Konkret soll das fertige Terminal auf einem Versuchsfahrzeug montiert werden und auch während der Fahrt eine unterbrechungsfreie Übertragung mit der Gegenstelle ermöglichen. Diese Gegenstelle wird stationär betrieben und simuliert einen geostationären Satelliten. Durch sie können Multimediainhalte sowie Internetzugang im Fahrzeug bereit ge-

stellt werden. Die mobile Nutzung erfordert ein neues mechanisches Konzept, da der turmartige Aufbau aus SANTANA 2 nicht die nötige Stabilität bietet.

Eine weitere notwendige Entwicklung betrifft die Skalierbarkeit. Für Satellitenkommunikation mit hohen Datenraten ist eine Antenne mit vielen tausenden Kanälen nötig. Um dies realisieren zu können, muss die Antennen in verschiedenen Bereichen skalierbar gestaltet sein. Zum einen müssen die Antennenmodule und die Modulaufnahme (Manifold) mechanisch skalierbar sein. Zum anderen benötigt die digitale Strahlformung eine Prozessierung jedes einzelnen Kanals von der HF bis ins Basisband. Diese hohe Schaltungs- und Signalverarbeitungskomplexität ist für große Antennen nur schwer und unter hohen Kosten und Energieaufwand zu realisieren. Deshalb müssen Konzepte erstellt werden, die den Schaltungsaufwand bei großen Arrays deutlich reduzieren. In Betracht hierfür kommen beispielsweise Systeme, die digitale und analoge Strahlformung (Phased Array) kombinieren.

Kapitel 2

Systemkonzepte und Architektur

2.1 Gesamtsystemüberblick

SANTANA ist ein Kommunikationssystem zum Senden und Empfangen von Daten über eine direkte Sichtverbindung im Ka-Band. Zum Senden (Tx) werden digitale Daten von einer externen Quelle übernommen, zur Übertragung vorbereitet und über eine Antenne abgestrahlt. Im Gegensatz dazu wird das elektrische Signal im Empfänger (Rx) von einer Antenne empfangen, im Anschluss aufbereitet und ausgewertet, um anschließend in digitaler Form an eine Senke übergeben zu werden [2, 3].

Um mehreren Kommunikationspartnern gleichzeitig eine hohe Datenrate garantieren zu können, ist die Bandbreite für Rx und Tx mit 500 MHz spezifiziert. Das für den Empfang verwendete Frequenzband reicht von 19,7 GHz bis 20,2 GHz und unterscheidet sich somit signifikant vom Sendefrequenzband, das sich von 29,5 GHz bis 30 GHz erstreckt. Dieser erhebliche Unterschied macht die Konstruktion getrennter Sende- und Empfangseinheiten notwendig. Die Unterteilung erfolgt in drei Frequenzbereiche:

1. Basisband (BB)
2. Zwischenfrequenz (ZF)
3. Hochfrequenz (HF).

Die zweifache Frequenzumsetzung von Basisband über die Zwischenfrequenz zur Hochfrequenz nach dem Superheterodynprinzip vereinfacht die Konstruktion der benötigten Filter und Verstärker. Während das Rx- und das Tx-Basisbandmodul noch einen ähnlichen Aufbau besitzen, weicht dieser bei den Zwischen- und Hochfrequenzmodulen deutlich voneinander ab.

Abbildung 2.1 stellt den Aufbau eines Kanals des Senders dar. Das Basisbandsignal wird auf 14 MHz umgesetzt und der Tx-ZF-Stufe übergeben. Dort wird es gefiltert und anschließend auf

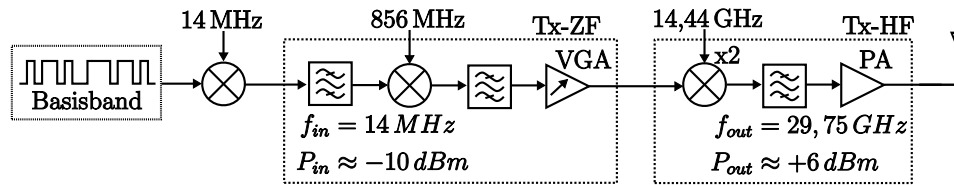


Abbildung 2.1: Blockschaltbild eines Tx-Kanals.

870 MHz hochgemischt. Im Anschluss erfolgt eine weitere Filterung und die Anhebung auf einen konstanten Signalpegel mittels einer steuerbaren Verstärkerkette (VGA).

Die Signalverarbeitung in der HF-Stufe beginnt mit der Umsetzung des Signals auf knapp 30 GHz und setzt sich mit der Filterung der Spiegelfrequenz fort. Zuletzt wird in einem Endstufenverstärker (PA) die Leistung auf ungefähr +6 dBm erhöht und das Signal über eine Antenne abgestrahlt.

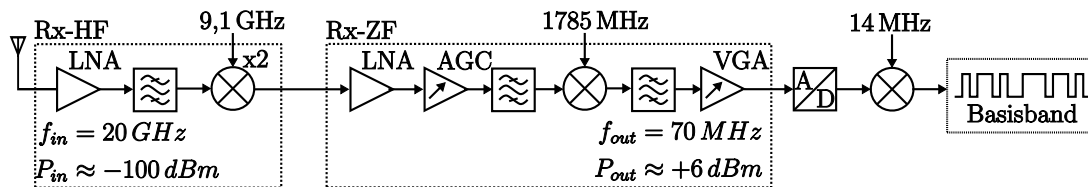


Abbildung 2.2: Blockschaltbild eines Rx-Kanals.

Das Blockschaltbild eines Rx-Kanals in Abbildung 2.2 deutet an, dass die Leistung des empfangenen Signals am Beginn der Rx-HF-Stufe etwa -100 dBm beträgt. Der Signalpegel wird nun zunächst mit einem rauscharmen Verstärker (LNA) angehoben. Zur Vorbereitung auf den Mischprozess wird die Spiegelfrequenz durch Filterung unterdrückt. Das Signal kann nun durch einen subharmonischen Mischer auf die Zwischenfrequenz von 1855 MHz heruntorgemischt werden.

Bei der Zwischenfrequenz wird durch eine Kaskadierung verschiedener Verstärker der Signalpegel bis auf etwa +6 dBm angehoben. Zunächst erfolgt eine rauscharme Verstärkung, gefolgt von einer automatischen Verstärkungsregelung (AGC) und einer Bandpassfilterung. Danach wird das Signal auf 70 MHz gemischt, gefiltert und verstärkt. Mittels eines Analog-Digital-Umsetzers (ADC) und einer digitalen Multiplikation wird das Basisbandsignal erzeugt. Um eine optimale Abtastung mit dem ADC zu ermöglichen, ist ein konstanter Signalpegel nötig, der durch die AGC- und VGA-Verstärker der ZF-Empfangsstufe gewährleistet werden kann.

Die Besonderheit im SANTANA-Basisband ist die digitale Formung der Abstrahlcharakteristik (DBF) des gesamten Gruppenstrahlers. Diese erfordert, dass jede Rx- und Tx-Antenne einen

eigenen Kanal mit vollständiger Signalverarbeitung (vgl. Abbildung 2.1 und 2.2) erhält. Die Strahlformung und Strahlsteuerung wird durch Anpassung von Phase und Amplitude im komplexen (digitalen) Basisband erreicht. Um Fehler in der Strahlformung zu vermeiden, ist es wichtig, die Amplituden- und Phasenbeziehung jedes einzelnen Kanals genau zu kennen. Dazu werden die einzelnen Kanäle kalibriert und die Kalibrierung kann in den Gewichtungskoeffizienten berücksichtigt werden.

Der Empfänger besteht aus den Antennen und der gleichen Anzahl analoger HF- und ZF-Kanäle. Am Ausgang der ZF wird das 70 MHz Signal für jeden Kanal mit einem 56 MHz ADC unterabgetastet. Diese sogenannte Bandpassunterabtastung entspricht dem digitalen Mischen des Signals auf 14 MHz. Mittels eines digitalen Multiplizierers erfolgt im Anschluss die Umsetzung in das komplexe Basisband. Die empfängerseitige Strahlformung erfolgt durch Multiplikation mit einem komplexen Gewichtungsfaktor unter Berücksichtigung der Kalibrierung. Am Ende dieser Kette werden die Signale aller Antennenkanäle addiert. Das so erhaltene Summensignal kann nun für die „einkanalige“ Datenübertragung beispielsweise mit einem Satellitenmodem genutzt werden. Der Rx-Systemaufbau ist in Abbildung 2.3 skizziert.

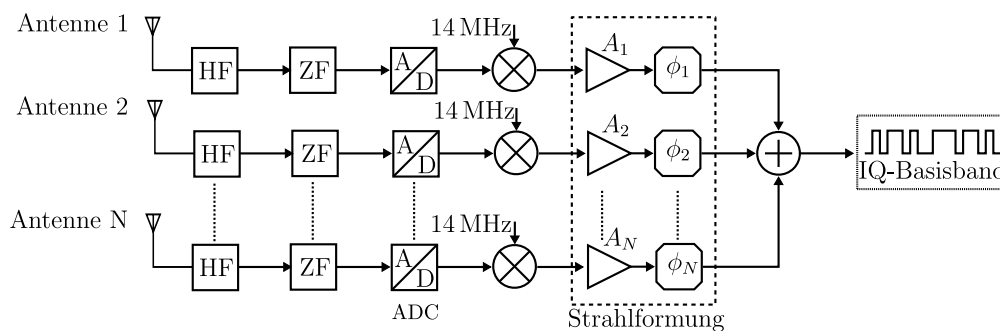


Abbildung 2.3: Basisband und Strahlformung des SANTANA-Empfangsteils.

Für den Fall des in Abbildung 2.4 illustrierten Senders wird ein digitales Basisbandsignal auf einzelne Kanäle verteilt und im Anschluss im Strahlformer mit einem komplexen Gewichtungskoeffizient multipliziert. Diese Multiplikation beinhalten die Kalibrierung und die am Steuerrechner bestimmten Werte für die gewünschte Abstrahlcharakteristik. Im Anschluss erfolgt das digitale Hochmischen durch Multiplikation an einer komplexen 14 MHz Schwingung. Die Signale werden mit 56 MHz Abtastrate digital-analog-gewandelt und bandpassgefiltert, um unerwünschte spektrale Inhalte zu entfernen. Die weitere Bearbeitung bis zur Antenne erfolgt durch die Zwischenfrequenz- und die Hochfrequenzstufe.

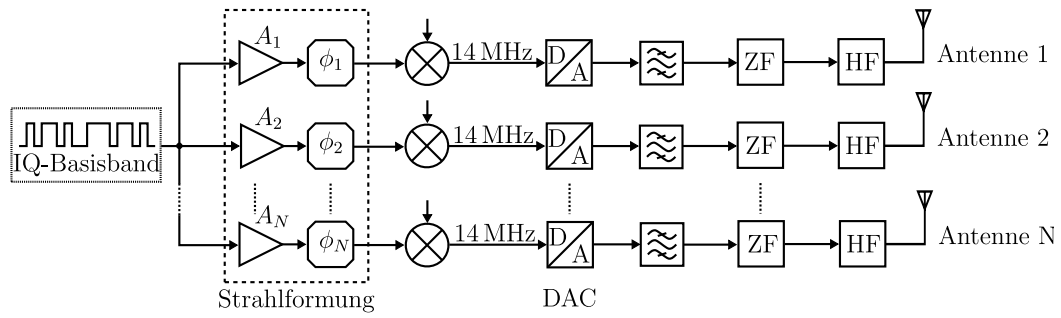


Abbildung 2.4: Basisband und Strahlformung des SANTANA-Sendeteils.

2.2 Untersuchung verschiedener Arraykonfigurationen (DLR)

Zur Entwicklung der Rx-Antenne gehört auch die Untersuchung der Anordnung der Einzelstrahler im Array. In der vorigen Version (SANTANA 2), wurde die in Abbildung 2.5a dargestellte Anordnung verwendet. Zum Vergleich ist auch die klassische sequentielle Rotation in Abbildung 2.5b wiedergegeben. Die erste Anordnung unterscheidet sich von der zweiten durch eine zusätzliche Rotation von zwei 2x2-Subarrays. Hierdurch soll die Entstehung von Grating-Lobes in der kreuzpolaren Komponente minimiert werden. Um bessere Ergebnisse zu erzielen, sollte diese Drehung für jedes 4x4-, 8x8-, 16x16- usw. Array wiederholt werden. Aus diesem Grund ist diese Konfiguration für den Aufbau großer Arrays viel komplizierter zu implementieren als die klassische sequentielle Rotation.

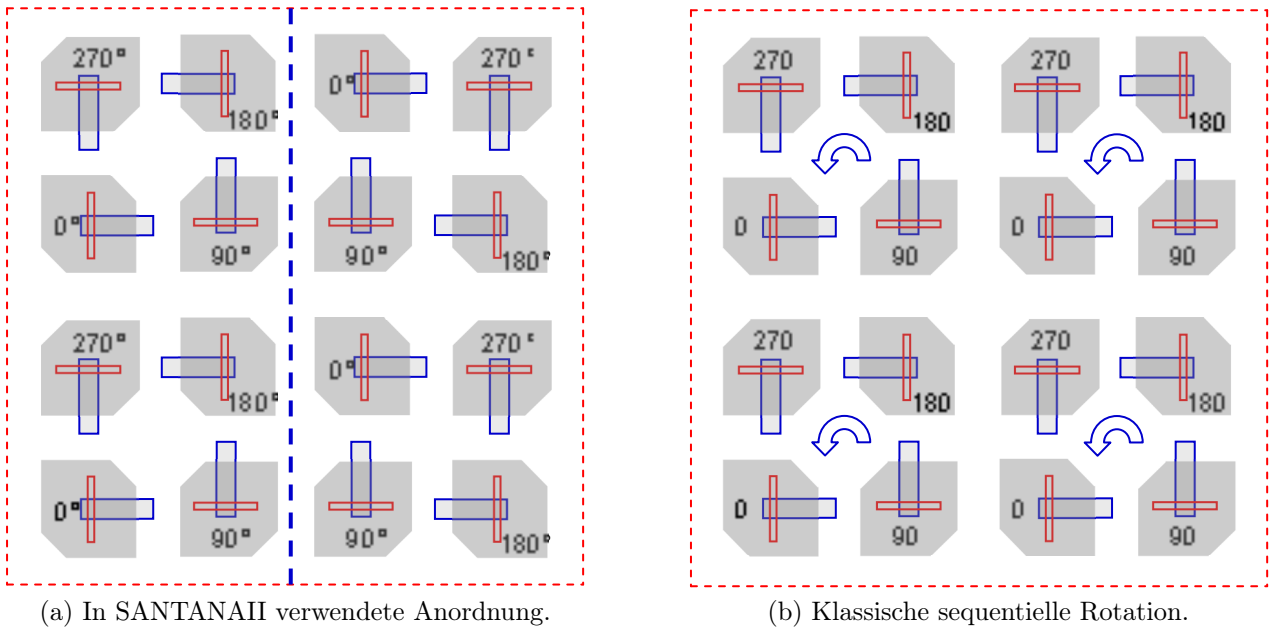


Abbildung 2.5: Anordnungen mit sequentieller Rotation.

Der Einfluss der beiden Anordnungen auf die Strahlungseigenschaften bei einem Elementabstand von $0,5 \lambda_0$ wurde untersucht. Hierzu wurde der Einzelstrahler aus SANTANA 2 verwendet. Dabei wurden zwei Fälle untersucht. Im ersten Fall entsprechen die Eigenschaften des Einzelstrahlers genau dem erwünschten simulierten Verlauf (optimal). Im zweiten Fall wurden typische Effekte von Fertigungsfehlern bzw. Toleranzen in den Materialeigenschaften (z. B. Dielektrizitätskonstante) berücksichtigt (nicht optimal). Dabei erhöhte sich das Minimum des Achsenverhältnisses (AR) und verschob sich zu tieferen Frequenzen. Dieser Effekt ist in Abbildung 2.6 dargestellt. Die Werte für das Achsenverhältnis werden jeweils bei drei Frequenzen für den optimalen bzw. nicht-optimalen Fall angegeben.

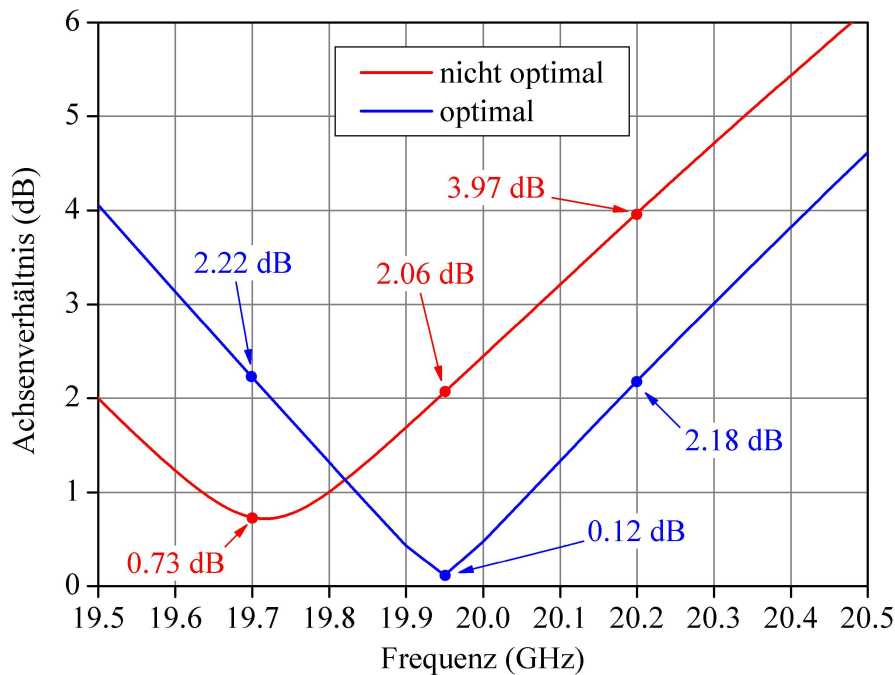


Abbildung 2.6: Simuliertes Achsenverhältnis des Einzelstrahlers aus dem Projekt SANTANA II.

Berücksichtigt man den nicht-optimalen Fall, so hat man das bestmögliche Achsenverhältnis von 0,73 dB bei 19,7 GHz. Dies entspricht der niedrigsten Frequenz des gewünschten Bandes. Das Verhalten des Strahlungsdiagramms für 4x4-Arrays mit den zwei verschiedenen Anordnungen und bei 19,7 GHz ist in Abbildung 2.7 bis Abbildung 2.10 dargestellt. Man kann deutlich sehen, dass bei der klassischen Rotation eine der Nebenkeulen in die Richtung $\phi = 225^\circ$ wandert, wenn die Hauptkeule in Richtung $\phi = 45^\circ$ gesteuert wird. Dies tritt für die andere Anordnung nicht auf, da man eine Region erhält, in der die Energie auf mehrere Keulen mit niedrigeren Pegeln verteilt wird. In Abbildung 2.10 ist die Keule in der kreuzpolaren Komponente bei $\phi = 225^\circ$ um 22 dB unterhalb des Pegels der Hauptkeule der Hauptkomponente, was einer guten Qualität des Strahlungsdiagramms entspricht.

Zu höheren Frequenzen hin verschlechtert sich das Achsenverhältnis des Einzelstrahlers (Abbildung 2.6). Die Auswirkung dieser Eigenschaft auf das Strahlungsdiagramm eines 4x4-Arrays ist in Abbildung 2.11 und Abbildung 2.12 dargestellt. Es ist zu erkennen, dass eine Verschlechterung im Achsenverhältnis des Einzelstrahlers direkte Auswirkung auf den Pegel der Nebenkeule der kreuzpolaren Komponente hat. Deshalb werden bessere Ergebnisse erzielt, wenn das Array mit Einzelstrahlern entwickelt wird, die eine hohe Polarisationsreinheit besitzen.

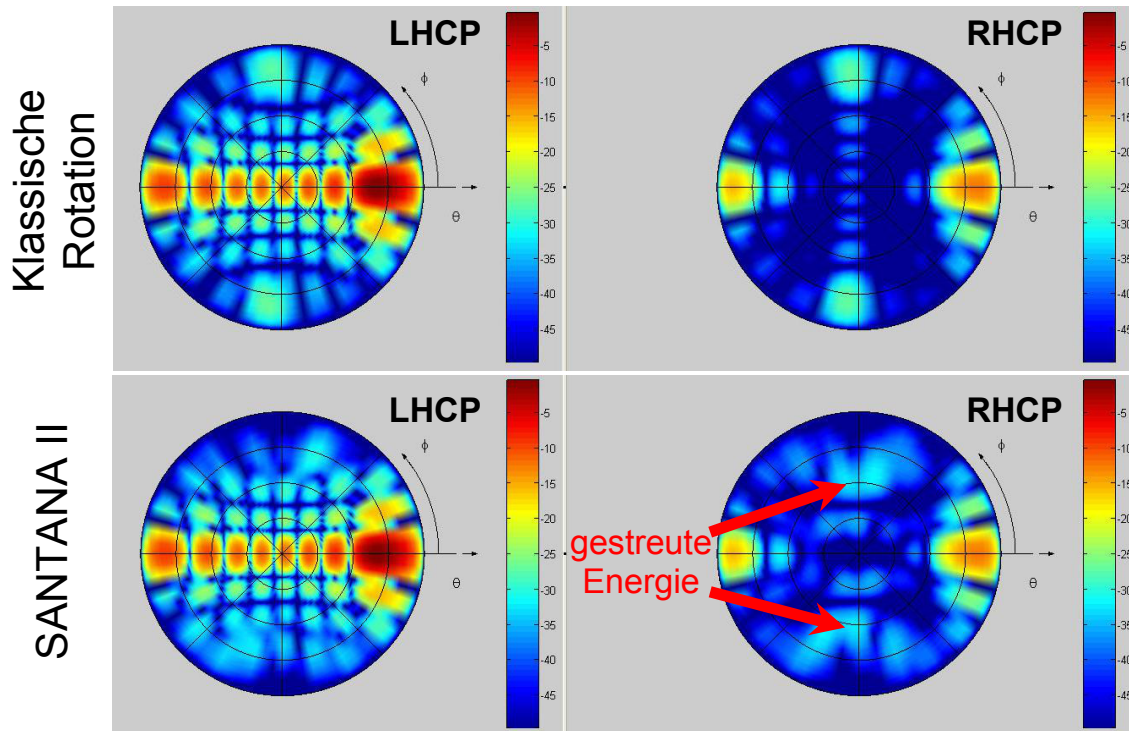


Abbildung 2.7: Simulationsergebnisse bei 19,7 GHz bei Schwenkung auf $\theta = 60^\circ$ und $\phi = 0^\circ$. Das Achsenverhältnis des Einzelstrahlers Richtung Boresight beträgt 0,73 dB.

2.3 Entwicklung des Rx-Einzelstrahlers (DLR)

Für das Empfangsmodul (Rx) wurde ein Einzelstrahler in Streifenleitungstechnologie entwickelt. Die wichtigsten Punkte der Entwicklung werden in den nächsten Abschnitten beschrieben.

2.3.1 Anforderungen

Für die Entwicklung des Einzelstrahlers wurden die folgenden Anforderungen hinsichtlich des Empfangsmoduls berücksichtigt:

- Frequenzband: 19,7 – 20,2 GHz

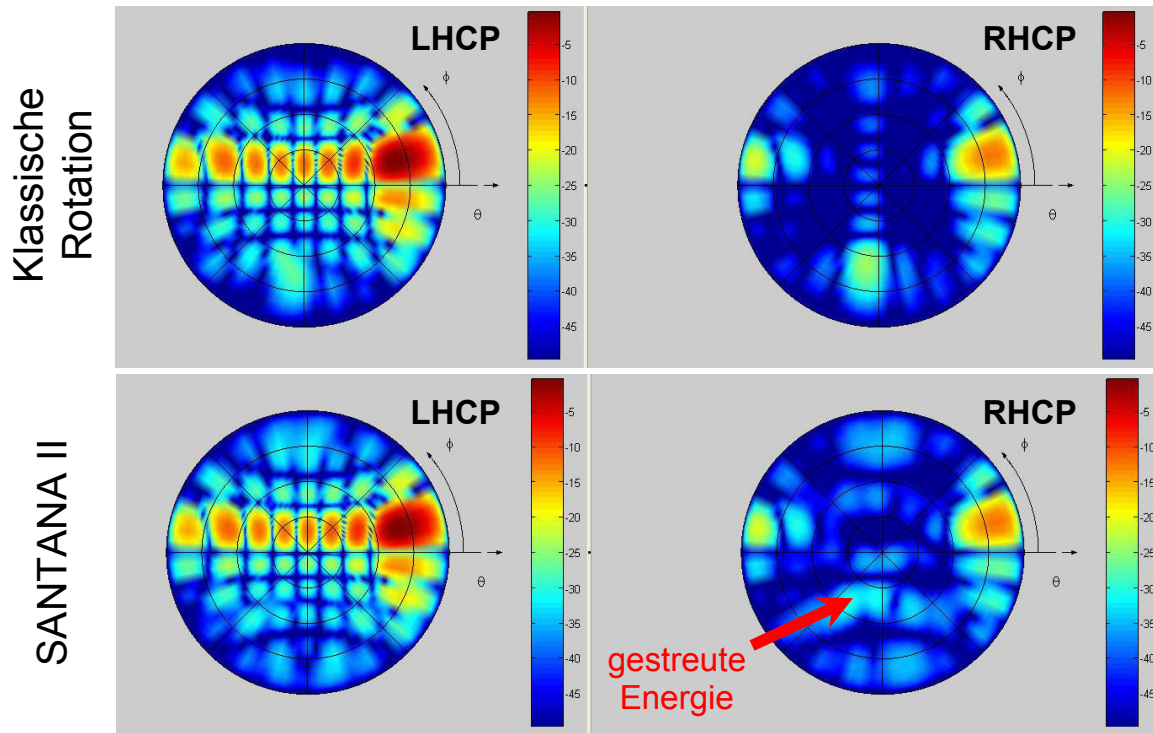


Abbildung 2.8: Simulationsergebnisse bei 19,7 GHz bei Schwenkung auf $\theta = 60^\circ$ und $\phi = 15^\circ$. Das Achsenverhältnis des Einzelstrahlers Richtung Boresight beträgt 0,73 dB.

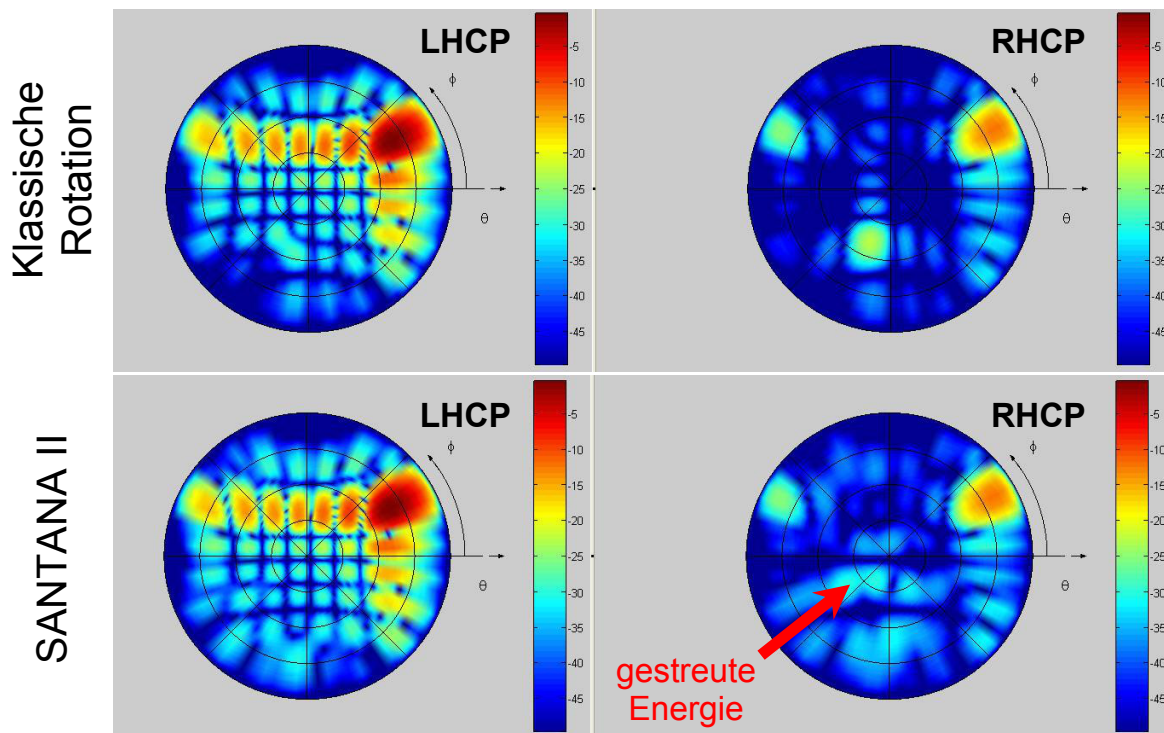


Abbildung 2.9: Simulationsergebnisse bei 19,7 GHz bei Schwenkung auf $\theta = 60^\circ$ und $\phi = 30^\circ$. Das Achsenverhältnis des Einzelstrahlers Richtung Boresight beträgt 0,73 dB.

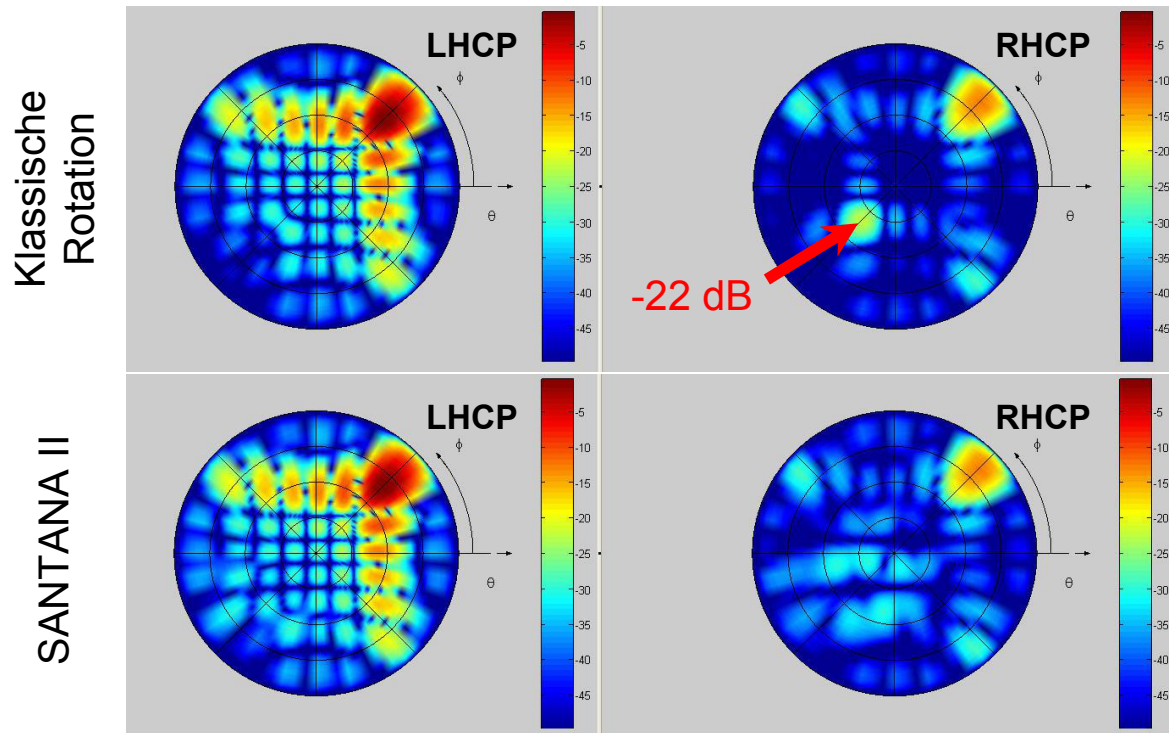


Abbildung 2.10: Simulationsergebnisse bei 19,7 GHz bei Schwenkung auf $\theta = 60^\circ$ und $\phi = 45^\circ$. Das Achsenverhältnis des Einzelstrahlers Richtung Bore sight beträgt 0,73 dB.

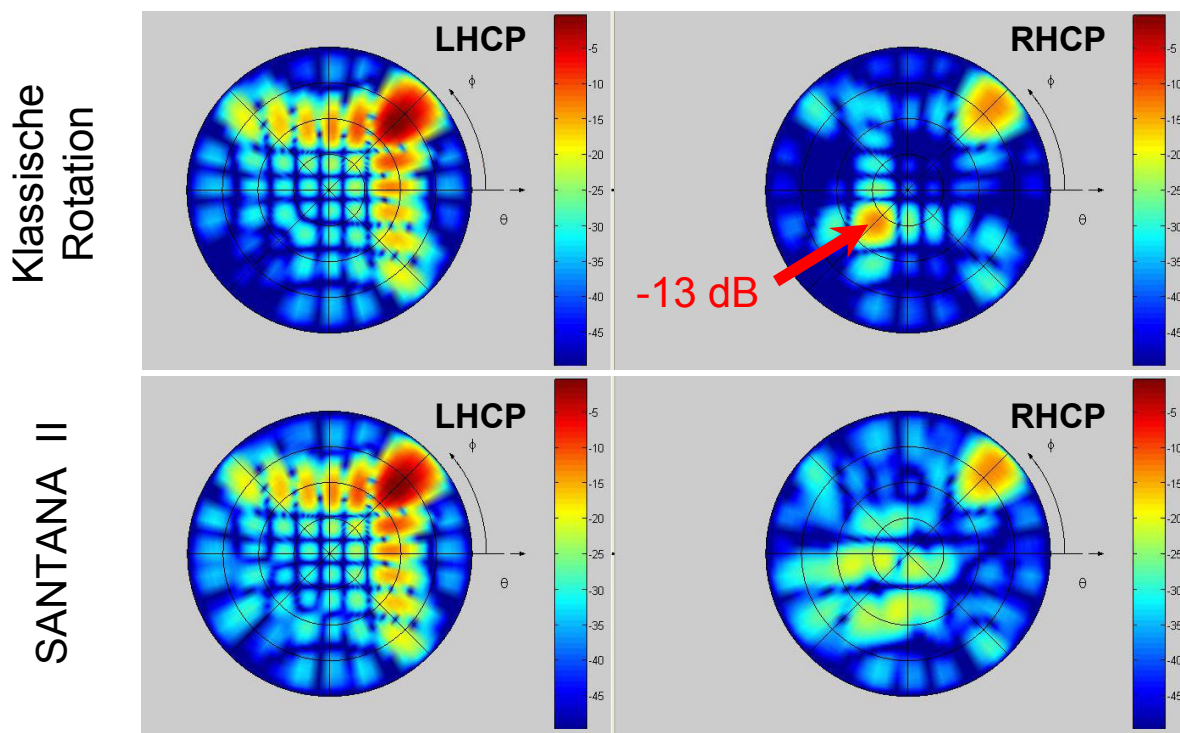


Abbildung 2.11: Simulationsergebnisse bei 19,95 GHz bei Schwenkung auf $\theta = 60^\circ$ und $\phi = 45^\circ$. Das Achsenverhältnis des Einzelstrahlers Richtung Bore sight beträgt 2,06 dB.

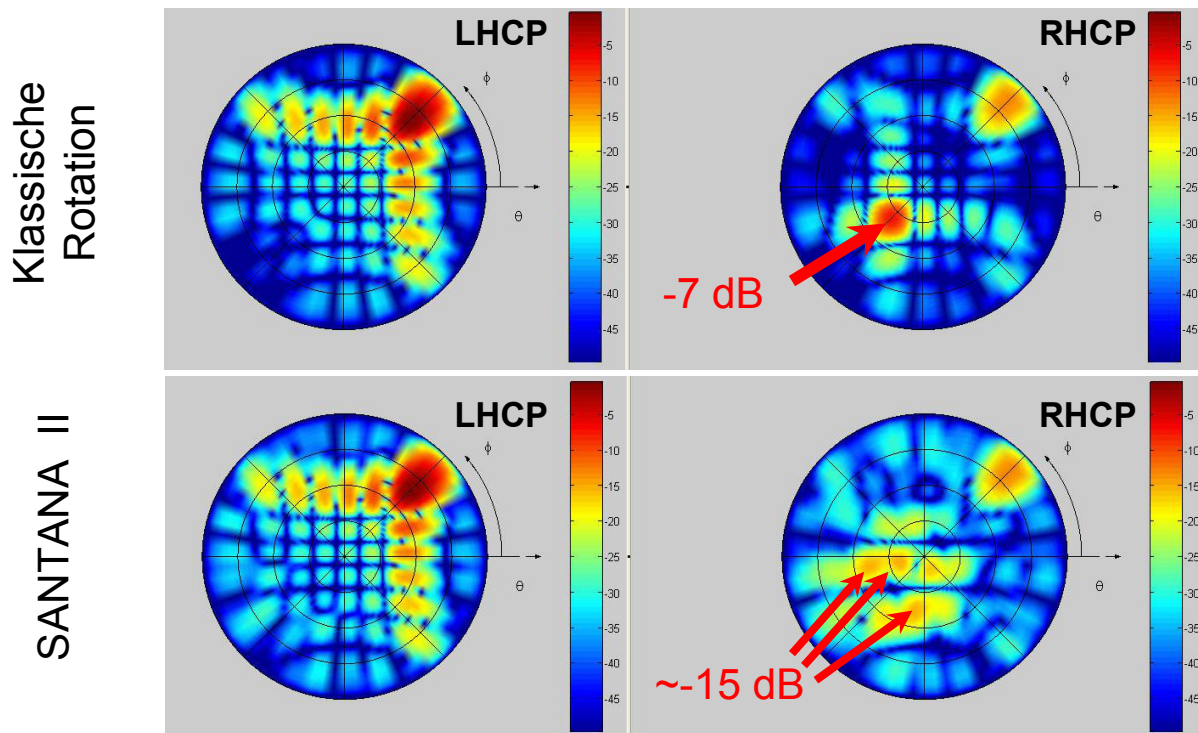


Abbildung 2.12: Simulationsergebnisse bei 20,2 GHz bei Schwenkung auf $\theta = 60^\circ$ und $\phi = 45^\circ$. Das Achsenverhältnis des Einzelstrahlers Richtung Bore sight beträgt 3,97 dB.

- Achsenverhältnis: < 3 dB
- Keulenbreite: so breit wie möglich
- Fertigung: Streifenleitungstechnologie

Die Fertigung in Streifenleitungstechnologie ermöglicht die Integration von verschiedenen Komponenten, die für die Operation des Rx-Arrays eine wichtige Rolle spielen. Ein Beispiel hierfür ist die Integration eines Richtkopplers in das Modell des Einzelstrahlers. Der Richtkoppler wird am Ausgang jedes im Array integrierten Einzelelementes platziert und kann beispielsweise zur Einspeisung des Kalibriersignals während des Betriebs (sog. on-line calibration) dienen.

2.3.2 Multilayerkonzepte

Im Projekt SANTANA 2 wurde der Aufbau des Rx-Arrays so konzipiert, dass der Einzelstrahler und die Platine mit den ersten Bauelementen (LNA, Filter und Mischer) getrennt gefertigt wurden. Um die zwei Teile zu verbinden, wurde ein leitender Kleber benutzt. Bei diesem Prozess können allerdings verschiedene Fertigungsfehler auftreten, wie beispielsweise eine Verschiebung zwischen den beiden Teilen, was eine schlechte elektrische Kontaktierung oder gar einen Kurzschluss zur Folge haben kann. Aus diesem Grund wurde ein Vorschlag zum Multilayeraufbau

des Rx-Arrays entwickelt, wie der Einzelstrahler und die übrigen Bauelemente als zusammenhängendes Teil gefertigt werden können.

Das Gesamtkonzept der Multilayerstruktur ist in Abbildung 2.13 zu sehen. Die Energie wird zwischen dem Patch und dem Hybrid elektromagnetisch gekoppelt. Das Signal wird vom Hybrid zum Richtkoppler durch das in rot gezeichnete Via geleitet. Vom Richtkoppler bis zur Ebene, in der sich die Bauelemente befinden, wird das Signal durch ein weiteres Via (in grün gezeichnet) gekoppelt. Die Details hinsichtlich der Fertigung jedes der zwei Vias sind in Abbildung 2.14 und Abbildung 2.15 dargestellt. Das unterste Via muss zuerst durch die komplette Multilayerstruktur gefertigt werden. Das Kupfer soll dann bis zur Tiefe der Grundplatte zwischen dem Hybrid und dem Richtkoppler abgebohrt werden, sodass die Anpassung am Ende des Fertigungsprozesses akzeptabel ist. Dazu müssen die Durchmesser der Aussparungen und die Abstände zwischen den abschirmenden Vias optimiert werden

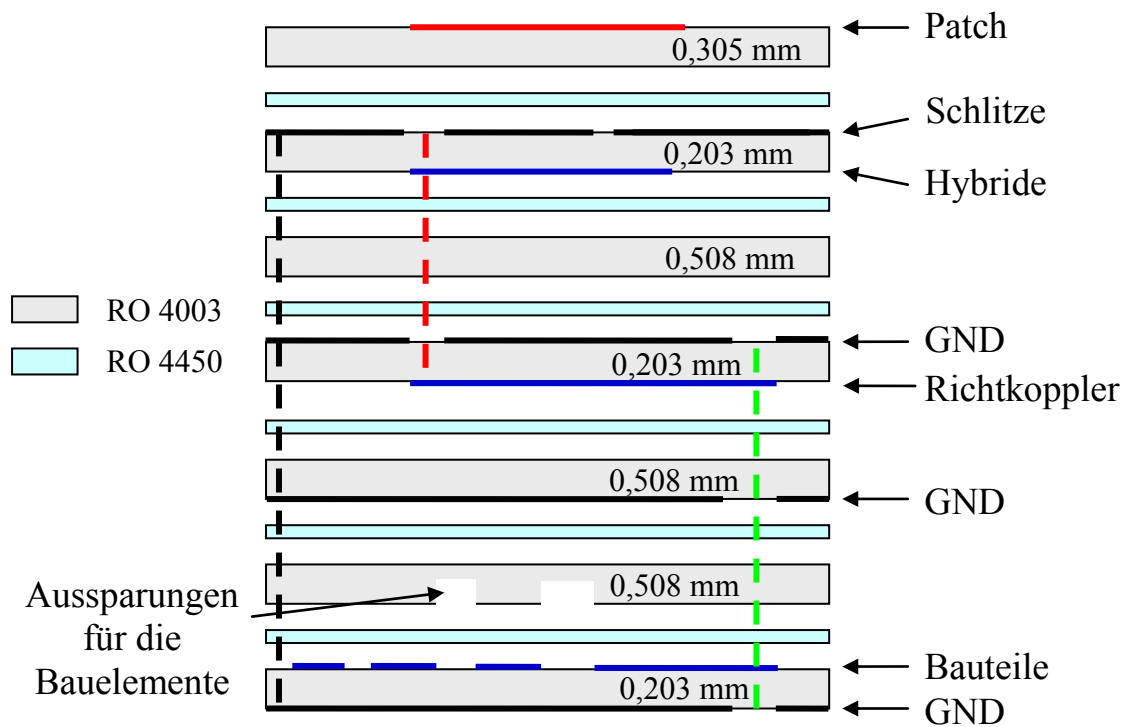


Abbildung 2.13: Multilayerstruktur für den Einzelstrahler der Rx-Funktion.

Die zwei Vias wurden mit Hilfe von Simulationen optimiert. Die Abmessungen sowie die S-Parameter sind in Abbildung 2.16 - Abbildung 2.19 zu sehen. Aus den simulierten Ergebnissen stellt sich heraus, dass die Einfügungsdämpfung dieser Vias ca. 0,3dB für das obere und ca. 0,4dB für das untere Via im schlechtesten Fall beträgt.

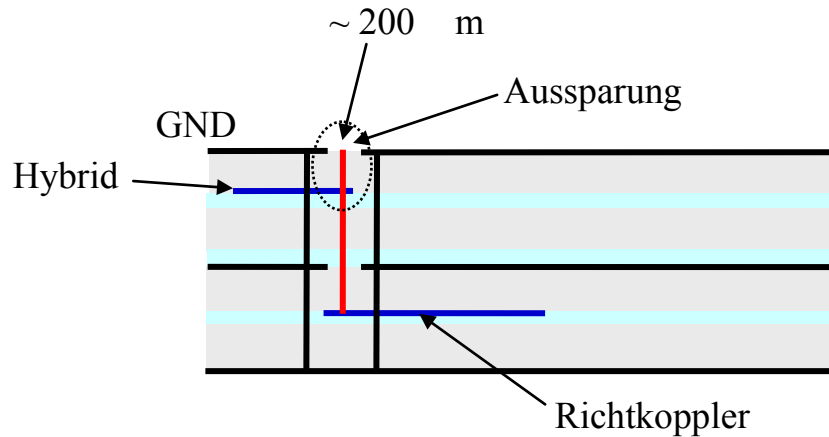


Abbildung 2.14: Detaillierung der Fertigung des Vias zwischen dem Hybrid und dem Richtkoppler.

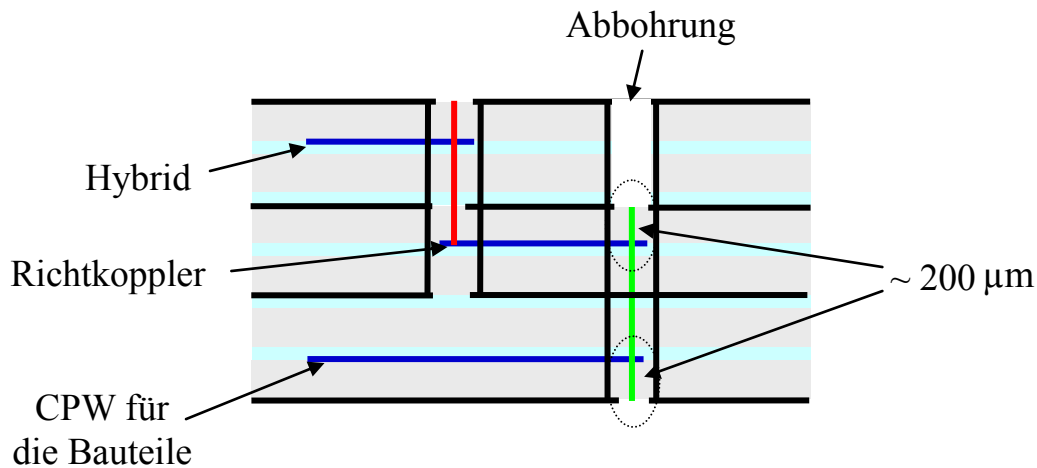


Abbildung 2.15: Detaillierung der Fertigung des Vias zwischen dem Richtkoppler und der Bauteilebene.

2.3.3 Einzelstrahler

Die vorhergehende Version des Einzelstrahlers (SANTANA 2) wurde auch bereits in Streifenleitungstechnologie entworfen. Dabei wurde die Energie durch elektromagnetische Kopplung vom Patch zu einer Speiseleitung geführt. Die grundlegende Geometrie des Patches war eine quadratische Struktur mit zwei abgeschnittenen Ecken. Eine solche Struktur sorgt dafür, dass eine zirkular polarisierte Welle empfangen bzw. abgestrahlt werden kann. Allerdings ist das Achsenverhältnis relativ schmalbandig. Außerdem ist diese Konfiguration gegenüber Toleranzen bei den Materialeigenschaften und der Fertigung sehr empfindlich. Als Material wurde damals das Laminat RO 5880 der Firma Rogers Corporation ausgewählt. Dieses Laminat besitzt zwar

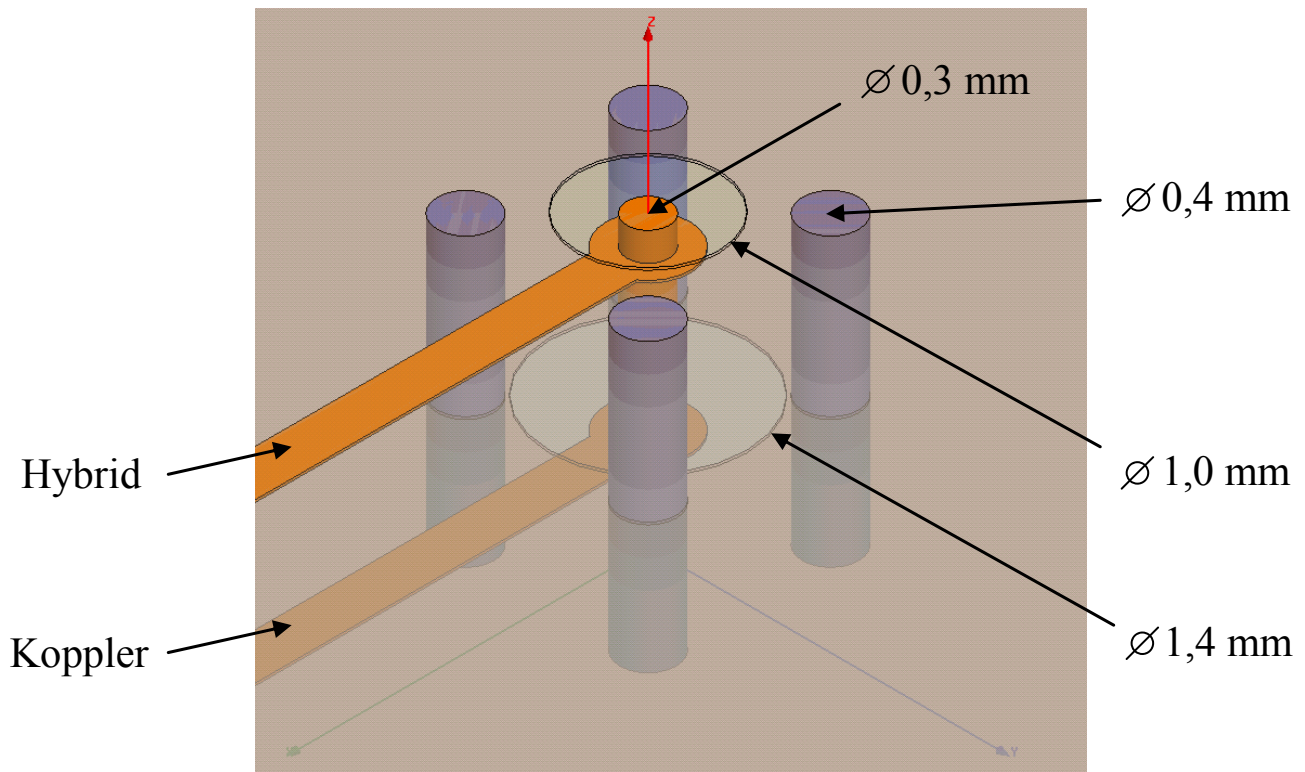


Abbildung 2.16: Via zwischen dem Hybrid und dem Richtkoppler.

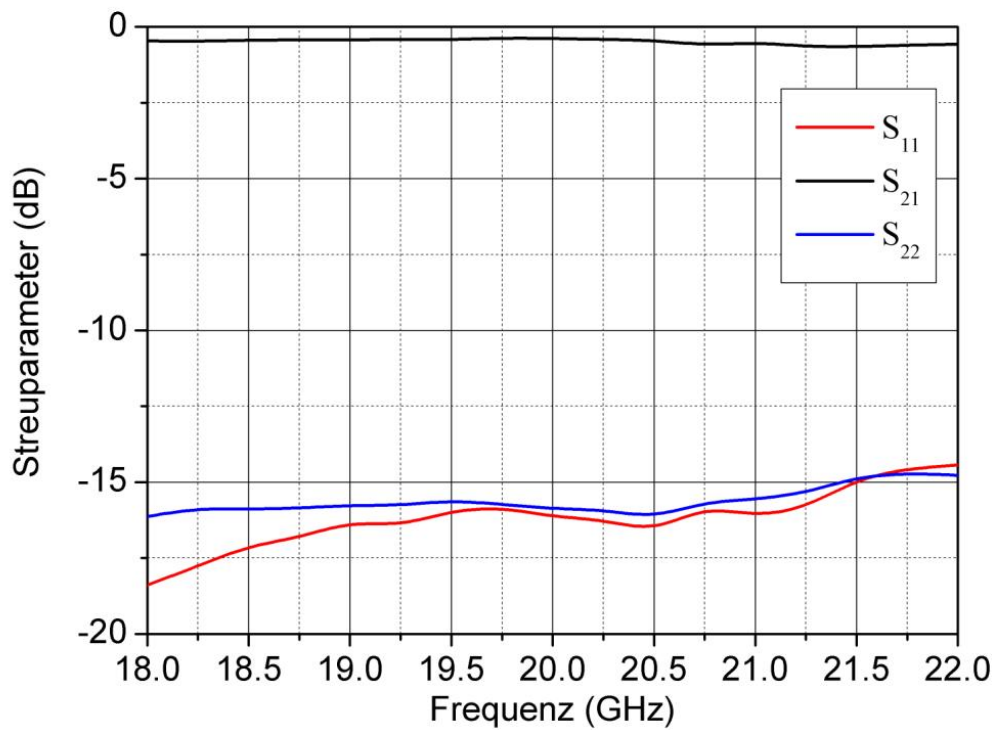


Abbildung 2.17: S-Parameter des in Abbildung 2.16 dargestellten Vias.

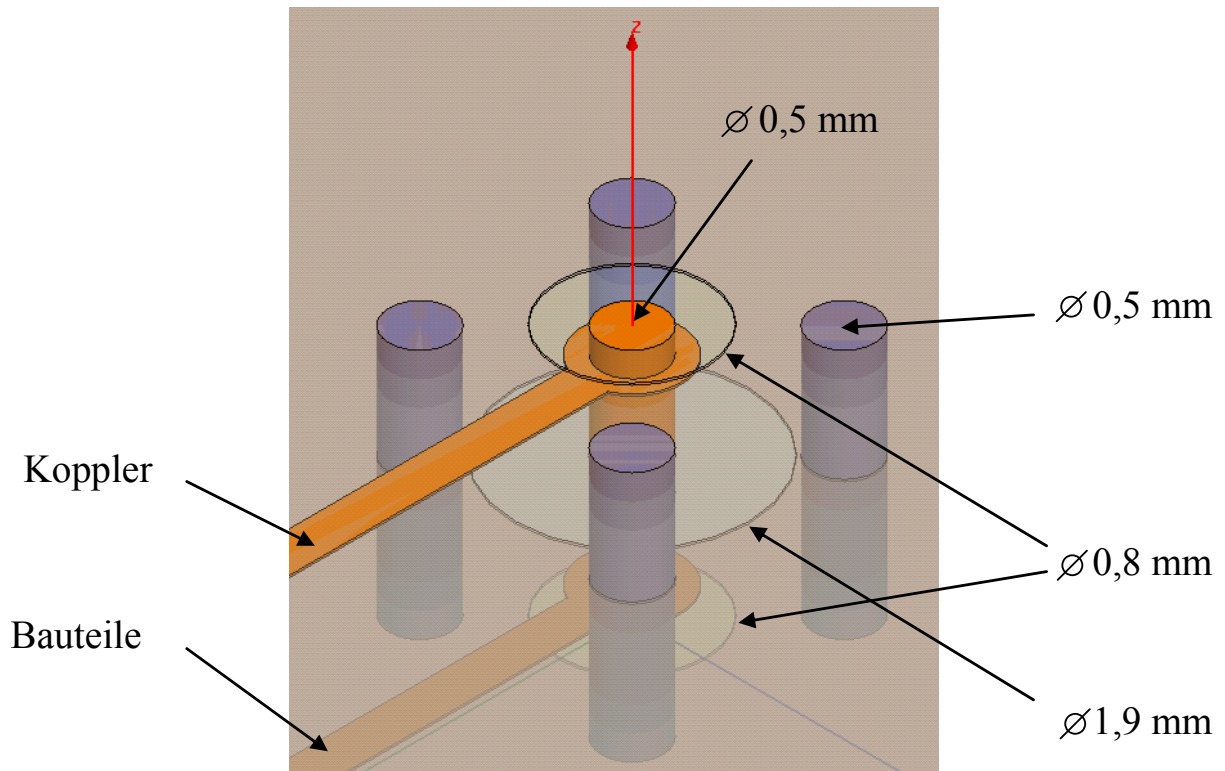


Abbildung 2.18: Via zwischen Richtkoppler und der Bauteilebene.

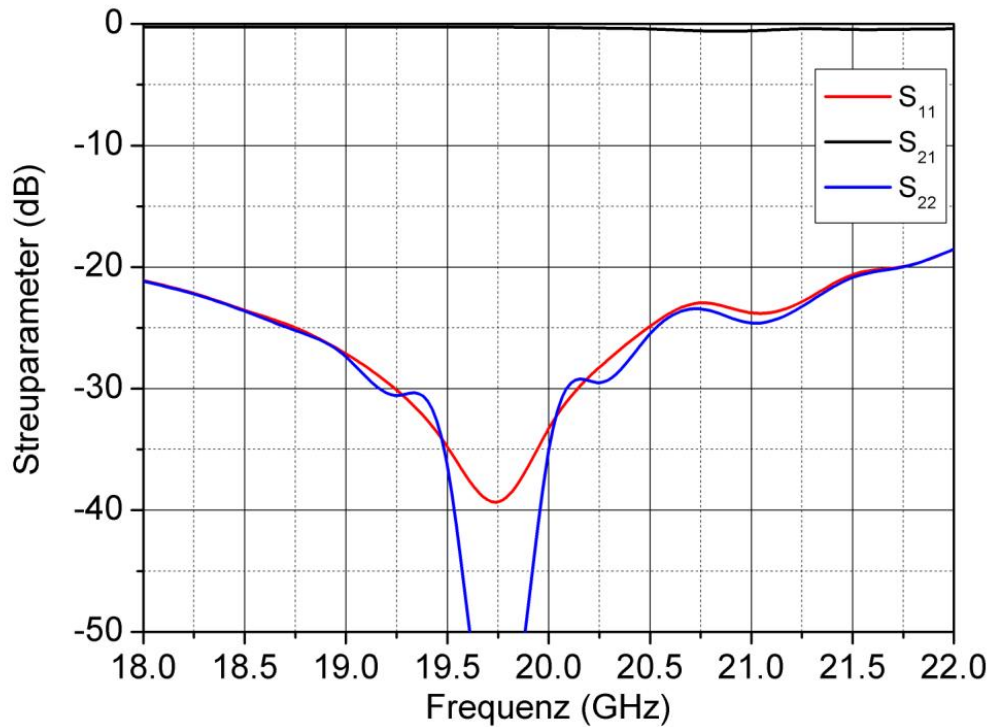


Abbildung 2.19: S-Parameter des in Abbildung 2.18 dargestellten Vias.

sehr gute elektromagnetische Eigenschaften, ist aber für die Fertigung von Multilayerstrukturen weniger geeignet.

Das Ziel dieser neuen Entwicklung war, einen Einzelstrahler zu entwerfen, der in einem breiten Frequenzband eine hohe Polarisationsreinheit aufweist. Außerdem soll er weniger empfindlich gegenüber Toleranzen sein. Dafür wurde die in Abbildung 2.20 dargestellte Geometrie ausgewählt. Die zirkulare Polarisation wird dabei mit Hilfe von zwei Speiseleitungen erzeugt. Die Struktur ist symmetrisch hinsichtlich der in Abbildung 2.20 in rot gestrichelter Linie. Der Multilayeraufbau besteht ausschließlich aus den Materialien RO4003C und RO4403 (Prepreg), die für die Fertigung von mehrlagigen Strukturen sehr geeignet sind. Der schematische Querschnitt wird in Abbildung 2.21 gezeigt.

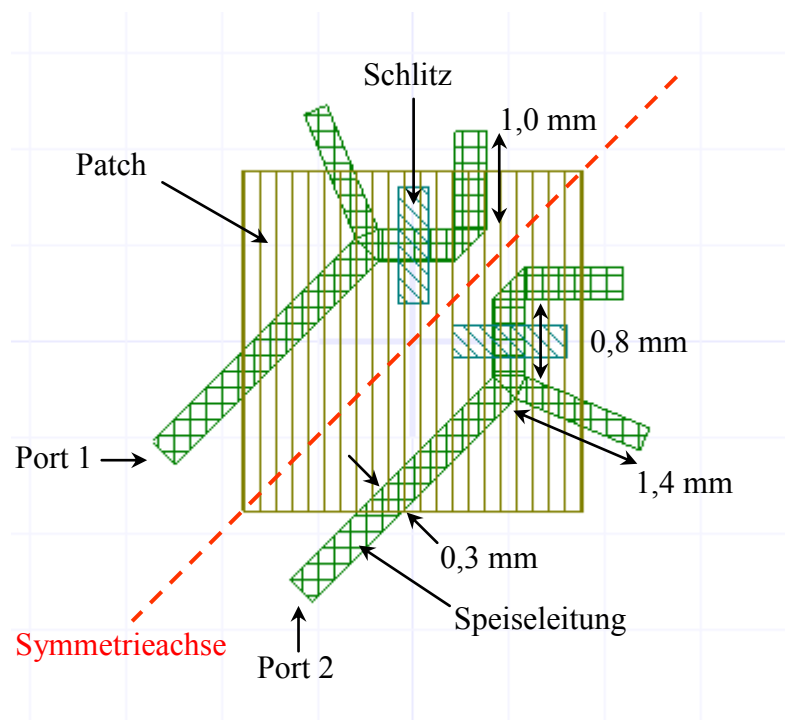


Abbildung 2.20: Draufsicht des Einzelstrahlers.

Die Optimierung wurde mit Hilfe des Programms Ansoft Designer (Version 4.0) durchgeführt. Nach den Simulationen des Einzelstrahlers wurden die folgenden Abmessungen erhalten:

- Patchbreite: 3,5 mm
- Schlitzbreite: 0,3 mm
- Schlitzlänge: 1,2 mm
- Abstand zwischen der Mitte des Patches und der Mitte eines Schlitzes: 1,0 mm

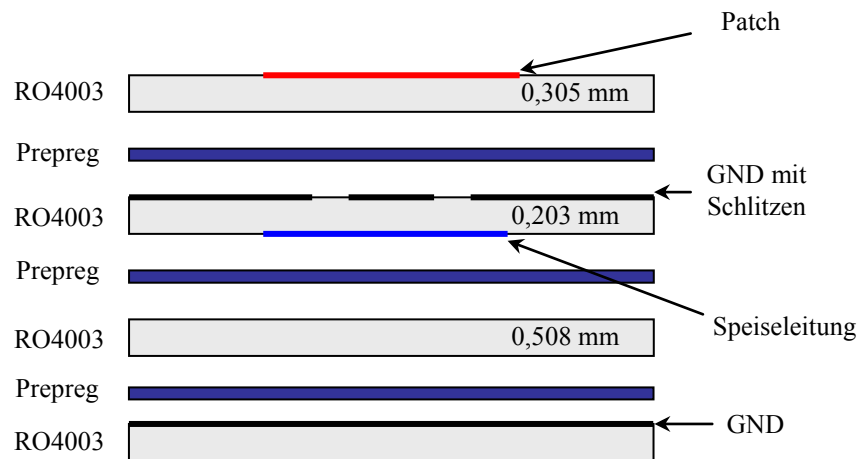


Abbildung 2.21: Schematischer Querschnitt des Einzelstrahlers.

Die Abmessungen der Speiseleitungen sind in Abbildung 2.20 zu sehen.

Die simulierte Anpassung und die Isolation zwischen beiden Ausgängen des optimierten Einzelstrahlers sind in Abbildung 2.22 dargestellt. Die Kurven zeigen sehr gute Eigenschaften im gewünschten Frequenzband. Die Isolation steigt stetig von 21,1 dB bei 19,7 GHz bis auf 26,7 dB bei 20,2 GHz und die Anpassung ist besser als 14 dB im gesamten Band.

2.3.4 Einzelstrahler mit integriertem Hybrid

Die im letzten Abschnitt beschriebene Antenne besitzt zwei Ausgänge, die die Energie von jeweils einer linear polarisierten Feldkomponente empfangen kann. Diese zwei linearen Komponenten müssen mit einer Phasenverschiebung von 90° kombiniert werden, um zirkular polarisierte Wellen zu empfangen. Zu diesem Zweck wurde ein Hybrid entwickelt, optimiert und in die Antennenstruktur integriert. Das Modell ist in Abbildung 2.23 zu sehen. Die Ausgänge des Hybrids liefern die links- (LHCP) bzw. rechtsdrehende (RHCP) Komponente des elektromagnetischen Feldes. Deshalb kann dieser Einzelstrahler auch in Systemen eingesetzt werden, die Polarisationsmultiplex anwenden.

Der Reflexionsfaktor und die Strahlungseigenschaften des kompletten Einzelstrahlers sind in Abbildung 2.24 bis Abbildung 2.27 dargestellt. Die Anpassung ist sehr gut in einem breiten Frequenzbereich. Das Strahlungsdiagramm ist breit und die Keulenbreite (3 dB) beträgt ca. 100° . Die Isolation zwischen Ko- und Kreuzpolarisation liegt bei mindestens 15 dB für $\theta < 50^\circ$.

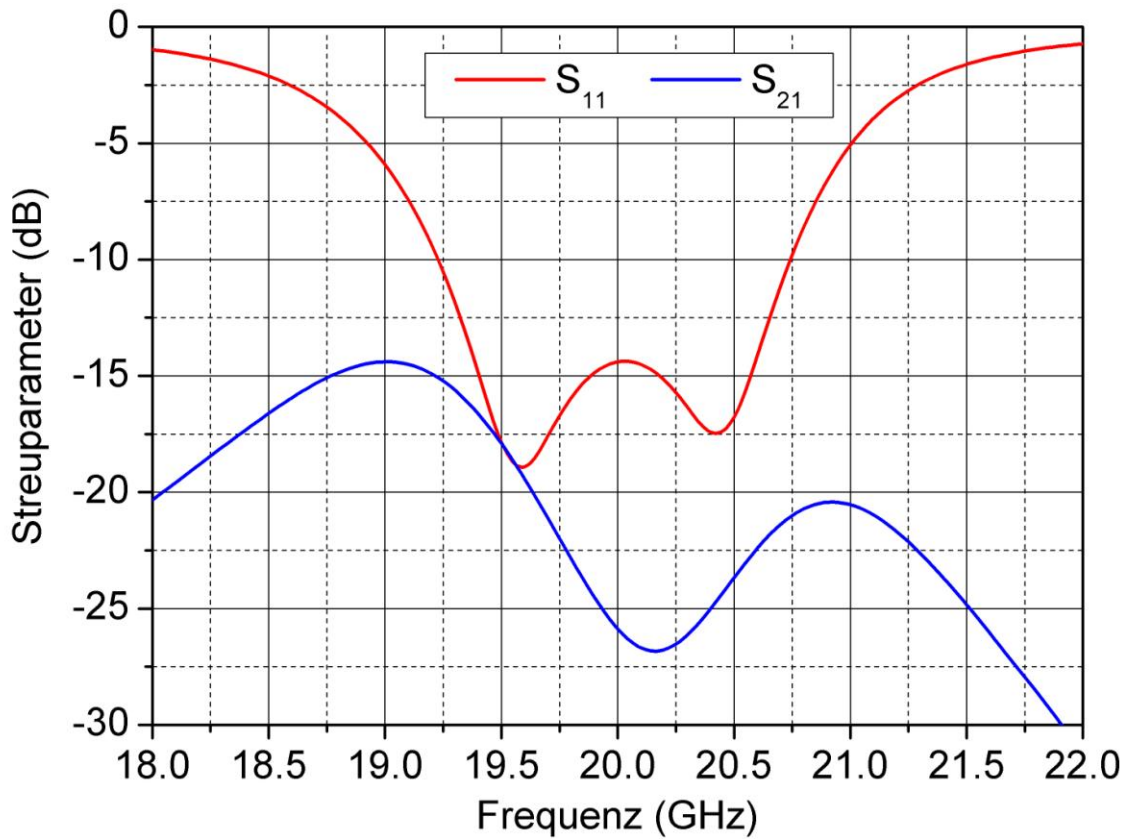


Abbildung 2.22: Simulierte Anpassung und Isolation zwischen beiden Ausgängen des optimierten Einzelstrahlers.

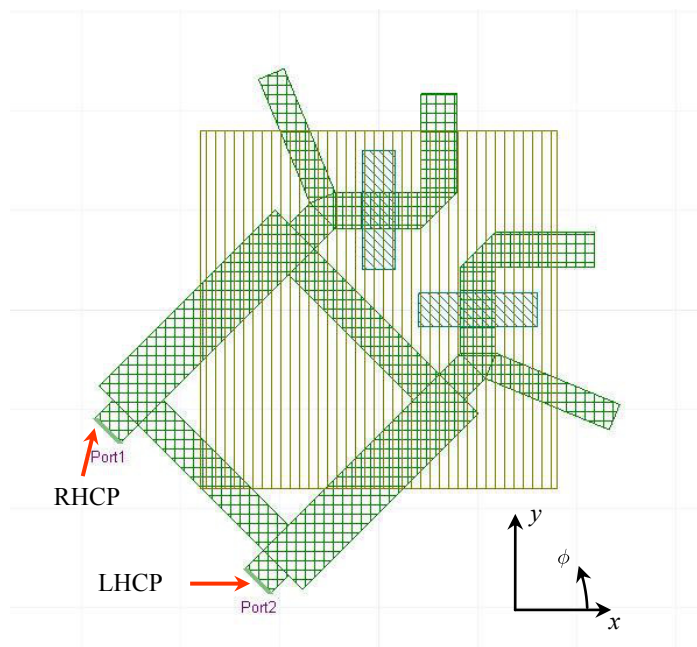


Abbildung 2.23: Draufsicht des Einzelstrahlers mit integriertem Hybrid.

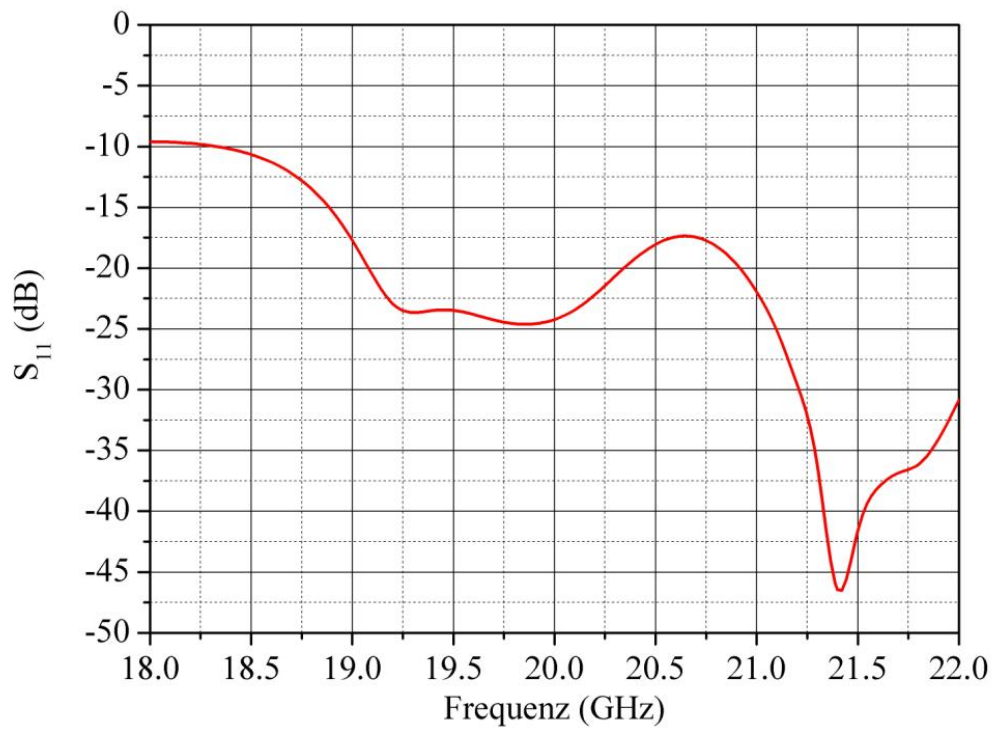
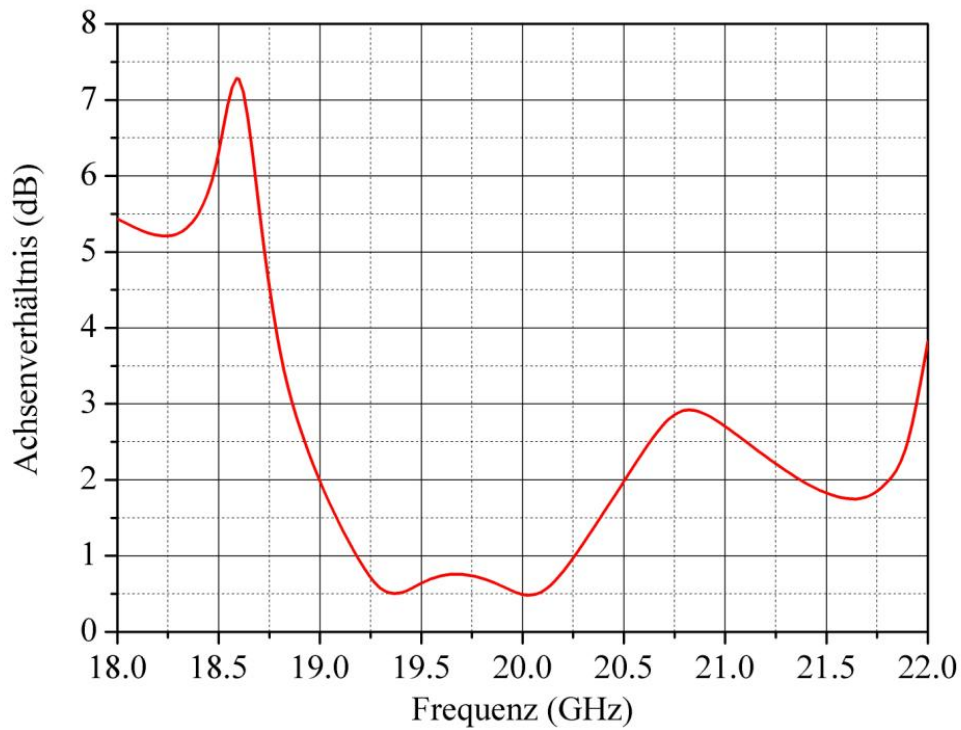
Abbildung 2.24: Simulierte S_{11} an einem Ausgang des integrierten Hybrids.

Abbildung 2.25: Simuliertes Achsenverhältnis in Richtung Boresight.

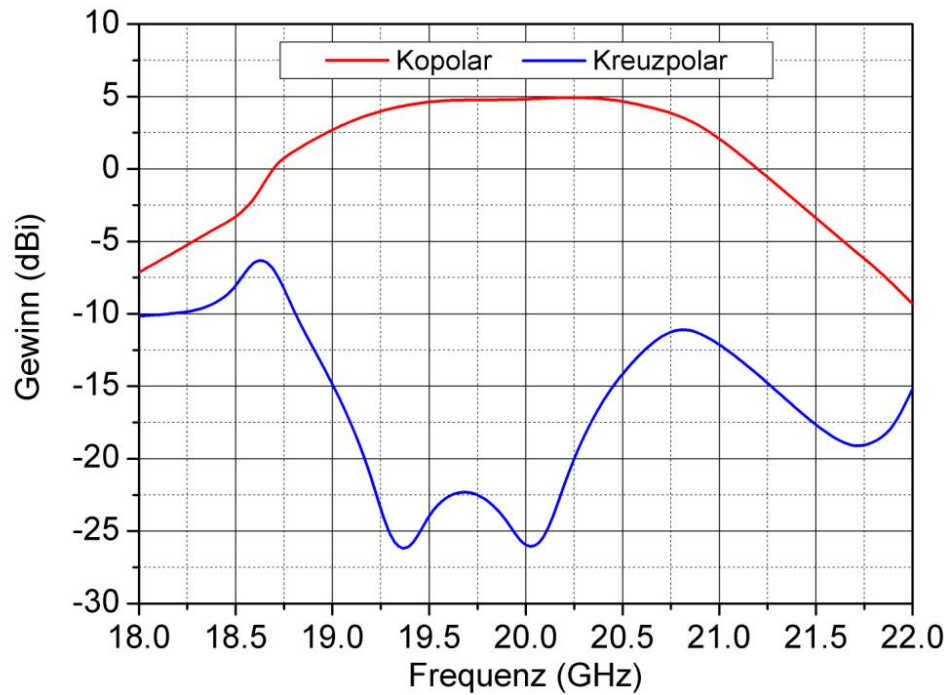


Abbildung 2.26: Simulierter Gewinn in Richtung Boresight (mit Berücksichtigung der Anpassung).

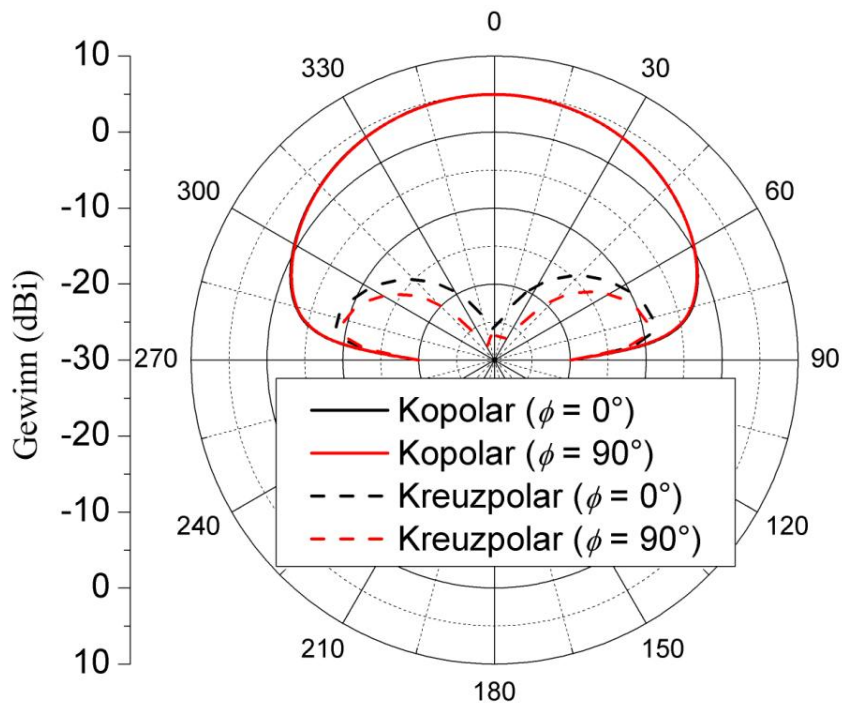


Abbildung 2.27: Simuliertes Strahlungsdiagramm in zwei verschiedenen Ebenen.

2.3.5 Einzelstrahler mit integriertem Hybrid und Richtkoppler

Entsprechend dem in Abbildung 2.13 gezeigten Multilayeraufbau wurde eine Simulation durchgeführt, bei der neben dem Einzelstrahler und dem Hybrid ein integrierter Richtkoppler berücksichtigt wurde, wobei Richtkoppler und Hybrid durch das in Abbildung 2.14 und Abbildung 2.16 dargestellte Via miteinander verbunden sind. Die Draufsicht des Simulationsmodells ist in Abbildung 2.28 dargestellt. Dabei ist Port 1 der Antennenausgang und Port 2 der Eingang für das Kalibriersignal. Die berechneten Streuparameter S_{11} und S_{12} sind in Abbildung 2.29 wiedergegeben. Der Verlauf der roten Kurve zeigt, dass die Anpassung im Band besser als -13 dB ist. Außerdem ist aus der Grafik zu entnehmen, dass die Einkopplung des Kalibriersignals ein flaches Verhalten im gesamten Bereich besitzt.

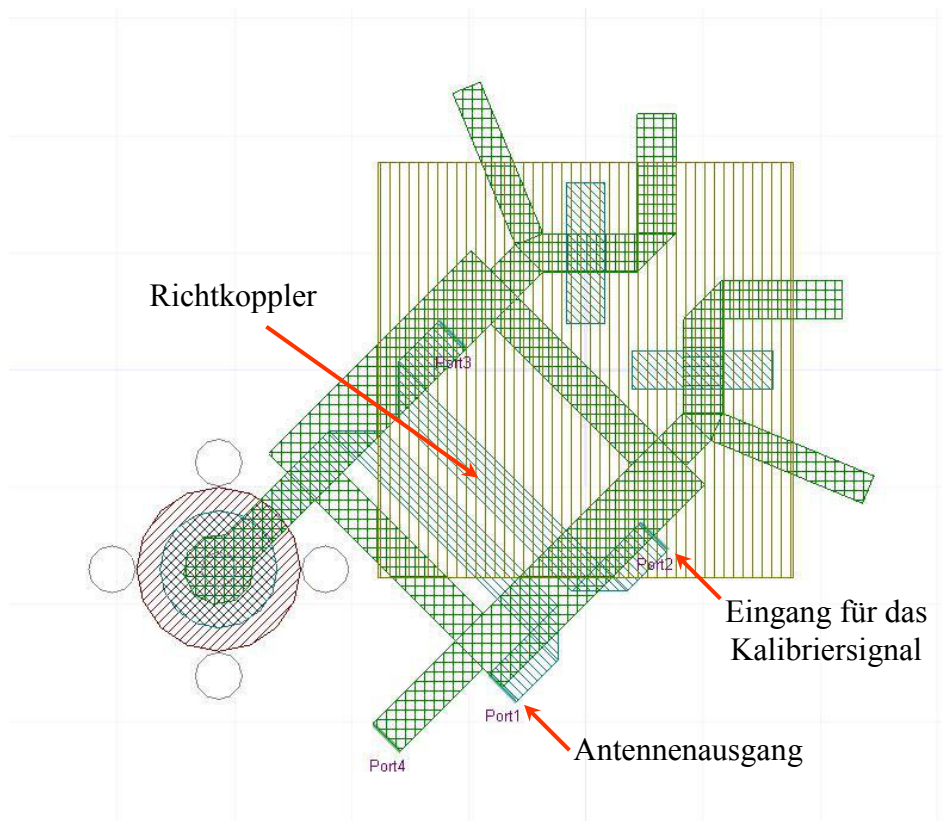


Abbildung 2.28: Draufsicht des Modells des Einzelstrahlers mit integriertem Richtkoppler.

2.4 Gefertigte Rx-Einzelstrahler und Messergebnisse (DLR)

Nach Abschluss der Optimierung wurden Prototypen des Einzelstrahlers mit integriertem Hybrid in zwei verschiedenen Werkstätten gefertigt (Abbildung 2.30). Als Anschluss wurde ein SMP-Stecker vorgesehen. Der andere Ausgang des integrierten Hybrids wurde mit einem 50-Ohm-Widerstand abgeschlossen, wie in Abbildung 2.31 im Detail dargestellt ist. Dabei handelt

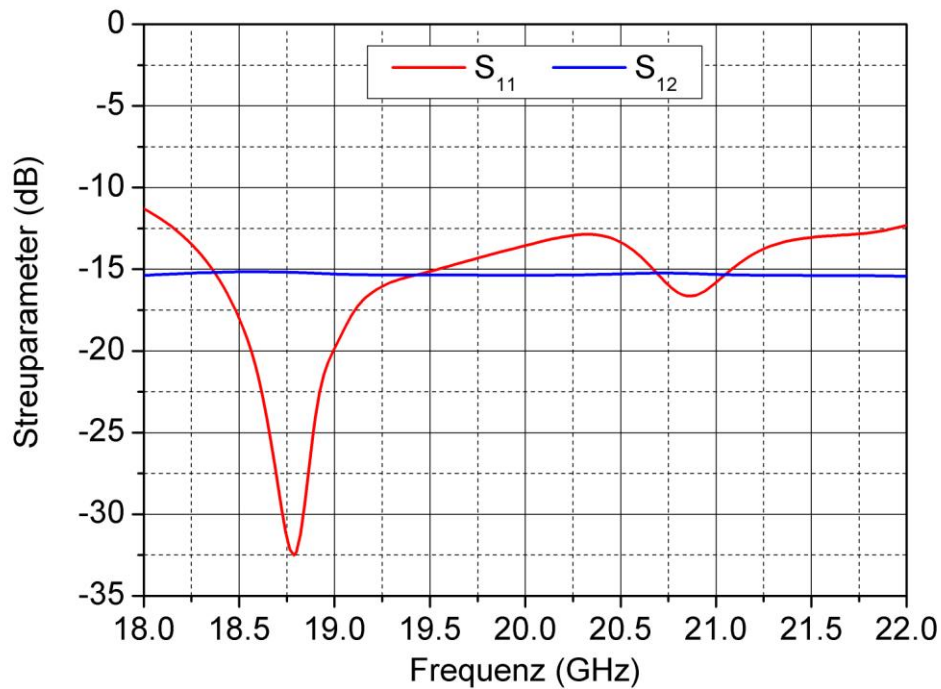
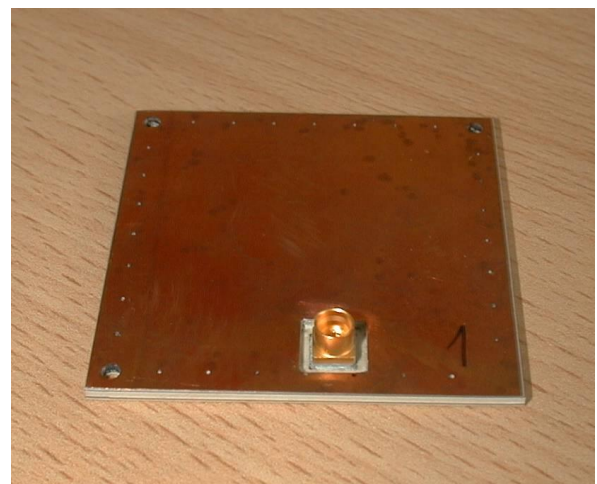


Abbildung 2.29: S-Parameter des Einzelstrahlers mit integriertem Richtkoppler.

es sich um das Modell WAMT-21 von der Firma MSI Mini-Systems, Inc. Der Widerstand ist in der Multilayerstruktur vergraben.



(a) Obere Seite mit dem rechteckigen Patch.



(b) Untere Seite mit dem SMP-Stecker.

Abbildung 2.30: Gefertigter Prototyp.

Durch die Fertigung mehrerer identischer Einzelstrahler in verschiedenen Werkstätten konnten die Reproduzierbarkeit unterschiedlicher Herstellungsprozesse und die Auswirkung der Toleranzen auf die Antenneneigenschaften überprüft werden. Die gemessenen Daten für S_{11} sind in Abbildung 2.32 dargestellt, wobei die Kennzeichnungen DB und DLR auf die verschiedenen

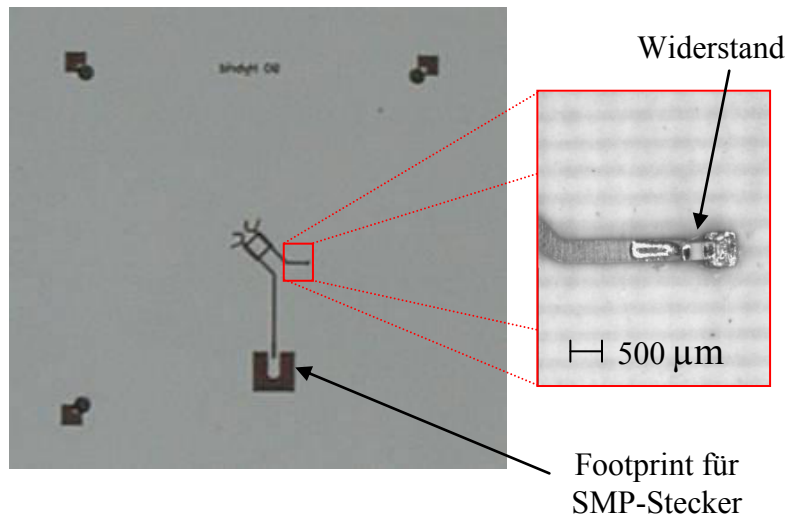


Abbildung 2.31: Detail der Speiseleitungen mit dem Hybrid und dem Abschlusswiderstand.

Werkstätten hinweisen. Als Referenz wurde eine Simulation mit Ansoft HFSS durchgeführt, bei der auch ein HF-Modell des SMP-Steckers berücksichtigt wurde. Aus der Grafik kann man erkennen, dass die Toleranzen zwar Auswirkung auf den Reflexionsfaktor haben, sie aber die gewünschte Performance nicht wesentlich beeinflussen.

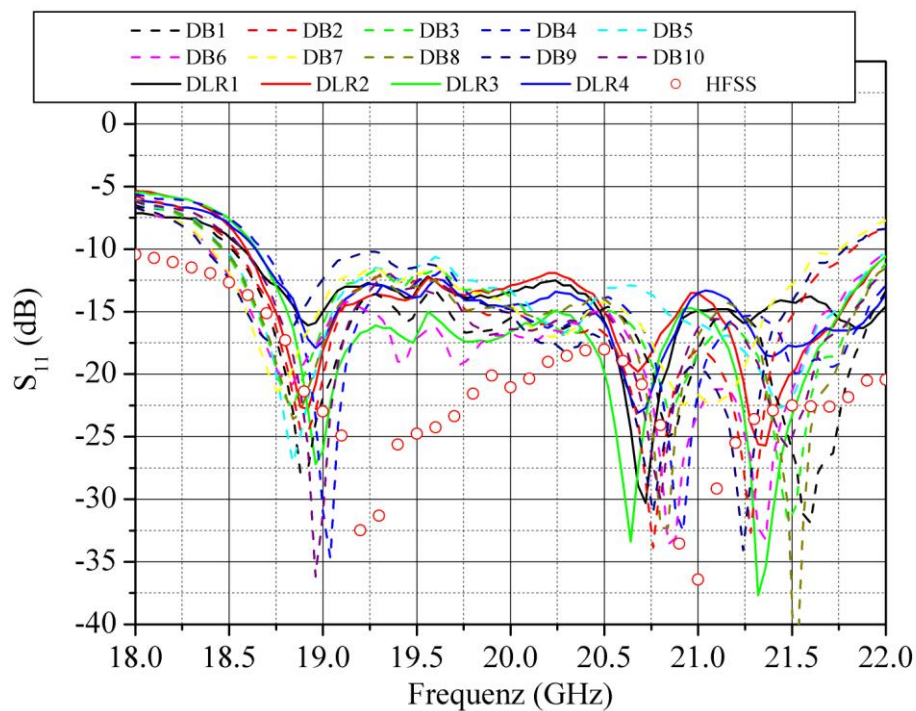


Abbildung 2.32: Vergleich zwischen gemessener und simulierter Eingangsreflexion der verschiedenen Prototypen.

Das Strahlungsdiagramm der Prototypen wurde bei 20 GHz gemessen. Abbildung 2.33 bis Abbildung 2.35 zeigen, dass die Diagramme von allen Einzelstrahlern ein sehr ähnliches Verhalten besitzen, insbesondere was die Hauptpolarisation angeht. Als Referenz wurden auch die Ergebnisse der Simulationen mit HFSS in die Grafiken eingefügt. Die gemessenen Ergebnisse sind im Bereich zwischen $-90^\circ < \theta < 90^\circ$ in guter Übereinstimmung mit den simulierten Daten. Außerhalb dieses Bereiches werden die gemessenen Werte durch den Messaufbau beeinflusst.

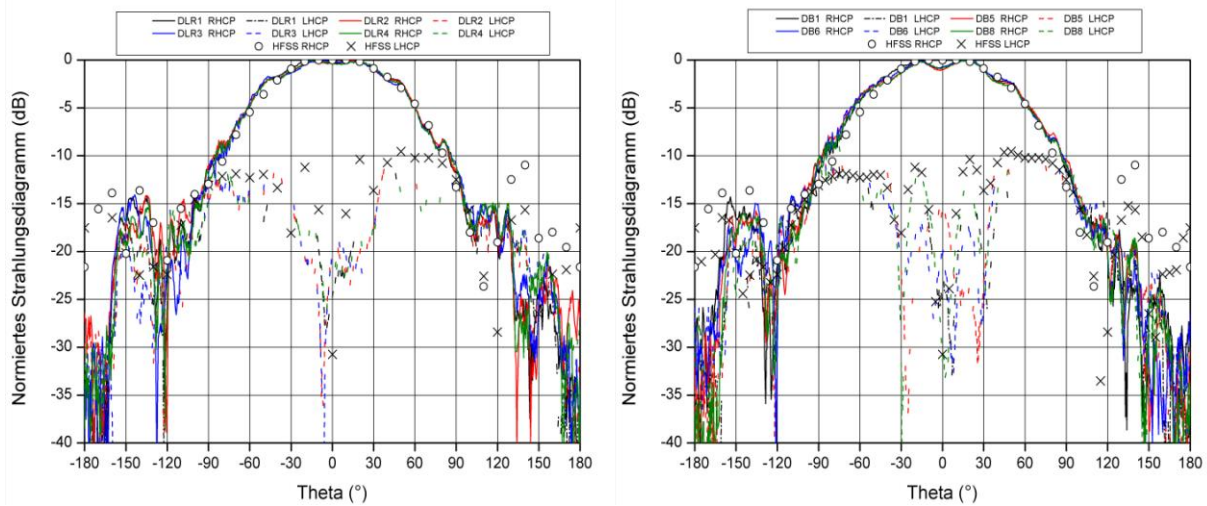


Abbildung 2.33: Vergleich zwischen gemessenem und simuliertem Strahlungsdiagramm für $\phi = 0^\circ$ der in verschiedenen Werkstätten gefertigten Einzelstrahler.

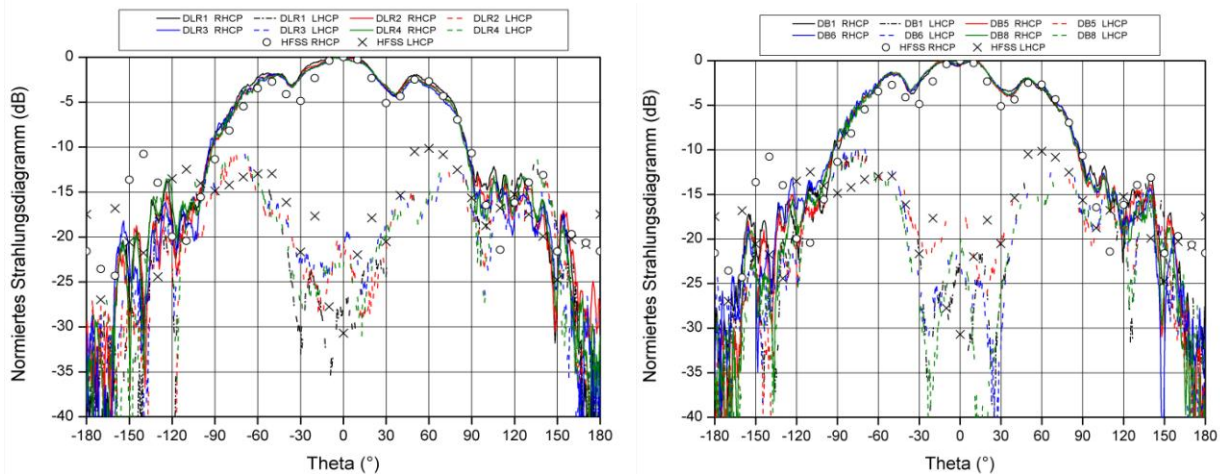


Abbildung 2.34: Vergleich zwischen gemessenem und simuliertem Strahlungsdiagramm für $\phi = 45^\circ$ der in verschiedenen Werkstätten gefertigten Einzelstrahler.

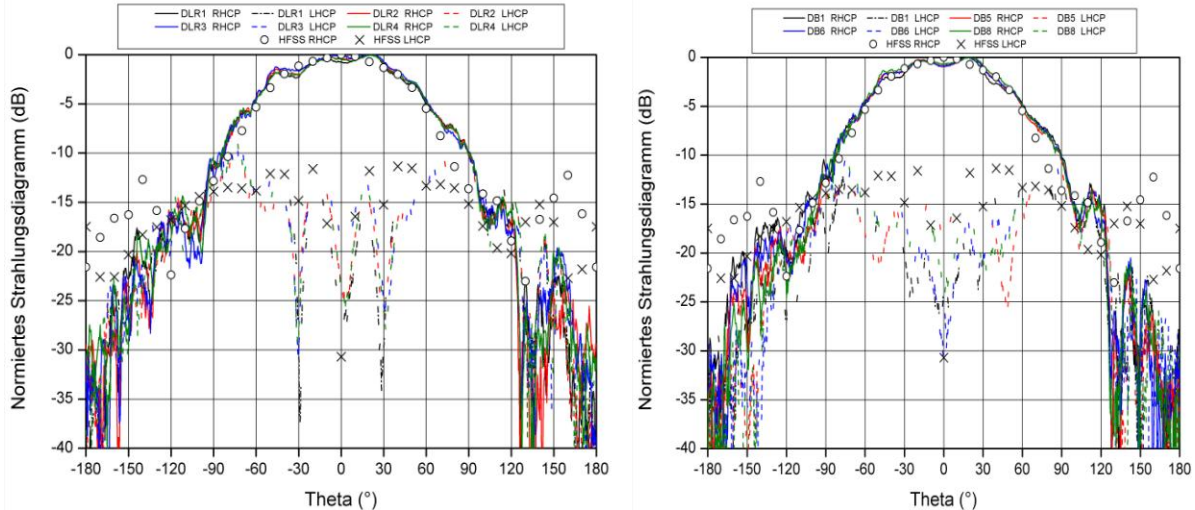
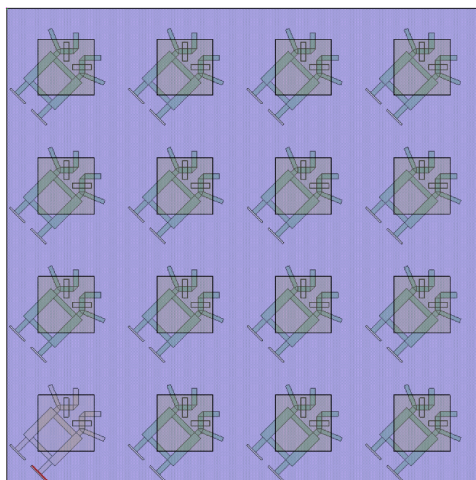


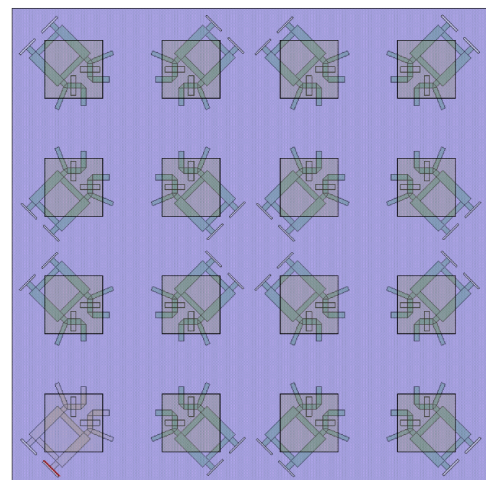
Abbildung 2.35: Vergleich zwischen gemessenem und simuliertem Strahlungsdiagramm für $\phi = 90^\circ$ der in verschiedenen Werkstätten gefertigten Einzelstrahler.

2.5 Strahlungseigenschaften eines Rx-Arrays (DLR)

Der im Projekt entwickelte Rx-Einzelstrahler verspricht gute Strahlungseigenschaften mit geringer Kreuzpolarisation im gesamten erforderlichen Frequenzbereich. Da die sequentielle Rotation der Elemente vor allem der Unterdrückung der Kreuzpolarisation dient, wurde untersucht, ob sequentielle Rotation für Arrays mit dem neu entwickelten Strahler überhaupt erforderlich ist. Arrays mit gleicher Anordnung der Elemente sind einfacher zu designen und fertigen, weil u. a. für die Integration von anderen Komponenten (z.B. Richtkoppler, Filter, Verstärker) für jedes Antennenelement der gleiche Platz zur Verfügung steht (siehe Abbildung 2.36).



(a) Gleiche Anordnung.



(b) Sequentielle Rotation der Elemente.

Abbildung 2.36: Zwei Anordnungen der Elemente in einem 4x4-Array.

Basierend auf Simulationsergebnissen des neu entwickelten Einzelstrahlers wurden Strahlungsdiagramme von 4x4-Arrays mit unterschiedlichen Blickrichtungen unter Berücksichtigung der Verkopplung zwischen den Arrayelementen simuliert. Dabei wurden drei Fälle untersucht:

1. Einzelstrahler bei Mittenfrequenz von 20 GHz und $AR = 0,5$ dB
2. Einzelstrahler am Rande des Bandes bei 19,7 GHz und $AR = 1,1$ dB
3. Einzelstrahler mit durch Fertigungstoleranzen verschlechtertem Achsenverhältnis von 3 dB

Die nachfolgenden Strahlungsdiagramme zeigen die Projektion der oberen Hemisphäre und Schnitte über das Strahlungsdiagramm mit der höchsten Feldstärke (Blickrichtung des Arrays).

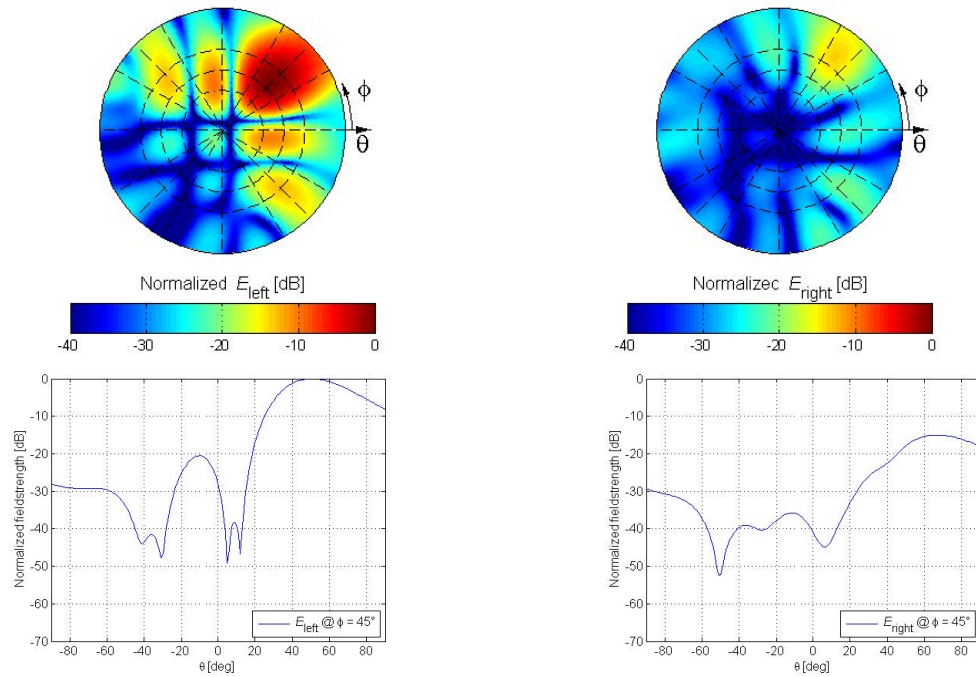


Abbildung 2.37: Strahlungsdiagramme eines 4x4-Arrays mit gleicher Anordnung der Elemente bei 20,0 GHz. Schwenkung auf $\theta = 60^\circ$ und $\phi = 45^\circ$. Das Achsenverhältnis des Einzelstrahlers in Richtung Boresight beträgt 0,50 dB.

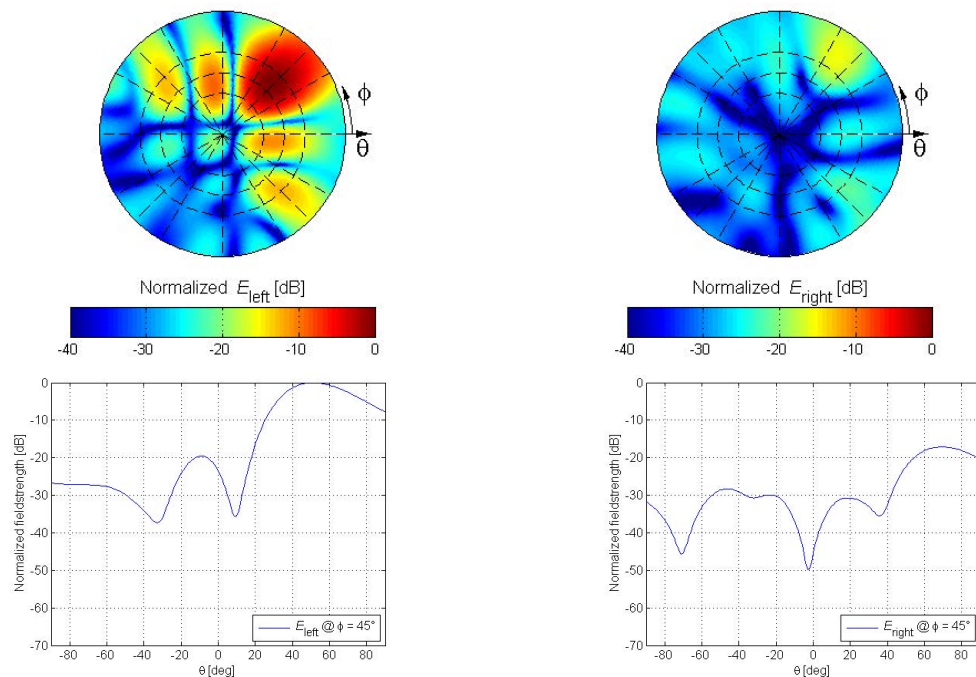


Abbildung 2.38: Strahlungsdiagramme eines 4x4-Arrays mit sequentieller Rotation der Elemente bei 20,0 GHz. Schwenkung auf $\theta = 60^\circ$ und $\phi = 45^\circ$. Das Achsenverhältnis des Einzelstrahlers in Richtung Boresight beträgt 0,50 dB.

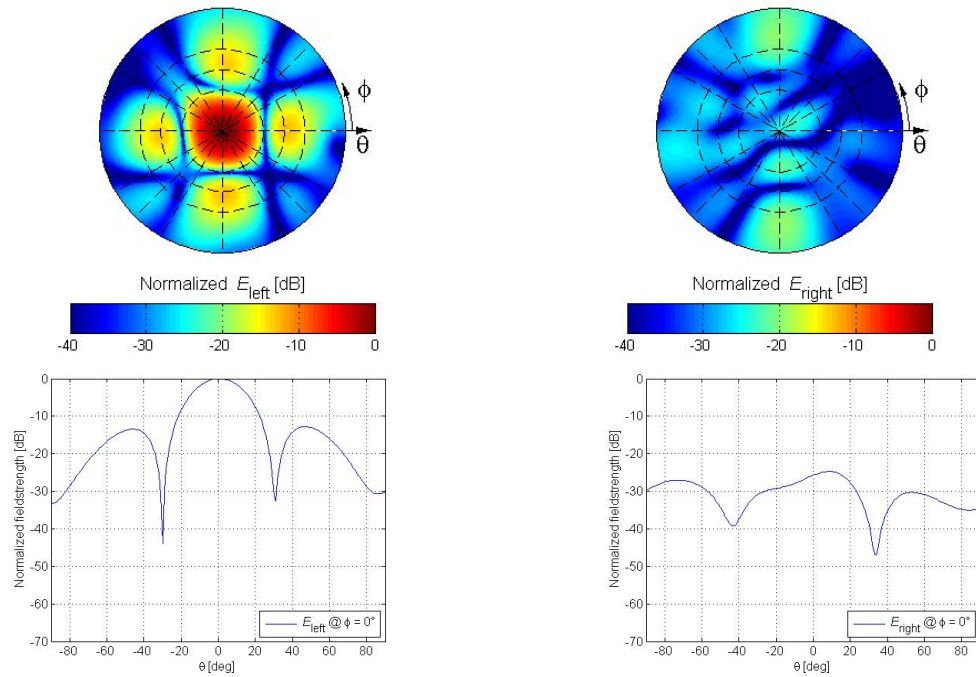


Abbildung 2.39: Strahlungsdiagramme eines 4x4-Arrays mit gleicher Anordnung der Elemente bei 19,7 GHz. Schwenkung auf $\theta = 0^\circ$ und $\phi = 0^\circ$. Das Achsenverhältnis des Einzelstrahlers in Richtung Boresight beträgt 1,10 dB.

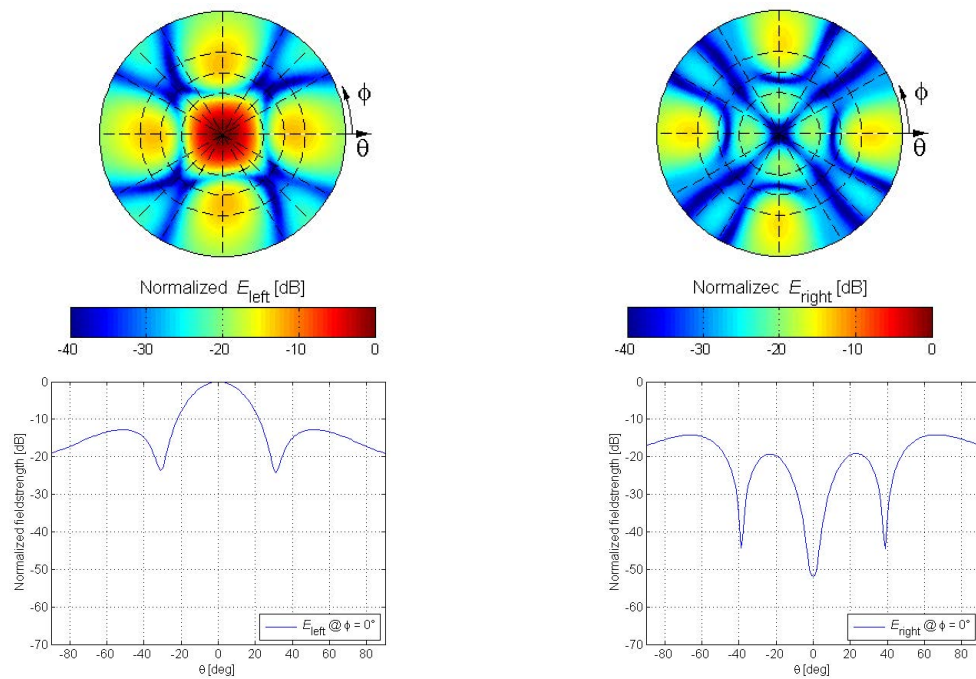


Abbildung 2.40: Strahlungsdiagramme eines 4x4-Arrays mit sequentieller Rotation der Elemente bei 19,7 GHz. Schwenkung auf $\theta = 0^\circ$ und $\phi = 0^\circ$. Das Achsenverhältnis des Einzelstrahlers in Richtung Boresight beträgt 1,10 dB.

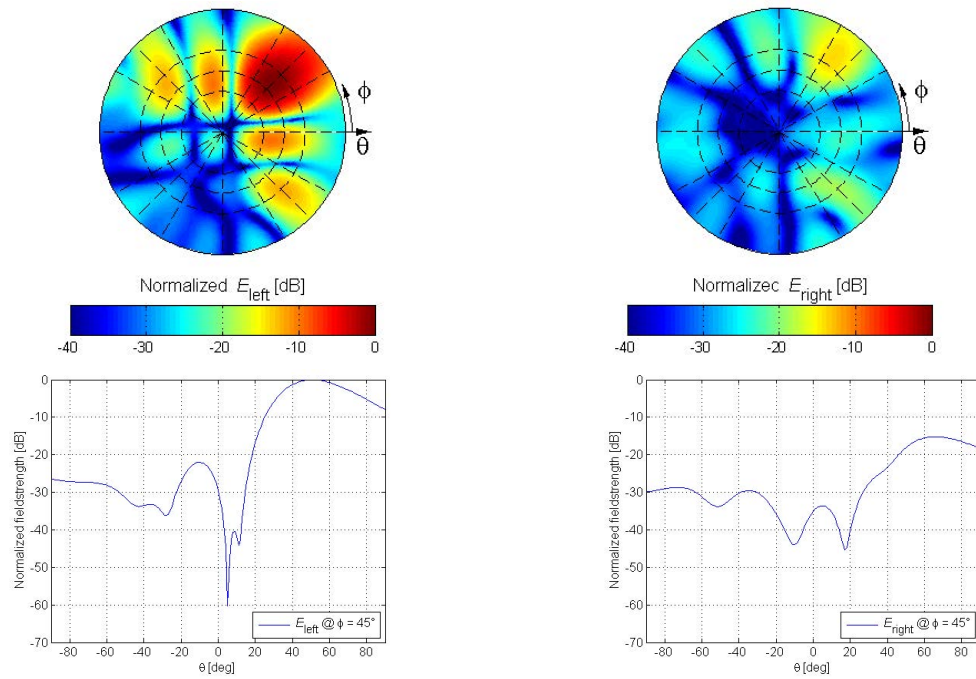


Abbildung 2.41: Strahlungsdiagramme eines 4x4-Arrays mit gleicher Anordnung der Elemente bei 19,0 GHz. Schwenkung auf $\theta = 60^\circ$ und $\phi = 45^\circ$. Das Achsenverhältnis des Einzelstrahlers in Richtung Boresight beträgt 1,10 dB.

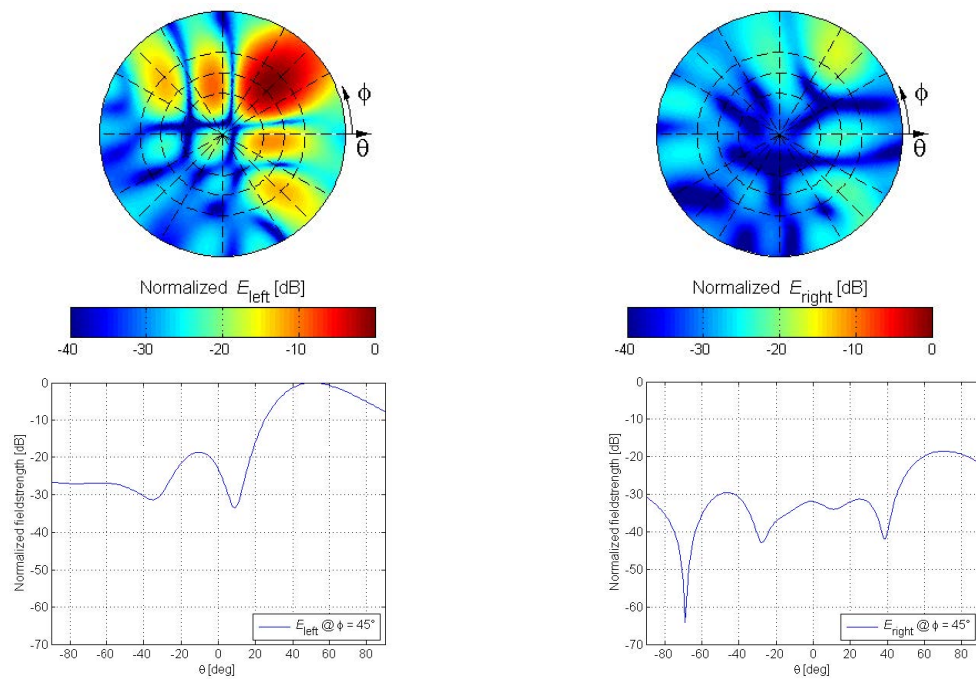


Abbildung 2.42: Strahlungsdiagramme eines 4x4-Arrays mit sequentieller Rotation der Elemente bei 19,0 GHz. Schwenkung auf $\theta = 60^\circ$ und $\phi = 45^\circ$. Das Achsenverhältnis des Einzelstrahlers in Richtung Boresight beträgt 1,10 dB.

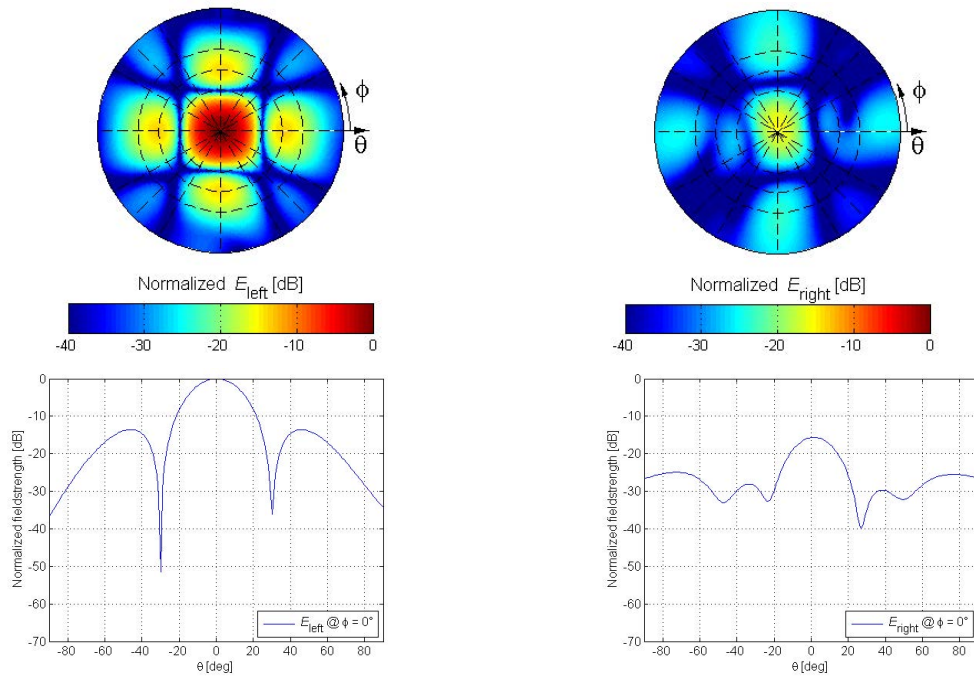


Abbildung 2.43: Strahlungsdiagramme eines 4x4-Arrays mit gleicher Anordnung der Elemente. Schwenkung auf $\theta = 0^\circ$ und $\phi = 0^\circ$. Das Achsenverhältnis des Einzelstrahlers in Richtung Boresight beträgt 3,00 dB.

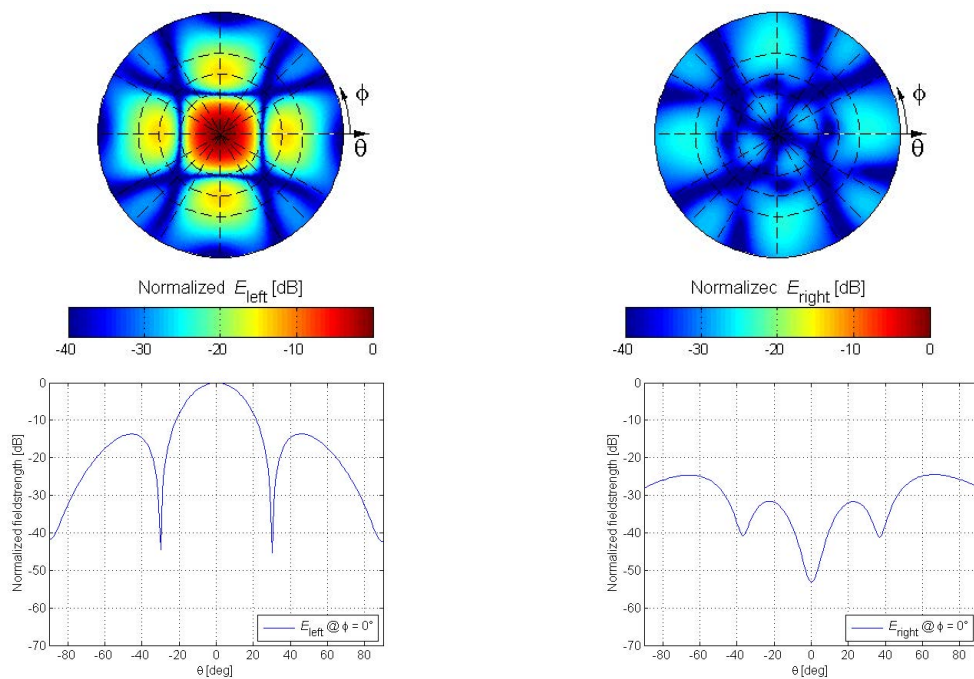


Abbildung 2.44: Strahlungsdiagramme eines 4x4-Arrays mit sequentieller Rotation der Elemente. Schwenkung auf $\theta = 0^\circ$ und $\phi = 0^\circ$. Das Achsenverhältnis des Einzelstrahlers in Richtung Boresight beträgt 3,00 dB.

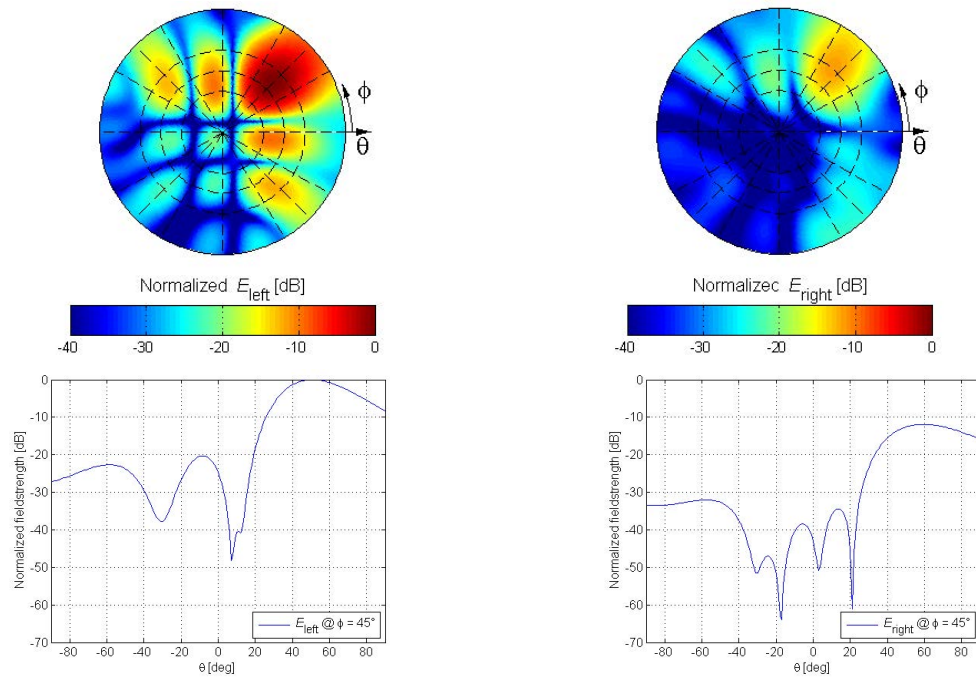


Abbildung 2.45: Strahlungsdiagramme eines 4x4-Arrays mit gleicher Anordnung der Elemente. Schwenkung auf $\theta = 60^\circ$ und $\phi = 45^\circ$. Das Achsenverhältnis des Einzelstrahlers in Richtung Boresight beträgt 3,00 dB.

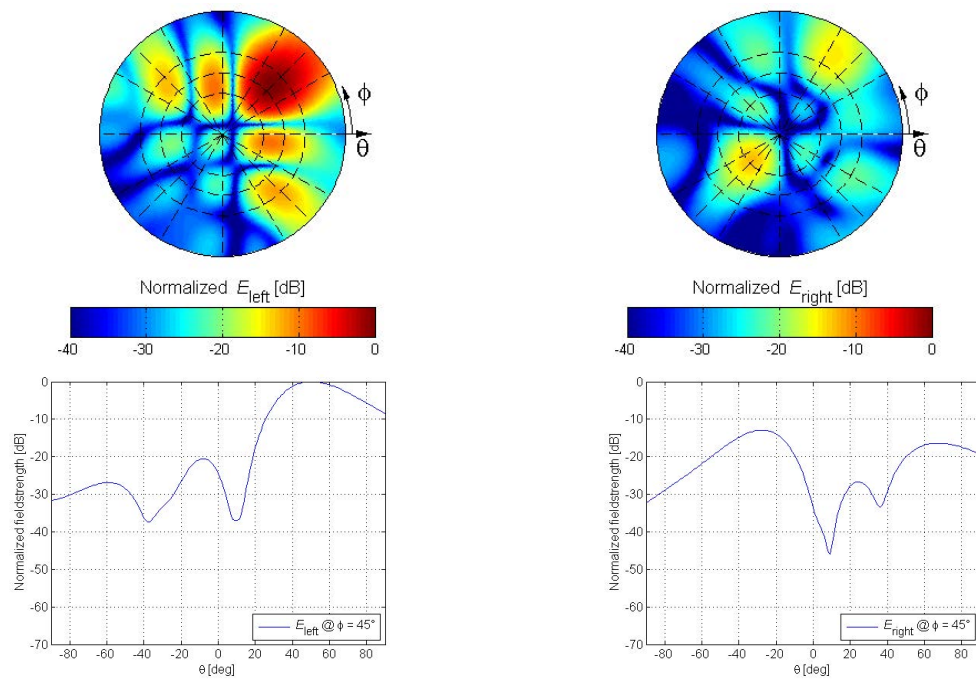


Abbildung 2.46: Strahlungsdiagramme eines 4x4-Arrays mit sequentieller Rotation der Elemente. Schwenkung auf $\theta = 60^\circ$ und $\phi = 45^\circ$. Das Achsenverhältnis des Einzelstrahlers in Richtung Boresight beträgt 3,00 dB.

Die Ergebnisse in Abbildung 2.38 bis Abbildung 2.46 zeigen deutlich, dass für den entwickelten Einzelstrahler die sequentielle Rotation der Elemente keine entscheidenden Vorteile gegenüber der gleichen Anordnung der Elemente bringt. Erst wenn das Achsenverhältnis höher ist (z.B. 3 dB) lassen sich die Vorteile sequentieller Rotation deutlich erkennen. Aber auch in diesem Fall zeigen sich die Vorteile vor allem für kleine Schwenkwinkel. Bei starker Schwenkung des Arrays (Abbildung 2.45 und Abbildung 2.46) haben die die Maxima der kreuzpolaren Polarisation bei beiden Elementanordnungen fast den gleichen Pegel. Nur die Positionen der Maxima sind verschieden.

Abbildung 2.47 zeigt den Einfluss von Phasen- und Amplitudenfehlern sowie der Quantisierung bei einem Einzelstrahler mit $AR = 3$ dB. Auch hier scheint die sequentielle Rotation keine wesentlichen Vorteile zu bringen – beide Elementanordnungen haben eine ähnliche Empfindlichkeit gegenüber Toleranzen und Quantisierungseffekten.

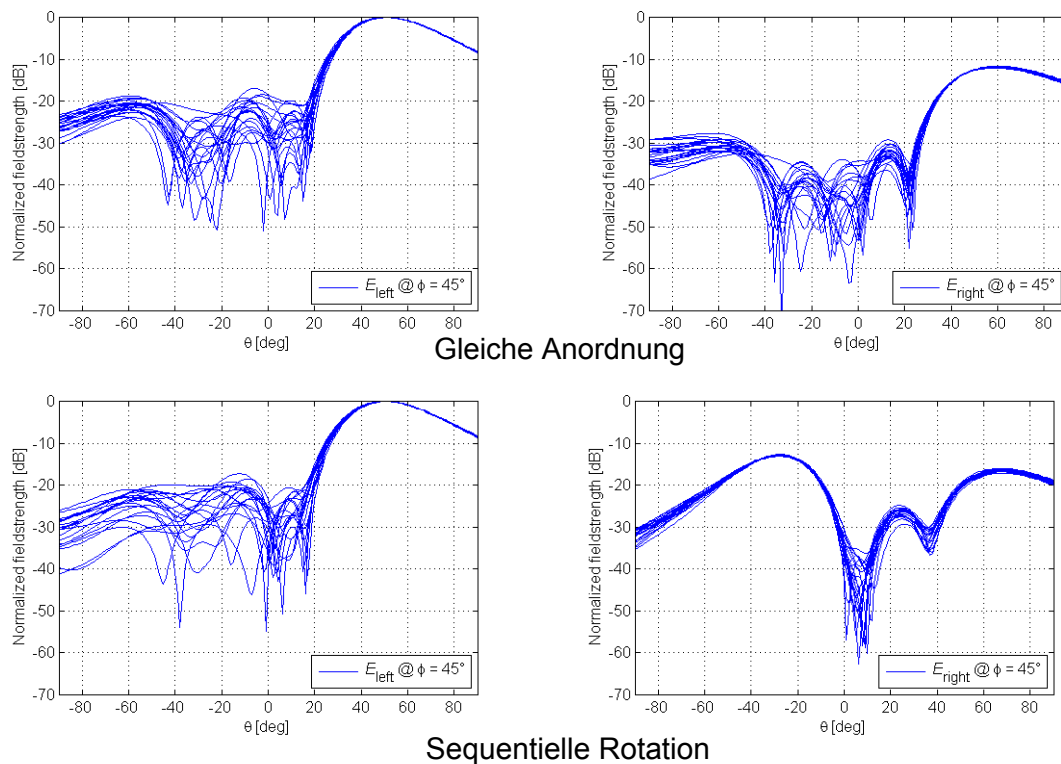


Abbildung 2.47: Effekte der Quantisierung und Fehler auf Strahlungsdiagramme eines 4×4 -Arrays. Schwenkung auf $\theta = 60^\circ$ und $\phi = 45^\circ$. Das Achsenverhältnis des Einzelstrahlers in Richtung Boresight beträgt 3,0 dB. 20 Überlagerungen mit einer Streuung der Phase mit RMS 10° , Amplitude mit RMS 1 dB, und Quantisierung der Phase mit 5 Bits und der Amplitude mit 1 dB.

Um die Simulationsergebnisse zu validieren, wurden vier unterschiedliche 4×4 -Arrays hergestellt und vermessen:

- 4×4 -Array mit sequentieller Rotation der Elemente. Geschwenkt auf: $\theta = 0^\circ$ und $\phi = 0^\circ$

- 4x4-Array mit gleicher Anordnung der Elemente. Geschwenkt auf: $\theta = 0^\circ$ und $\phi = 0^\circ$
- 4x4-Array mit sequentieller Rotation der Elemente. Geschwenkt auf: $\theta = 45^\circ$ und $\phi = 45^\circ$
- 4x4-Array mit gleicher Anordnung der Elemente. Geschwenkt auf: $\theta = 45^\circ$ und $\phi = 45^\circ$

Dabei mussten vier unterschiedliche Speisernetzwerke entworfen werden. Wegen der sehr hohen Integrationsdichte wurden die Speisernetzwerke auf einer zusätzlichen Schicht untergebracht und durch Vias mit den 90°-Hybriden verbunden. Abbildung 2.48 zeigt den Querschnitt der 4x4-Arrays.

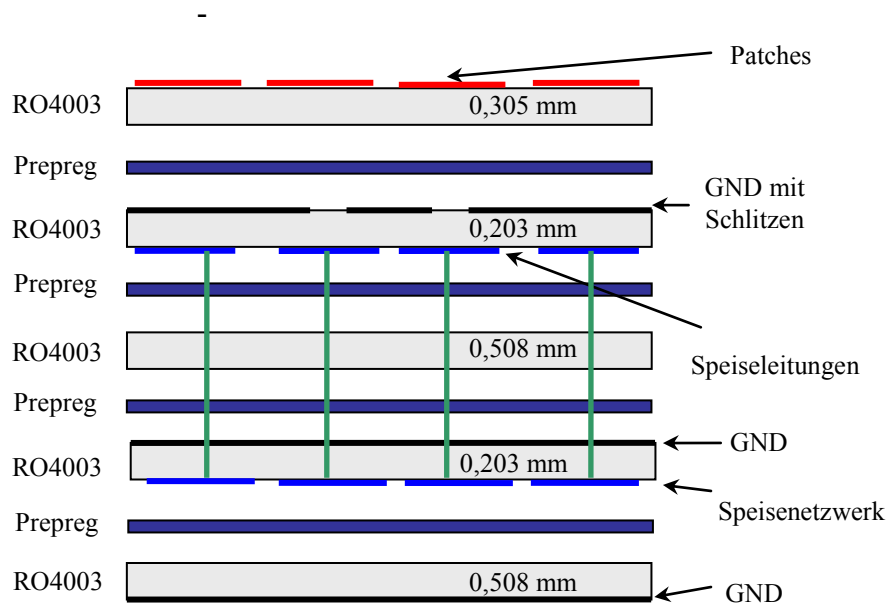


Abbildung 2.48: Querschnitt der gefertigten 4x4-Arrays mit Speisernetzwerken.

Trotz einer zusätzlichen Schicht für die Speisernetzwerke war ihre Integration, vor allem wegen der unterschiedlichen Leitungslängen bei Steuerung der Antenne auf $\theta = 0^\circ$ und $\phi = 45^\circ$, nicht einfach. Abbildung 2.49 zeigt eine Draufsicht des gefertigten 4x4-Arrays mit sequentieller Rotation der Elemente und gesteuert in Richtung $\theta = 45^\circ$ und $\phi = 45^\circ$.

Die gefertigten Antennen wurden in einer Compact Range des Instituts für Hochfrequenztechnik des DLR vermessen (Abbildung 2.50).

Die folgenden Diagramme zeigen Vergleiche zwischen simulierten und gemessenen normierten Strahlungsdiagrammen für die vier Antennenarrays bei 19,7 GHz. Die Simulationen wurden in Ansoft Designer durchgeführt, deswegen wurden eine unendliche Grundplatte und unendlich breite Substrate angenommen. Wegen der großen Komplexität der Arrays konnten keine 3D-Simulationen mit dem Einfluss der Kanteneffekte und Stecker (z.B. mit HFSS) durchgeführt werden.

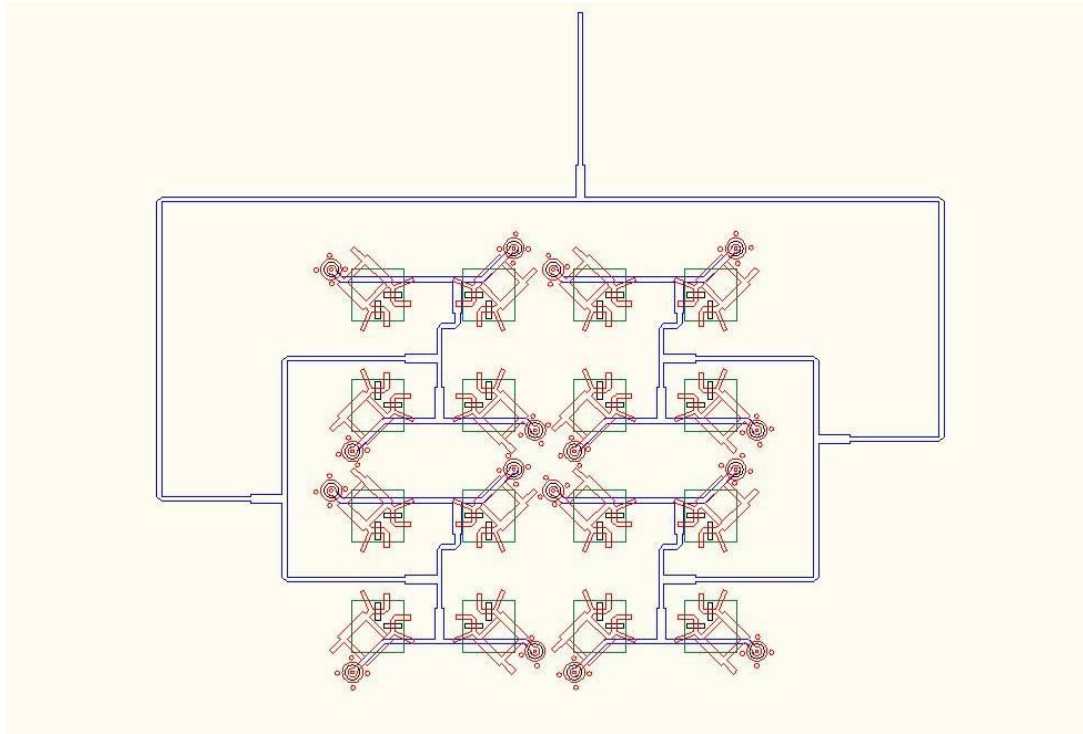


Abbildung 2.49: Draufsicht des 4x4-Arrays mit sequentieller Rotation der Elemente, geschwenkt auf $\theta = 45^\circ$ und $\phi = 45^\circ$.

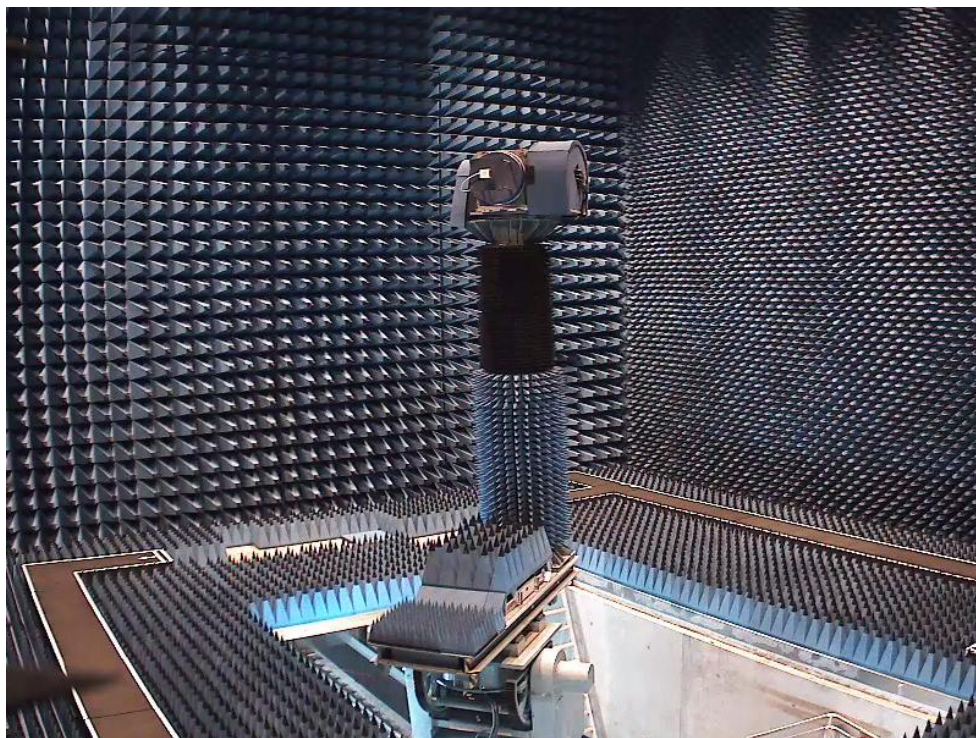


Abbildung 2.50: Compact Range des DLR-Instituts für Hochfrequenztechnik in Oberpfaffenhofen.

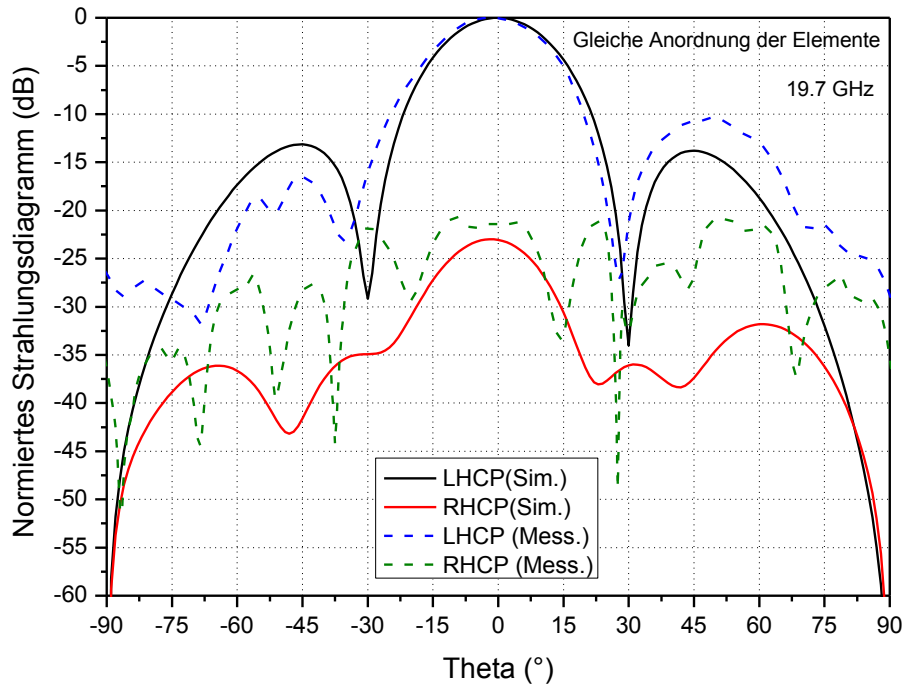


Abbildung 2.51: Vergleich zwischen simulierten und gemessenen Strahlungsdiagrammen eines 4x4-Arrays mit gleicher Anordnung der Elemente. Schwenkung auf $\theta = 0^\circ$ und $\phi = 0^\circ$.

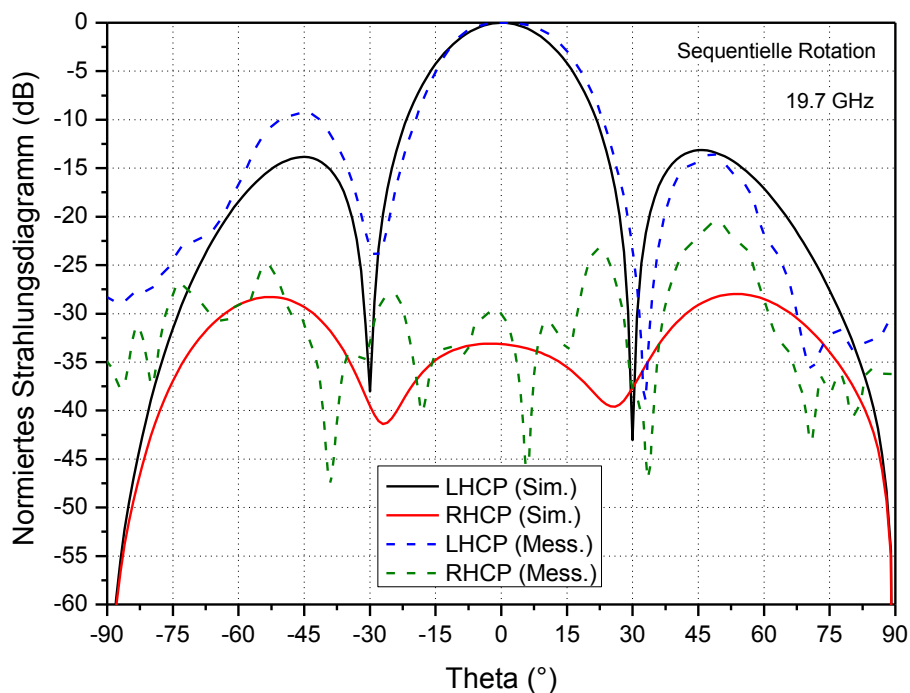


Abbildung 2.52: Vergleich zwischen simulierten und gemessenen Strahlungsdiagrammen eines 4x4-Arrays mit sequentieller Rotation der Elemente. Schwenkung auf $\theta = 0^\circ$ und $\phi = 0^\circ$.

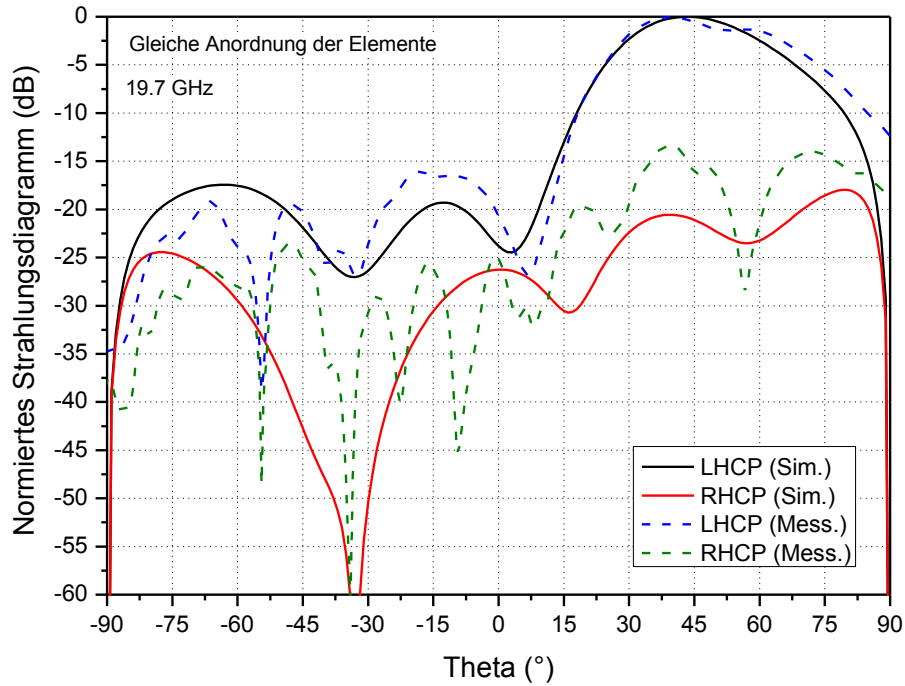


Abbildung 2.53: Vergleich zwischen simulierten und gemessenen Strahlungsdiagrammen eines 4x4-Arrays mit gleicher Anordnung der Elemente. Schwenkung auf $\theta = 45^\circ$ und $\phi = 45^\circ$.

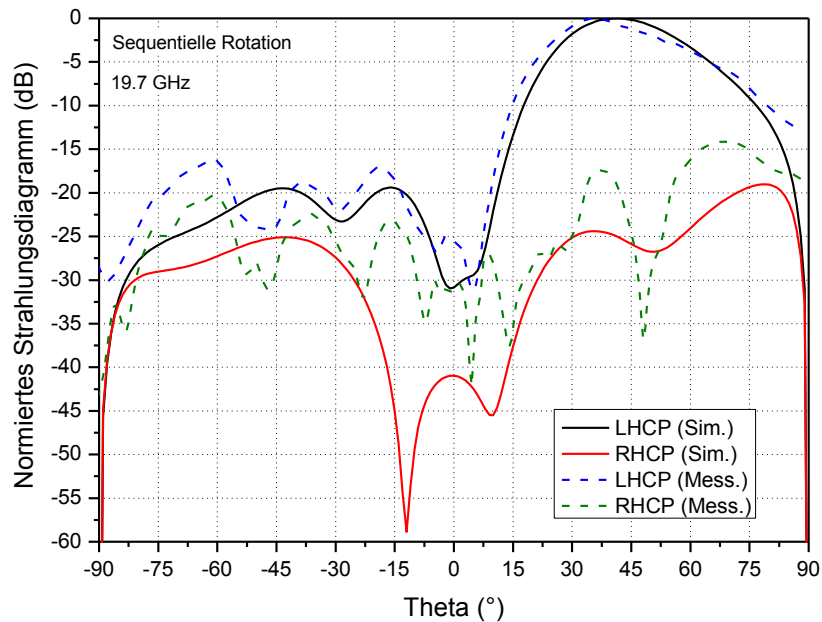


Abbildung 2.54: Vergleich zwischen simulierten und gemessenen Strahlungsdiagrammen eines 4x4-Arrays mit sequentieller Rotation der Elemente. Schwenkung auf $\theta = 45^\circ$ und $\phi = 45^\circ$.

Die Ergebnisse in Abbildung 2.51 bis Abbildung 2.54 zeigen, dass die sequentielle Rotation bei Verwendung des neu entwickelten Elements die kreuzpolaren Strahlungseigenschaften des Arrays nur leicht verbessert. Aufgrund von Verkopplungen in den Speisernetzwerken sowie von Material- und Fertigungstoleranzen werden die Arrayelemente immer mit einem Phasenfehler angeregt, der auch die Wirkung der sequentiellen Rotation beeinflusst.

2.6 Rx-System

(AP2100, 2300, 3100)

2.6.1 Antennen für Polarisationsmultiplex

Ausgehend von den Erkenntnissen, die in den beiden Vorgängerprojekten gesammelt werden konnten, wurde ein neuer Einzelstrahler zur Verwendung im Antennenarray entwickelt. Ein grundsätzliches Kriterium bei der Entwicklung ist, dass die Antennen zirkular polarisiert sein müssen. Als Erweiterung soll die neue Antenne Polarisationsmultiplex, also den gleichzeitigen Empfang beider orthogonalen Polarisierungen LHCP und RHCP ermöglichen. Dabei ist ein kompakter Aufbau für die Nutzbarkeit in einem Array von entscheidender Bedeutung. Darüber hinaus muss insbesondere für die Satellitenkommunikation die kreuzpolare Komponente möglichst klein sein, um ein gutes Achsenverhältnis zu ermöglichen.

Der hier gewählte kompakte Ansatz verwendet für die Antennenspeisung einen resonanten Ring mit einer leerlaufenden Stichleitung und zwei Anschlusstoren [4]. Die Tore liegen auf gegenüberliegenden Seiten des Rings und sind über Vias mit der unteren Metalllage verbunden. Die Stichleitung ist mittig zwischen den zwei Speisetoren angeordnet. Der Ringresonator ist über eine runde Apertur an eine kreisrunde Patchantenne gekoppelt. Der Multilayeraufbau ist in Abbildung 2.55 skizziert und basiert auf Softsubstraten der Rogers 4000 Serie [5].

Die Funktion der Antenne basiert auf dem Leitungsmodell in Abbildung 2.56. Das zugrunde liegende Prinzip ist in [4] genauer erläutert. Die Abmessungen der Antennen wurden mittels des Feldsimulationsprogramms CST [6] optimiert.

Die Isolation der Speisetore ist von deren Anpassung abhängig. Diese wird durch parasitäre Effekte wie den Via-Übergang beeinflusst und muss daher optimiert werden. Die Speiseleitung zwischen Ringresonator und Via wird mit Mäandern versehen, um ein möglichst kompaktes Layout zu erhalten. Ein weiteres wichtiges Kriterium ist die Kopplung zwischen Ring und Patch. Diese kann über die Leiterbreite des Ringresonators sowie die Größe der zirkularen Apertur verbessert werden.

Die S-Parameter werden mittels eines Netzwerkanalysators (NWA) unter Nutzung eines Spitzenmessplatzes ermittelt (vgl. Abbildung 2.57a). Dazu wird das gefertigte Testmuster mit der Antennenseite nach unten abgelegt und Messspitzen mit $750\ \mu\text{m}$ Pitch aufgesetzt. Unterhalb

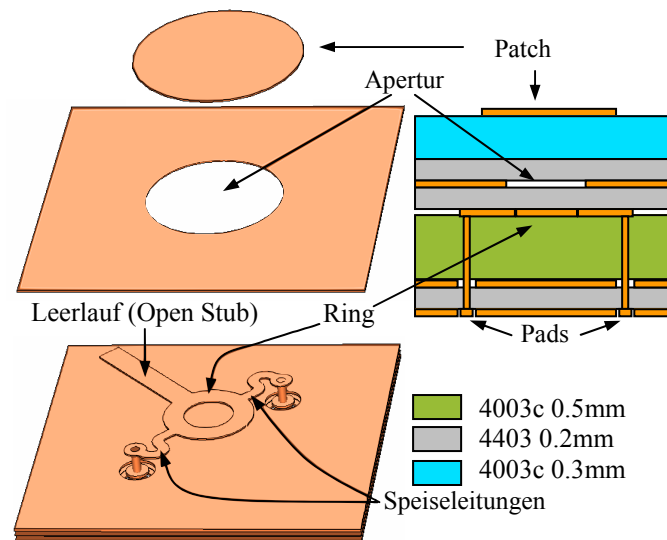


Abbildung 2.55: Struktur und Aufbau der Rx-Antenne.

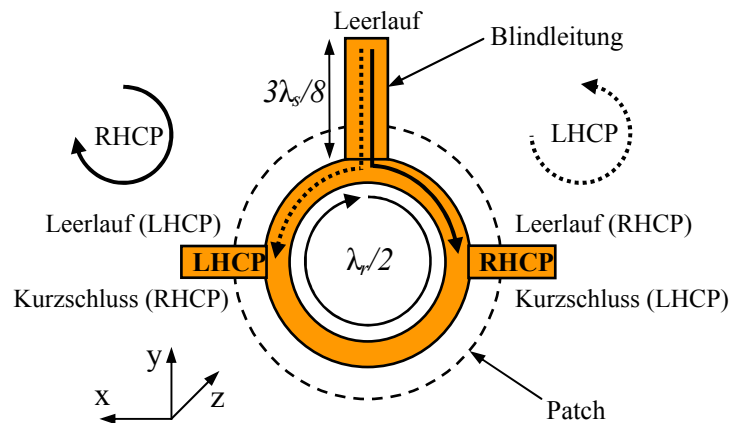
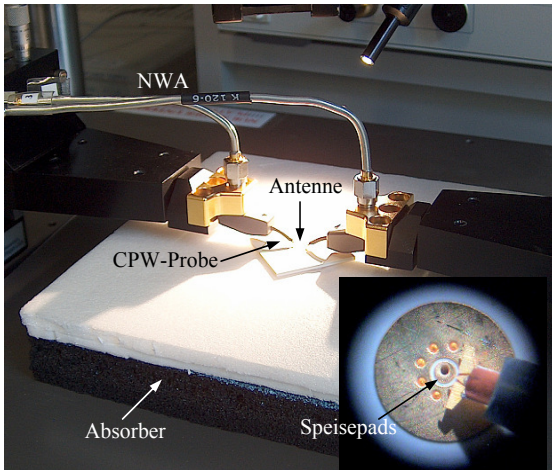


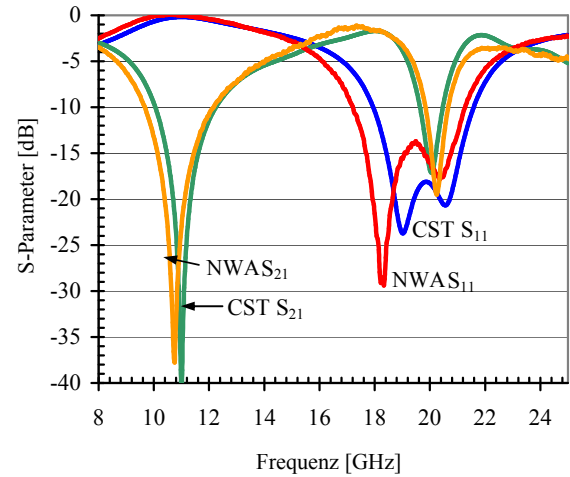
Abbildung 2.56: Polarisationsabhängige Transformation der Blindleitung.

der Antenne befindet sich für die Messung absorbierendes Material, um Reflexionen zu vermeiden. Die Ergebnisse der Messung sind in Abbildung 2.57b dargestellt. Die Messwerte stimmen dabei gut mit den simulierten Werten aus CST überein.

Für die Antennenmessung wurde auf eine Messumgebung mit Absorber zurückgegriffen. Die Messung von Gewinn und Achsenverhältnis erfolgt nach der drei Antennenmethode. Dazu wurden eine zirkular polarisierte Hornantenne mit 21 dBi Gewinn und eine rechteckige Hornantenne mit 16.5 dBi Gewinn als Referenzantennen verwendet. Die Ergebnisse wurden mittels NWA mit Amplitude und Phase aufgenommen. Die Ergebnisse nach der Auswertung sind in Abbildung 2.58 zu sehen. Der Gewinn ist maximal 4 dBi und bleibt damit nur leicht unter dem erwarteten Maximum von 4 dBi (vgl. Abbildung 2.58a). Das Achsenverhältnis der Patchantenne ist im Frequenzbereich von 17 GHz bis 21.4 GHz besser als -6 dB. Dies gilt für beide Polarisierungen (vgl. Abbildung 2.58b).

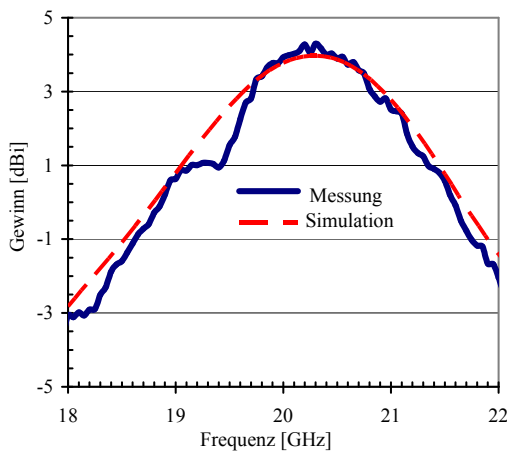


(a) Messaufbau mit Messspitzen. Die Antenne strahlt nach unten in absorbierendes Material.

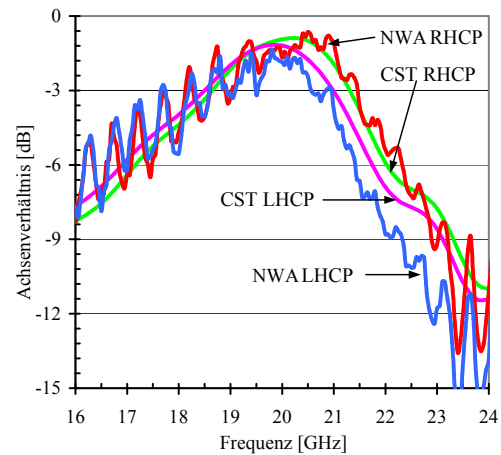


(b) Vergleich der S-Parameter zwischen Simulation und Messung.

Abbildung 2.57: Messungen mit NWA.



(a) Gewinn.



(b) Achsenverhältnis.

Abbildung 2.58: Vergleich von Mess- und Simulationsdaten der Rx-Antenne.

Die Fernfelddiagramme wurden mittels eines Leistungsmesskopfes bei 20 GHz gemessen. Als Referenz wurde eine Hornantenne verwendet. Die Ergebnisse sind in Abbildung 2.59 für vier Azimuthschnitte über die Elevation aufgetragen. Gut zu erkennen ist, dass Simulations- und Messdaten im wesentlichen übereinstimmen. Die 3 dB-Keulenbreite beträgt etwa 110° mit einer guten Unterdrückung der kreuzpolaren Komponente. Bei niedrigen Elevationswinkeln nimmt die Isolation zwischen den Polarisierungen leicht ab.

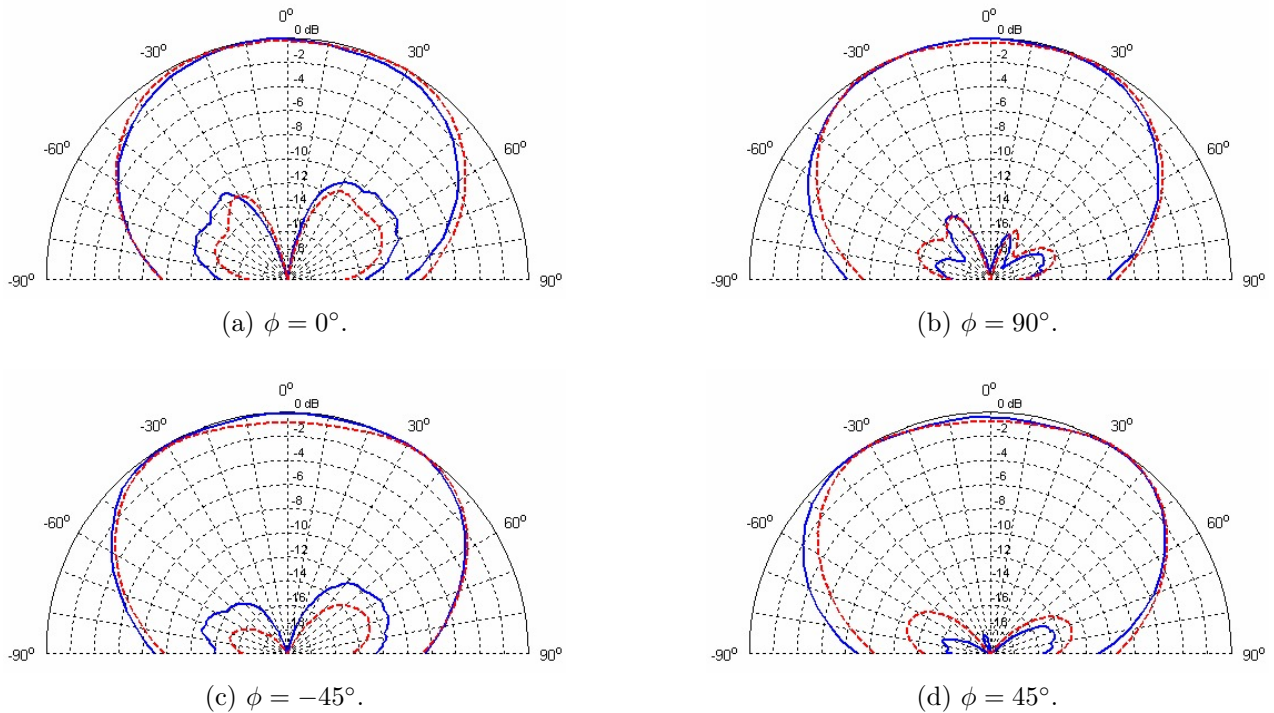


Abbildung 2.59: Richtcharakteristik einer Rx-Antenne in verschiedenen Azimuth-Schnitten über den gesamten Elevationsbereich. Die gestrichelte rote Kurve zeigt simulierte Daten der Co- und Kreuzpolaren Anteile; die blaue Kurve zeigt die entsprechenden gemessenen Werte.

2.6.2 HF-Module (AP2110, 2120, 3110)

Die besondere Herausforderung im Bereich der Millimeterwellen ist die notwendige Elektronik auf der kleinen pro Arrayzelle zur Verfügung stehende Fläche unterzubringen. Der Abstand zwischen zwei Arrayzellen sollte nicht größer als $\lambda/2$ sein, um eine optimale Schwenkbarkeit zu gewährleisten. Dadurch sinkt mit steigender Frequenz die Fläche, die für Filter, Halbleiterelektronik und Kühlung zur Verfügung steht. Diese kann teilweise durch die Verwendung von mehrlagigen Aufbauten erhöht werden; die gesamte Halbleiterelektronik muss jedoch aus fertigungstechnischen Gründen im Allgemeinen auf der gleichen Lage untergebracht werden. Im folgenden soll daher eine neuartige Lösung auf Basis von flexiblen LCP Substraten erläutert werden, die in den SANTANA 3 Rx-Frontends Anwendung findet [7].

Als Einzelstrahler für das Array dient die Antenne aus Abschnitt 2.6.1. Das Array selber wird dabei aus mehreren Modulen zusammengesetzt, die jeweils aus 4×4 Einzelstrahlern bestehen. Der Aufbau eines solchen Moduls mit den für Polarisationsmultiplex verwendeten Ringkopplern ist in Abbildung 2.60 zu sehen. Dort sieht man auch die Antennenseite mit den 16 Einzelstrahlern. Der Verbund aus mehreren Modulen muss skalierbar sein, damit das Array modular auf eine beliebige Größe erweitert werden kann.

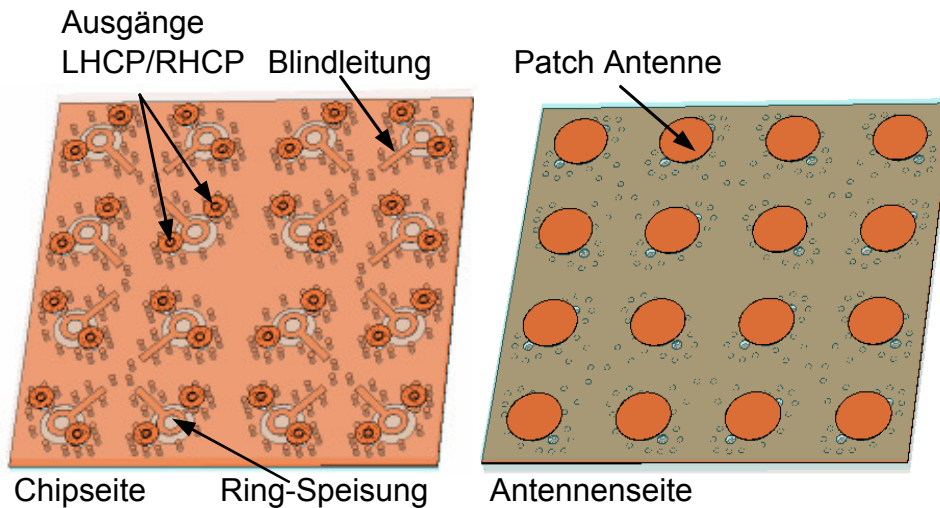


Abbildung 2.60: 4x4 Arraymodul mit Polarisationsmultiplex.

Um nun die zur Verfügung stehende Fläche für Halbleiterkomponenten zu vergrößern, wird eine Kombination aus flexiblen LCP- und starren Substraten verwendet. Dieser „Starrflex“-Aufbau besteht also aus starren Komponenten die über flexible Substrate miteinander verbunden sind. Auf Grund des zunächst vollständig planaren Aufbaus ist es möglich, die starren Substrate in einem Standardprozess herzustellen und mit MMICs zu bestücken. Im Anschluss ermöglichen die flexiblen Substrate ein „Zusammenfalten“ des Aufbaus, wodurch die MMICs übereinander platziert werden. Dieser Prozess ist in den Abbildungen 2.62 und 2.65 dargestellt. Als Folge steigt die zur Verfügung stehende Oberfläche auf etwa das Doppelte.

Das gesamte HF-Modul wurde als Mehrlagenaufbau durch die Firma ILFA realisiert. Die genaue Stapelung mit Vias ist in Abbildung 2.61a zu sehen. Es wird auf einen Standard 6-Lagen-Multilayerprozess mit den Substraten RO4403CTM und ULTRALAM[®] 3000 sowie RO4403TM Prepreg zurückgegriffen. Abweichend vom herkömmlichen Aufbau werden dabei starre Abschnitte über flexible LCP-Substrate miteinander verbunden. Auf einem der starren Abschnitte sind die Antennen inklusive des Verteilernetzwerks und der LNAs untergebracht (vgl. Abbildung 2.61b). Die anderen starren Abschnitte sind auf der Halbleiterlage mit den Mischer-MMICs bestückt und besitzen auf der Modulrückseite Stecker für ZF- und LO-Übergänge. Die äußere Coverlay-Lage dient dem Schutz des flexiblen Substrats vor mechanischen Schäden.

Für den finalen Zusammenbau des Moduls werden die beiden starren Abschnitte um 180° geklappt und somit übereinander platziert. Dieser Faltvorgang ist in Abbildung 2.62 skizziert. Die DC-Leitungen werden ebenfalls umgebogen werden. In grau zu erkennen sind Abstandhalter („Spacer“), die für einen definierten Abstand der beiden starren Platinen sorgen und zudem die MMICs mechanisch schützen. Abschließend wird das fertige Modul durch Schrauben dauerhaft fixiert.

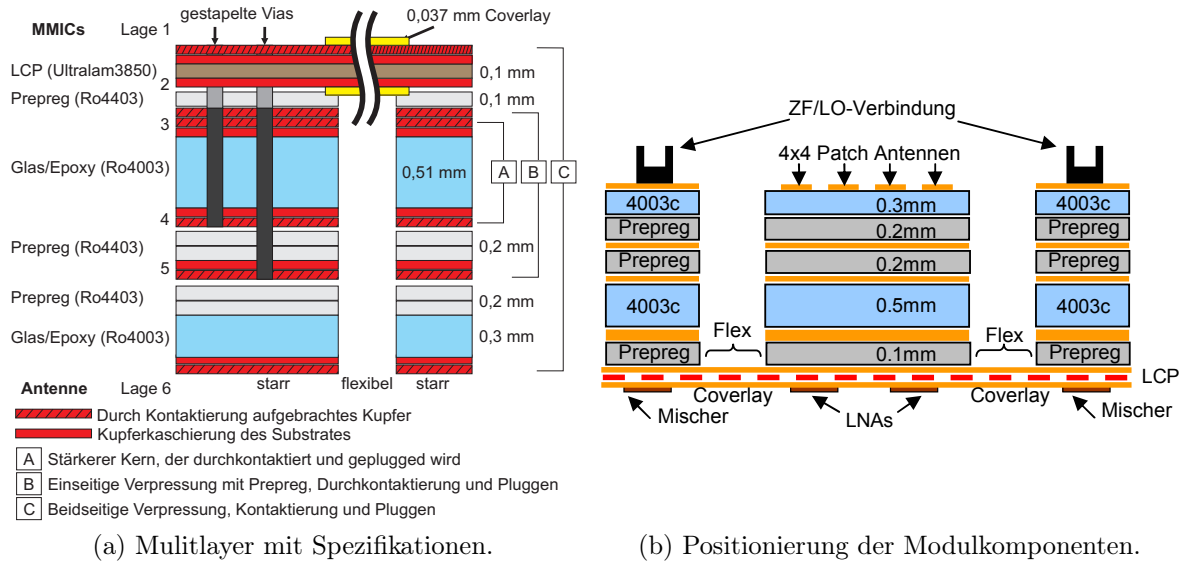


Abbildung 2.61: Mehrlagiger Aufbau des Rx-Frontends.

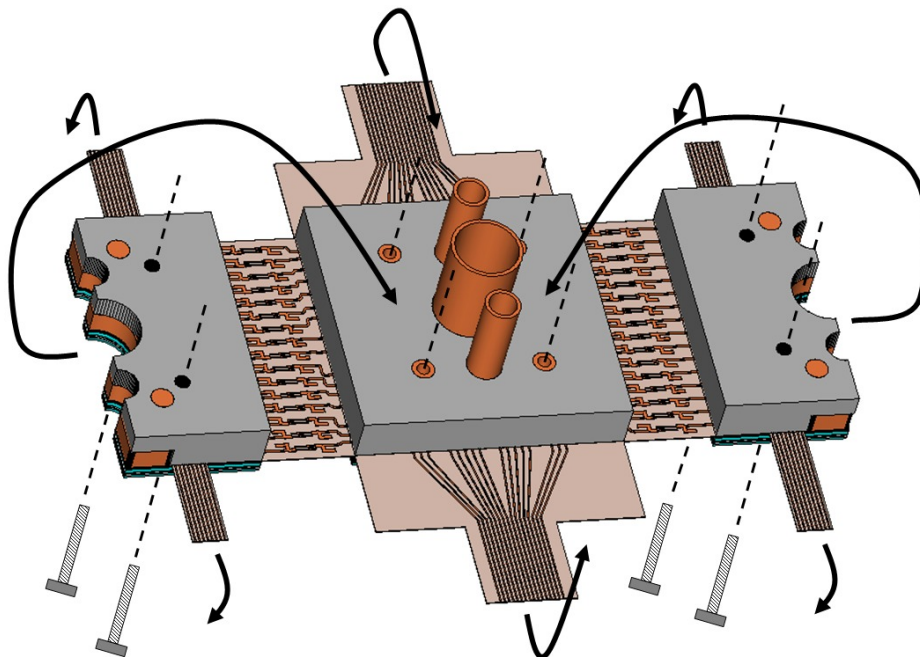


Abbildung 2.62: Zeichnung des Faltvorgangs zum Zusammenbau eines Moduls.

Der zentrale (starre) Antennenteil des Moduls ist von der Chipseite in Abbildung 2.64 links zu sehen. Auf diesem Teil werden, wie zu erkennen, die 32 LNAs platziert und mit Wire-Bonds mit den Leiterbahnen verbunden. Die große Kupferfläche in der Mitte dient als Wärmeübergang, um einen Großteil der Verlustleistung der MMICs abzuführen. Auf ihr wird ein Kupferwärmetauscher aufgelötet. Zu allen vier Seiten gehen LCP-Verbinder ab, die zum Schutz mit orangefarbenem Coverlay beschichtet sind. Auf dem oberen und unteren LCP-Abschnitt sind die

DC-Versorgungsleitungen für die Verstärker geführt, auf den beiden seitlichen die HF-Leitungen für die Verbindung zwischen LNA und Mischer.

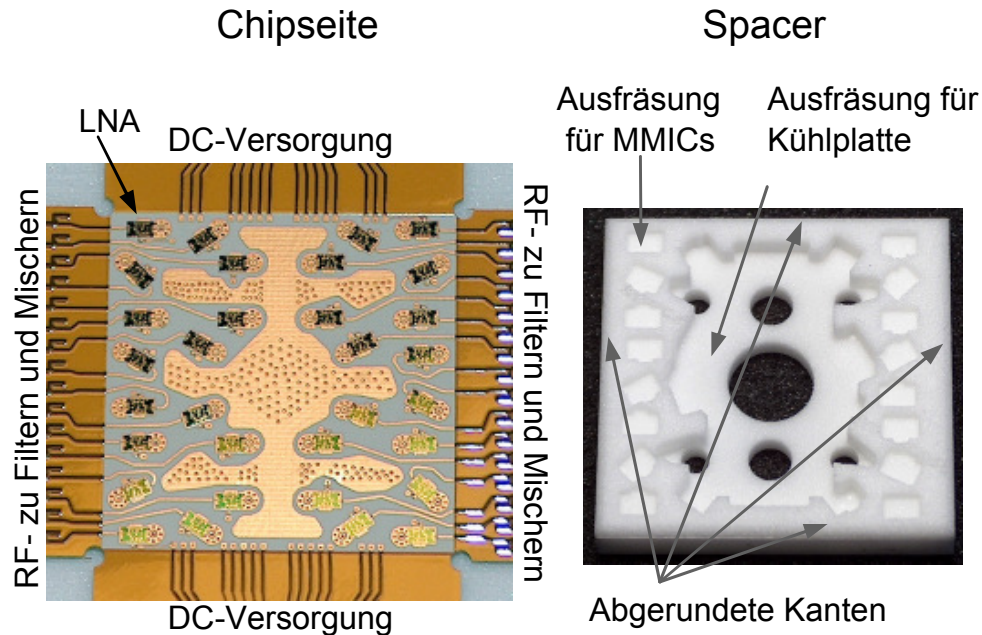


Abbildung 2.63: MMIC Packaging (links) und Rohacell Spacer (rechts) mit Ausfräsungen für MMICs und die Kühlung.

Der rechte Teil von Abbildung 2.64 zeigt den Abstandshalter („Spacer“). Für einen minimalen Einfluss auf die Antenne und die Halbleiter ist dieser aus ROHACELL[®] gefertigt. Hauptaufgabe des Spacers ist der mechanische Schutz der MMICs. Dazu werden an den passenden Stellen Kavitäten ins ROHACELL[®] gefräst. Dadurch wird beim Zusammenfallen des Moduls kein mechanischer Stress auf den freiliegenden Dies der Chips ausgeübt. Für einen guten mechanischen Halt am Modul wird der Spacer passgenau auf die Kühlplatte zugefräst.

Der flexible HF-Übergang zwischen den starren Modulteilen ist in Abbildung 2.64 genauer zu sehen. Deutlich zu erkennen ist der rein flexible Teil am orange farbigen Coverlay, während die starren Abschnitte weiß sind. Auf dem LCP werden die Spiegelfrequenzfilter platzsparend untergebracht. Die Veränderung des Verhaltens dieser Filter durch Biegen ist dabei vernachlässigbar [8]. Das Filter selber besteht aus gekoppelten Leitungen, deren Anpassung durch eine Stichleitung verbessert wird. Ebenfalls zu sehen sind auf der linken Seite die Mischer und auf der rechten Seite die LNA mit dem Via-Übergang zur Antenne.

Abbildung 2.65a zeigt die Fotografie eines fertig bestückten Moduls, das bereits teilweise gefaltet wurde. Gut zu erkennen sind die über den MMIC angebrachten Spacer, sowie die aufgelöteten Kühlplatten. Die Antennenseite zeigt in diesem Fall nach unten, während auf der oben liegenden Seite die ZF- und LO-Verbinder zu sehen sind. In Abbildung 2.65b ist ein vollständig zusammengebautes Modul zu sehen. Gut zu erkennen sind die Antennen und die

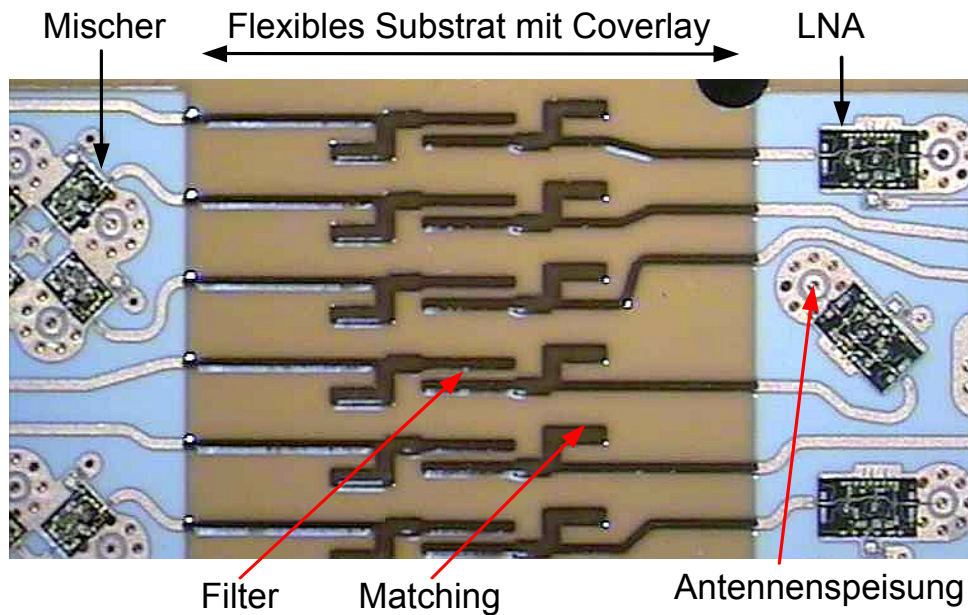
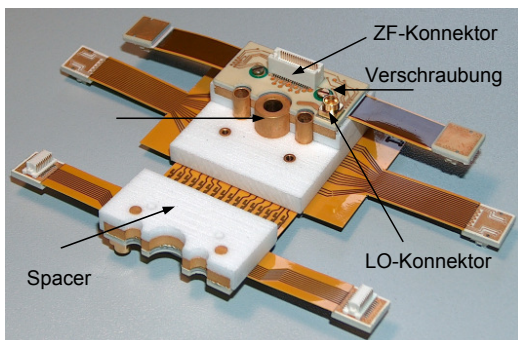
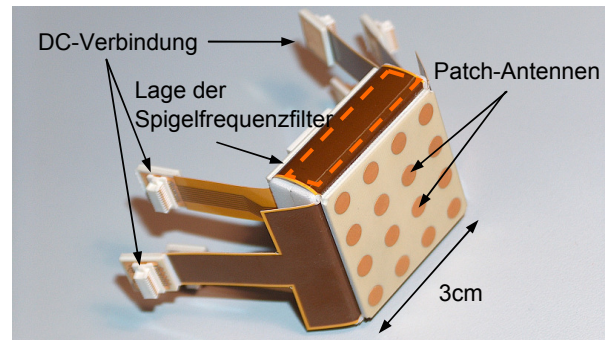


Abbildung 2.64: Nahaufnahme des Rx-Chipsets mit LNAs, Mixern und dem Spiegelfrequenzfiltern auf LCP-Substrat.

gebogenen LCP-Substrate. Farblich markiert ist der Abschnitt mit den HF-Verbindungen und Filtern. Ebenfalls zu sehen sind die Stecker für die Gleichstromversorgung.



(a) Teilweise gefaltet.



(b) Vollständiger Zusammenbau.

Abbildung 2.65: Fotografien des Faltungsprozesses der Rx-Module.

Mit dem fertigen Modul wurden Fernfeldmessungen durchgeführt. Die Ergebnisse eines Schnitts sind für die kopolare Polarisation für LHCP in Abbildung 2.66a und RHCP in Abbildung 2.66b zu sehen. Der Öffnungswinkel der Antennen beträgt etwa 60° und bietet damit optimale Voraussetzungen für die Schwenkbarkeit des Arrays. In Abbildung 2.66a wird außerdem demonstriert, dass sich defekte Kanäle reparieren lassen. Gut zu erkennen ist ein defekter Kanal, der eine deutlich geringere Feldstärke aufweist. Durch Öffnen des Moduls und Wechsel des defekten MMIC ließ sich der Kanal reparieren.

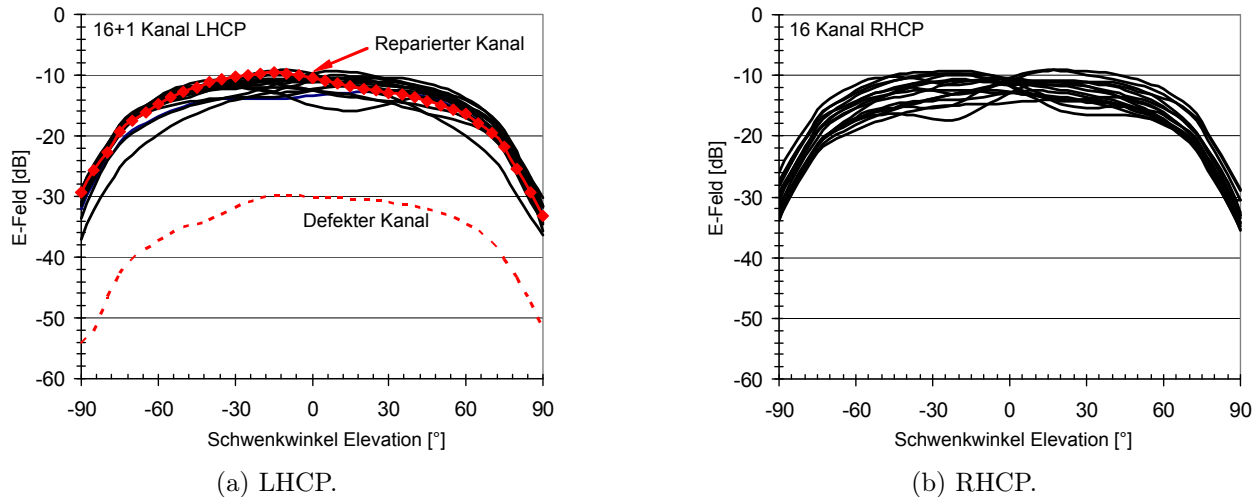


Abbildung 2.66: Fernfelddiagramme eines Rx-Moduls mit Polarisationsmultiplex.

2.6.3 Manifold und Kühlung (AP3170)

Das Manifold stellt die „Aufnahme“ für die Module dar. Es dient zum einen der mechanischen Fixierung der Module, zum anderen ist es für die Verteilung der Signale und Versorgungsspannungen sowie für die Kühlung zuständig. Beispielsweise ist auf dem Manifold ein Verteilernetzwerk für ZF-Signale und eines für LO-Signale vorgesehen.

Abbildung 2.67 zeigt eine schematische Skizze des Manifolds und dessen äußere Abmessungen in einem Gehäuse. Benötigt wird eine Fläche von 20 cm x 30 cm bei einer Aufbauhöhe von insgesamt 8 cm. Die Position der HF-Module ist in orange eingezeichnet. An den Modulen direkt angrenzend sind Wärmetauscher (blau), die den Kühlkreislauf der Flüssigkeitskühlung über Heatpipes mit den Modulen verbinden. Die DC-Versorgung der Module wird über Aufsteckplatinen (rot) gewährleistet. Die notwendige externe Versorgung (grau) wird über Spannungswandler stabilisiert. Das LO-Verteilnetzwerk ist in gelb angedeutet und die ZF-Übergänge für LHCP und RHCP in violett.

Die Wärmetauscher sind in Abbildung 2.68a skizziert. Sie werden aus Messing und Aluminium maßgefertigt. Sie enthalten einen Flüssigkeitskreislauf mit einer Kammer zur besseren Aufnahme der Abwärme. Als Kühlflüssigkeit wird Glykol verwendet, um Korrosion der Metalle im Kühlkreislauf zu vermeiden. Des Weiteren weist der Wärmetauscher eine Verschraubung zur Befestigung am Manifold sowie eine zentrale und zwei äußere Bohrungen zur Durchführung der Heatpipes auf. Heatpipes (auch als „Wärmerohr“ bekannt) nutzen Verdampfungswärme zum Energietransport und leiten dadurch die Wärme deutlich besser als ein massives Stück Kupfer gleicher Größe. Alternativ wäre hier auch ein Kühlkonzept mit Luftkühlung anstatt der Wärmetauscher realisierbar.

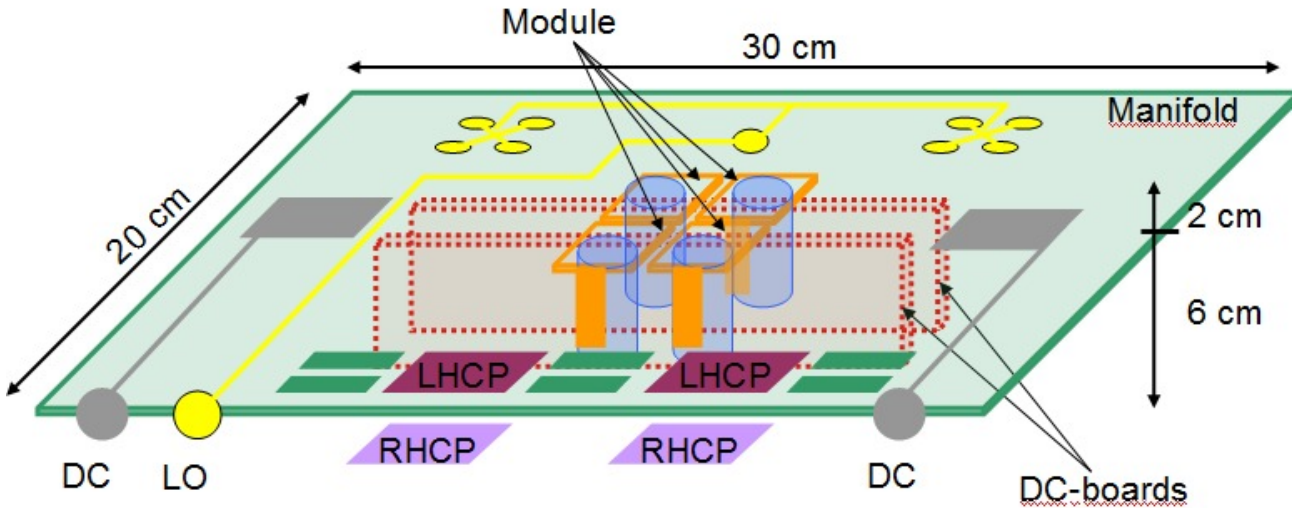


Abbildung 2.67: Zeichnung mit Abmessungen des Rx-Manifolds.

Die drei Heatpipes selber werden am HF-Modul in die Vertiefungen der zentralen Kühlplatte neben den LNA gesteckt (vgl. Abbildung 2.69 links). Die äußeren Kühlplatten neben den Mischern liegen beim zusammengefalteten Modul direkt an den Heatpipes an, um auch die Verlustwärme der Mischer abführen zu können. Die Wärme der MMICs wird dabei über thermische Vias und im Multilayer liegende Kupferflächen an die Kühlplatten abgeleitet. Die Kühlplatten sind aus Kupfer gefertigt und auf das Modul aufgelötet. Um den Wärmeübergang zu optimieren ist zwischen den Heatpipes und den Wärmetauschern bzw. den Kühlplatten Wärmeleitpaste aufgetragen.

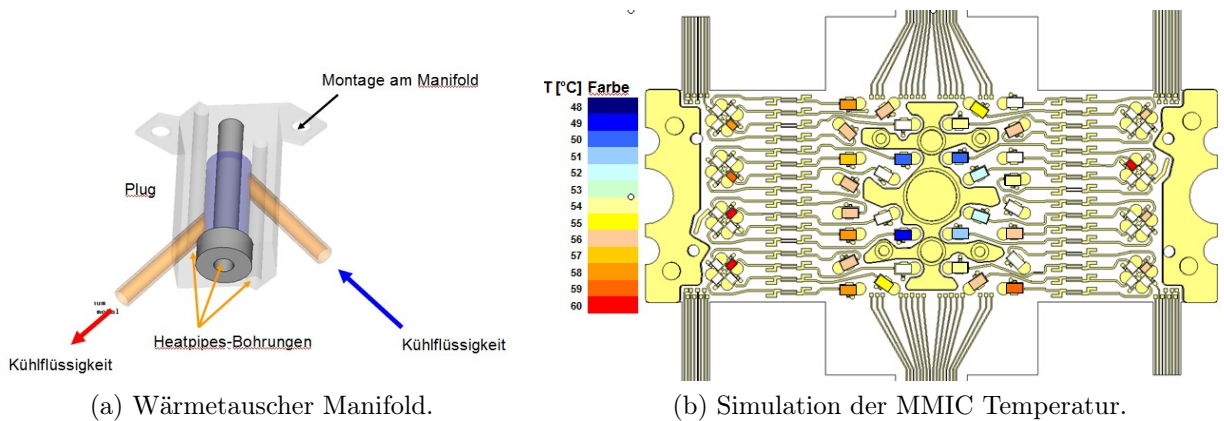


Abbildung 2.68: Untersuchung der Rx-Frontend-Modulkühlung.

Zur Untersuchung des thermischen Übergangs wurden Simulationen durchgeführt. Abbildung 2.68b zeigt eine Simulation der MMIC Temperaturen auf dem HF-Modul. Gut zu erkennen ist, dass die dicht an der Kühlplatte liegenden LNA-MMIC am besten gekühlt werden, während die Kühlung nach außen abnimmt. Die Mischer-MMIC auf den Modulflügeln werden deutlich

weniger gekühlt, so dass dort Temperaturen bis zu 60°C auftreten können. Dies liegt am thermischen Übergang zwischen Heatpipe und den Kühlplatten auf den Flügeln. Insgesamt genügt die Kühlung trotz insgesamt 64 MMIC den Anforderungen.

Für das gesamte HF-Modul wurde ebenfalls eine thermische Simulation durchgeführt (vgl. Abbildung 2.69 rechts). Gut an der recht konstanten Temperatur zu erkennen ist zunächst, dass die Heatpipes und Kühlplatten die Wärme gut abführen können. Dennoch wird erneut deutlich, dass insbesondere die Kühlung der Mischer besonders kritisch ist. Die Antennenoberseite erwärmt sich durch die LNA auf etwa 45°C , ist in der Mitte durch den darunterliegenden Kühlkörper aber insgesamt kühler.

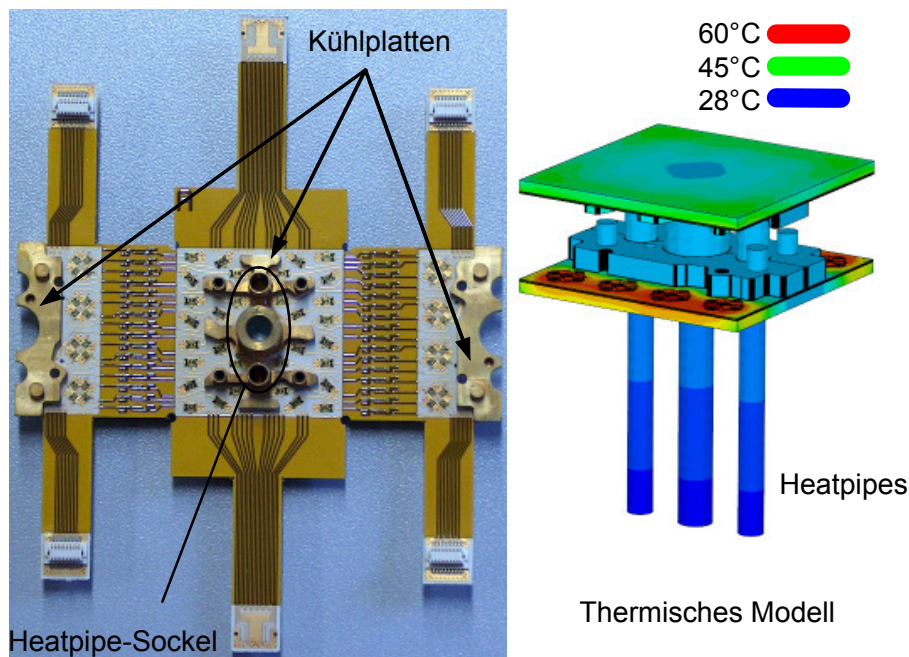


Abbildung 2.69: Aufgefaltetes vollständig mit MMIC bestücktes Modul mit Kühlplatten (links). Thermisches Simulation der Kühlung mit Heatpipes (rechts).

Abbildung 2.70 zeigt eine Fotografie des Manifolds mit montierten Wärmetauschern für die vier Module. Die vier Wärmetauscher werden mittels Schläuchen an die zentrale Flüssigkeitskühlung angebunden. Ebenfalls gut auf der Fotografie zu sehen ist ein 1:8 LO-Verteiler mit den notwendigen Verstärkern inklusive aufgesetztem Kühlkörper. Jedes Modul benötigt pro Flügel ein LO-Signal (zwei insgesamt) während der Rx-Synthesizer nur ein Signal liefert, weshalb der Verteiler notwendig ist.

Neben den Wärmetauschern liegen die ZF-Übergänge, die mit dem SAMTECTM QTE/QSE-System realisiert wurden. Dieses System ermöglicht die Übertragung von 40 Signalen in einem Kabel, was die Anzahl notwendiger Kabel für die Verbindung zwischen HF und ZF auf zwei reduziert. Neben diesem zentralen Teil des Manifolds ist auch ein Bereich für die Spannungsversorgung vorgesehen. Hier werden pro Modul vier unabhängige Spannungswandler benötigt, um

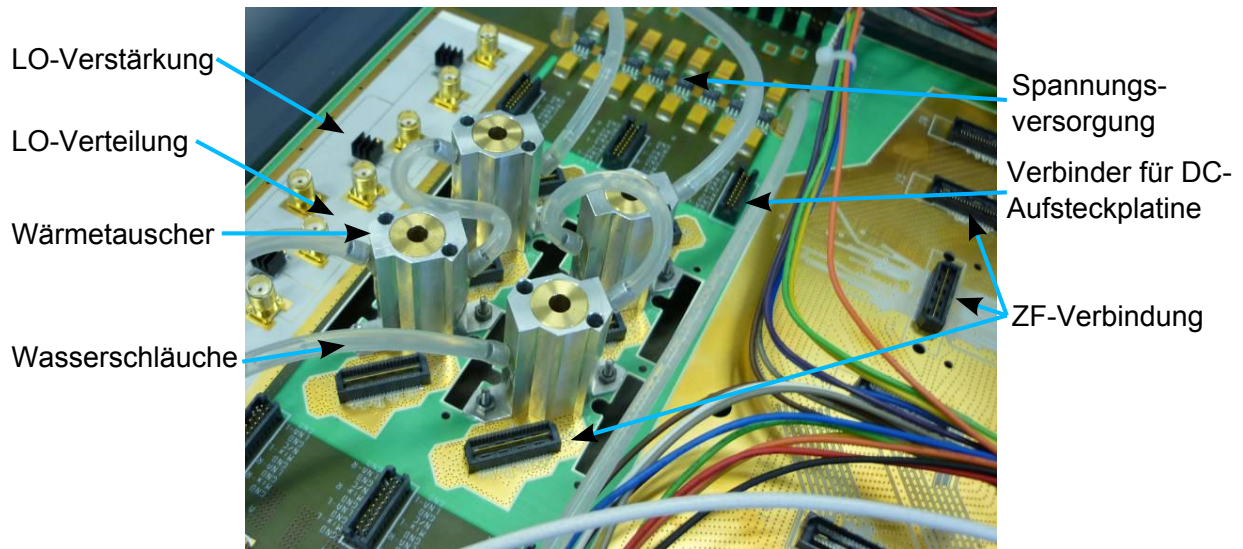


Abbildung 2.70: Manifold mit montierter Kühlung.

einen stabilen Betrieb zu gewährleisten. Die Versorgungsspannung wird über Aufsteckplatinen an die Module verteilt. Die nötigen Stecksockel befinden sich direkt neben den Spannungswandlern.

Bei der Entwicklung des Manifolds wurde strikt auf Skalierbarkeit geachtet. Daher ist der zentrale Teil des Manifolds mit den ZF-Verbindern und Wärmetauschern in jede Richtung erweiterbar. Dieses Grundlayout kann daher für Arrays jeglicher Größe verwendet werden.

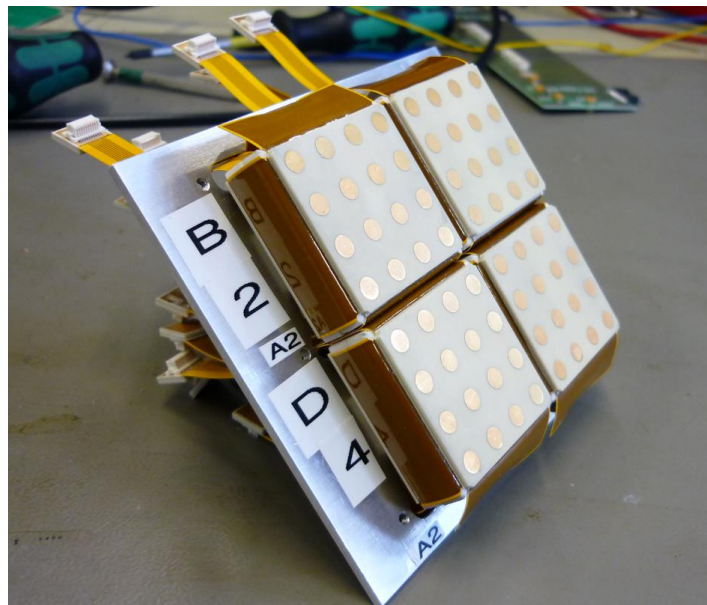


Abbildung 2.71: Modulhalter für die Montage der Rx-Module im Array.

Für die Montage der Module auf das Manifold werden diese auf eine Aluminiumgrundplatte für vier Module geschraubt (vgl. Abbildung 2.71). Diese Montage ist notwendig, um eine stabile Fixierung der Module und deren planare Anordnung zu gewährleisten. Ohne diese Grundplatte würde die gesamte mechanische Belastung über die ZF-Stecker an das Manifold übertragen werden. So ist eine nahezu vollständige Entkopplung möglich, da die Verschraubung über die Grundplatte mit den Kühlplatten auf dem Modul erfolgt.

Die Grundplatte mit den vier Modulen kann nun als Einheit auf die Oberseite des Manifolds gesetzt werden. Abbildung 2.72 zeigt die mit dem Manifold verschraubte Grundplatte.

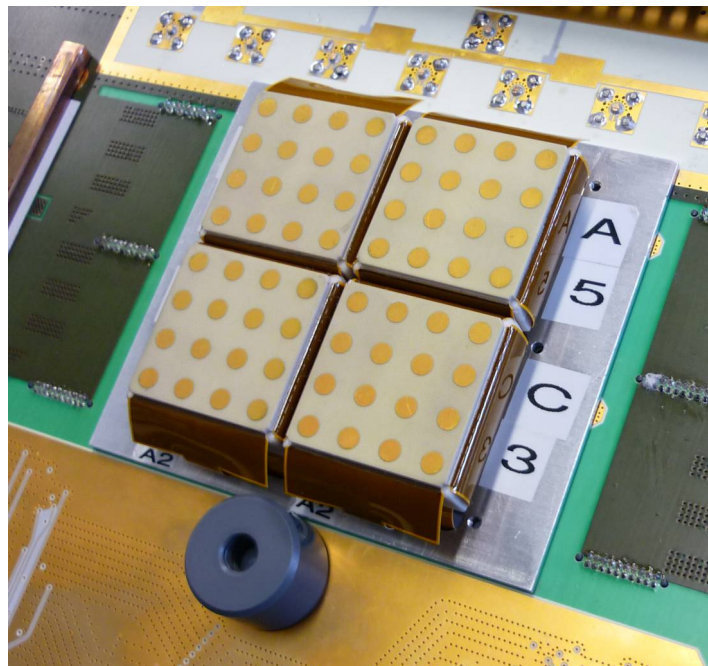


Abbildung 2.72: Rx-Manifold mit vier montierten Rx-Modulen.

Nach Abschluss dieser Montagearbeiten wird, wie in Abbildung 2.73 zu sehen, die Manifoldplatine in ein Gehäuse montiert. Dieses Gehäuse bietet den empfindlichen Bauteilen mechanischen Schutz und eine gute Abschirmung vor Fremdsignalen. Insbesondere die ZF-Signale sind anfällig für Störer, da sie spektral nahe an viel genutzten Mobilfunkbändern liegen. In dem Gehäuse sind Durchführungen für den LO, die Spannungsversorgung sowie die Flüssigkeitskühlung vorgesehen.

Gut zu erkennen ist ebenfalls, dass nun der LO über blaue Mini-SMP-Kabel mit den Modulen verbunden ist. Außerdem sind die DC-Aufsteckplatinen eingesetzt, um über die Stecker auf den Modulen die Frontends zu versorgen. Die Heatpipes werden bei drei Modulen durch den Wärmetauscher gesteckt. Die Enden werden abgebogen, um die Aufbauhöhe zu reduzieren. Die blauen Flachbandkabel sind mit Steckern aus der SAMTECTM QTE/QSE-Serie ausgestattet und dienen der Verteilung der ZF-Signale. Ein großer Teil der Manifoldplatine dient dem rich-

tigen Routing der ZF-Signale. Dieses muss für Verwendung des X-Y-Konzepts (vgl. Abschnitt 2.7.1) einer spezielle Anordnung nach Zeilen und Spalten folgen und die richtige Steckerbelegung zu gewährleisten. Nach abschließender Montage der letzten Heatpipes und Kabel wird das Gehäuse durch einen Deckel verschlossen.

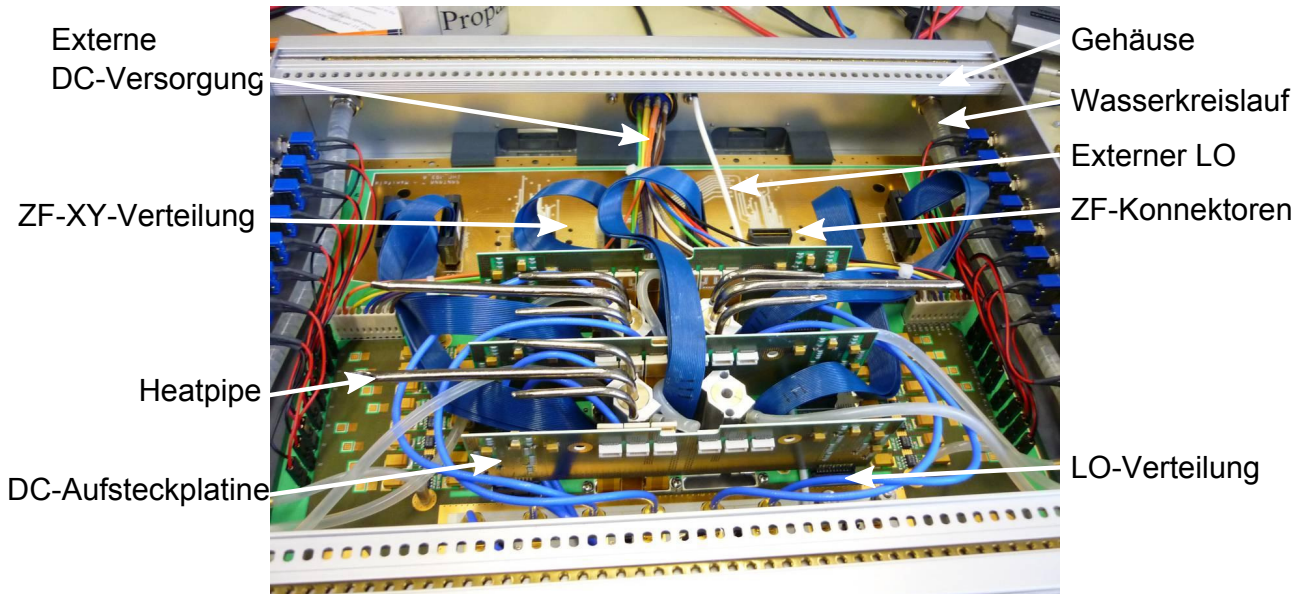


Abbildung 2.73: Rx-Manifold im Gehäuse und mit RF-Modulen bestückt.

2.6.4 Synthesizer

In Abbildung 2.74 ist ein stark vereinfachtes Blockdiagramm des SANTANA-Empfängers dargestellt. Die Referenzquelle erzeugt einen Takt von 239 MHz. Alle Komponenten des Empfangssystems sind mit diesem Referenztakt synchronisiert. Somit liegt ein phasenstarrs System vor. Das Empfangssignal bei 20 GHz wird mithilfe des 9 GHz Synthesizers und des subharmonischen Mischers auf die Zwischenfrequenz von 1,855 GHz heruntergemischt. Mithilfe des 1,785 GHz Synthesizersignals werden die Zwischenfrequenzsignale in das Basisband heruntergemischt und dann digital abgetastet. Ein 70 MHz Synthesizer ist zur Kalibrierung der Sendeanenne vorgesehen. Für einen Gruppenstrahler mit 8x8 Elementen müssen 64 Signale synchron verarbeitet/verteilt werden.

Die Synthesizerplatine (siehe Abbildung 2.75) beherbergt drei verschiedene Oszillatoren in PLL-Technik für die folgenden Frequenzbereiche:

- 70 MHz (passives Schleifenfilter)
- 1,7 GHz (passives Schleifenfilter).
- 9 GHz (aktives Schleifenfilter mit Operationsverstärker)

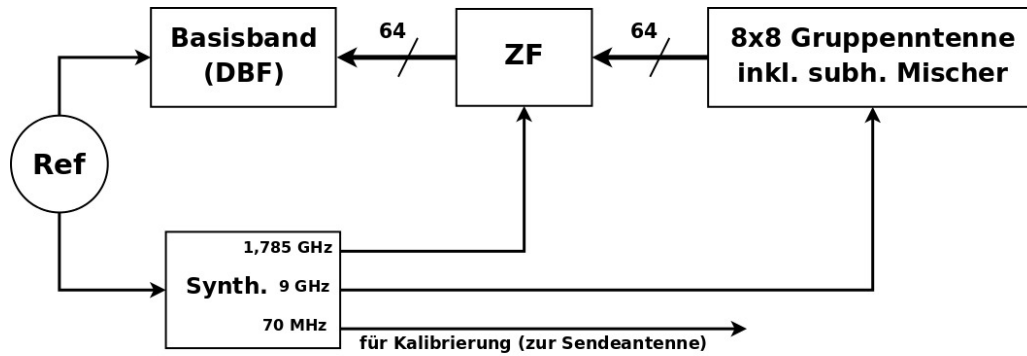


Abbildung 2.74: Blockdiagramm des Rx-Empfängers mit Synthesizern.

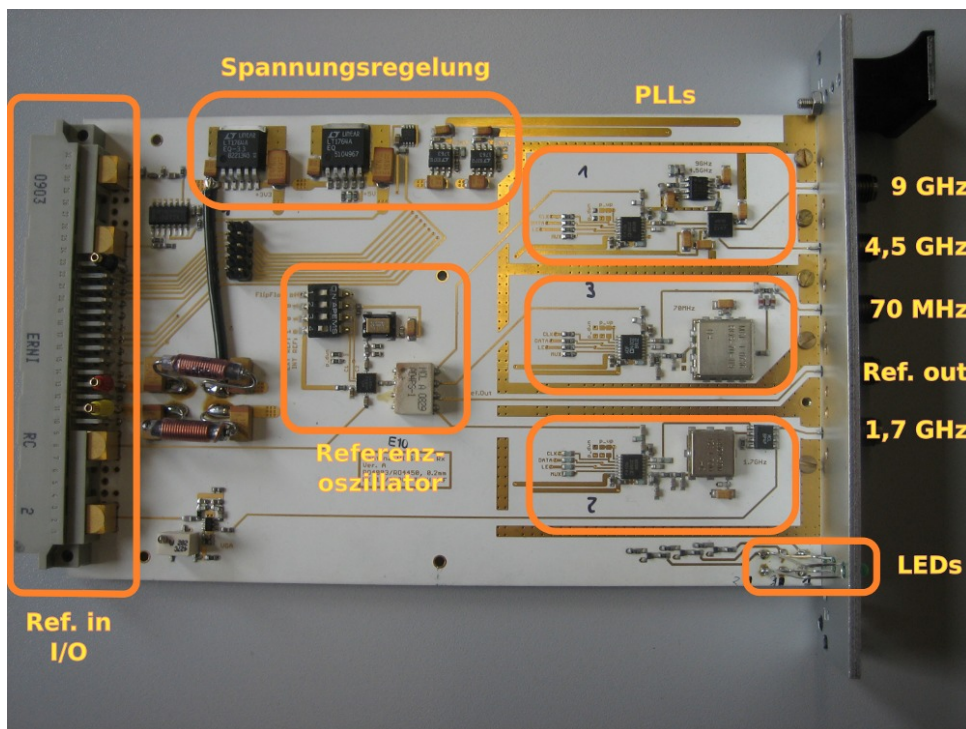
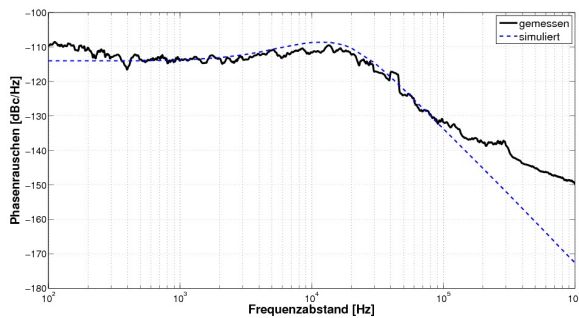


Abbildung 2.75: Hergestellte Rx-Synthesizer-Platine.

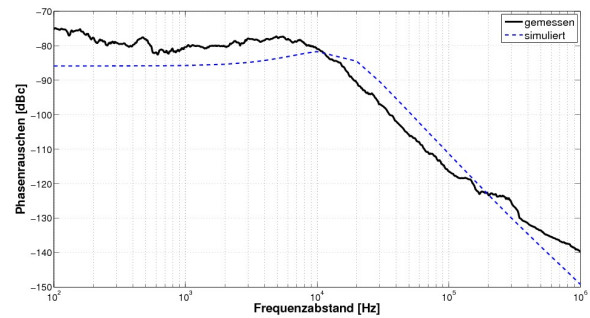
Die nötigen Referenzsignale können extern eingespeist werden. Es befindet sich außerdem ein 10 MHz Quarzoszillator auf der Platine. Per Schalter kann manuell zwischen externer und interner Referenz umgeschaltet werden. Drei Leuchtdioden zeigen den Einrastzustand (engl.: lock detect) der einzelnen PLLs an.

In Abbildung 2.76 sind die gemessenen Phasenrauschkurven und die simulierten Phasenrauschkurven dargestellt. Die Simulation wurde mit dem Programm SimPLL der Firma Analog Devices [9] erstellt. Die Messungen erfolgten mit einem FSQ40 Spektrumanalysator der Firma Rohde & Schwarz [10]. Abbildung 2.76a zeigt die Ergebnisse für den 70 MHz Synthesizer, Abbildung 2.76b die für den 1,7 GHz Synthesizer, Abbildung 2.76c die für den 9 GHz Synthesizer

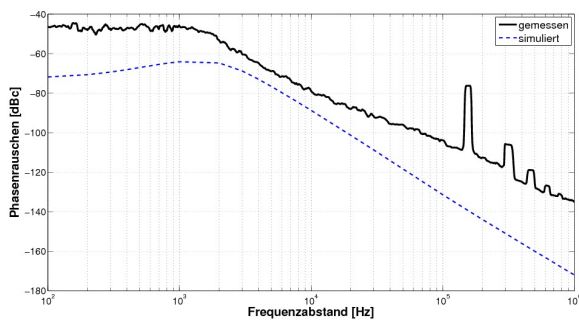
mit einem aktiven Schleifenfilter und Abbildung 2.76d die für den 9 GHz Synthesizer mit einem passiven Schleifenfilter.



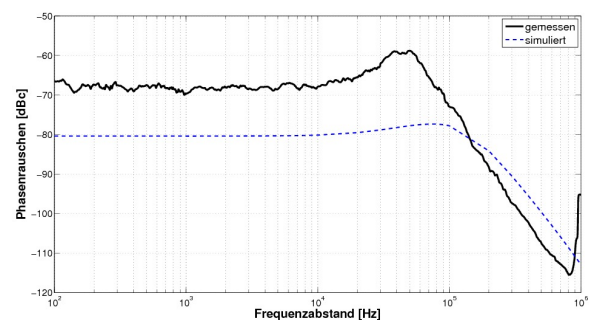
(a) 70 MHz.



(b) 1,7 GHz.



(c) 9 GHz mit passivem Filter.



(d) 9 GHz mit aktivem Filter.

Abbildung 2.76: Gemessenes und simuliertes Phasenrauschen des Rx-Synthesizers.

2.6.5 ZF-Stufe (AP2130, 3120)

Die wesentliche Funktionsweise der Rx-ZF wurde bereits in Abschnitt 2.1 erläutert und in Abbildung 2.2 grob skizziert. Die ZF für SANTANA 3 greift dabei auf bereits aus dem Vorgängerprojekt bewährte Komponenten zurück. Änderungen in der Funktionalität gibt es dabei im wesentlichen durch die Notwendigkeit eines IQ-Modulators. Dieser ist bei der Implementierung des X-Y-Konzepts (vgl. Abschnitt 2.7.1) für die Kalibrierung notwendig. Abbildung 2.77 zeigt die Bauteilkette der SANTANA 3 ZF mit hinzugefügtem IQ-Modulator.

Neben dieser Änderung wurde die gesamte ZF auch mechanisch neu gestaltet. Der Turmaufbau aus SANTANA 2 wurde dafür zu Gunsten einer übersichtlichen, robusten und in 19"-Racks integrierbaren Architektur aufgegeben. Für diese 19"-Integration musste auch der Aufbau der ZF-Platinen angepasst werden. Es wurden daher jeweils 16-Kanäle auf einer Platine aufgebaut, die nur noch von einer Seite bestückt werden muss. Zur Kühlung wird diese Platine auf eine Bodenplatte aus Aluminium aufgeschraubt. Eine vollständige ZF-Platine hat dabei eine Verlustwärme von etwa 15 W abzuführen. Ein vollständig bestückte Platine ist in Abbildung 2.78 zu sehen.

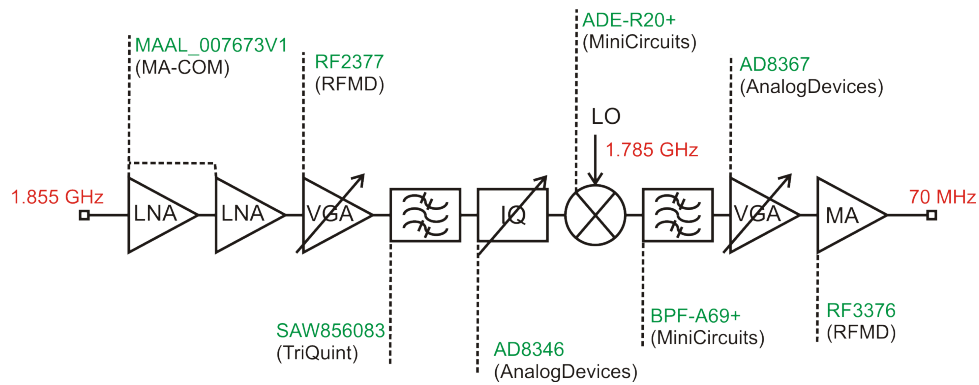


Abbildung 2.77: Schematischer Aufbau eines ZF-Kanals mit sämtlichen Bauelementen.

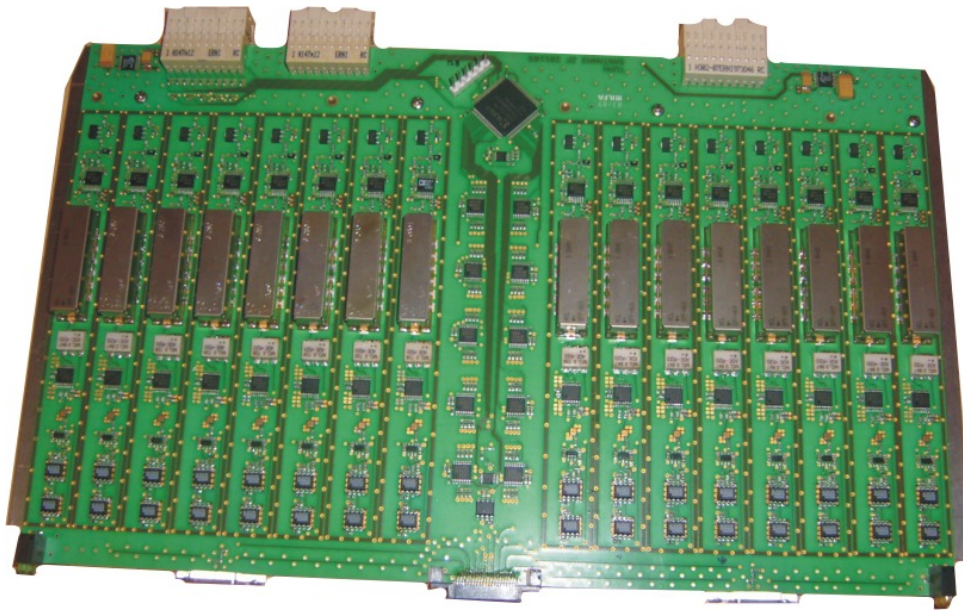


Abbildung 2.78: Auf einer Kühlplatte montierter ZF-Einschub mit 16 Kanälen.

Insgesamt werden für das System vier Platinen mit insgesamt 64 Kanälen benötigt. Diese Kanäle mit allen verwendeten Bauteilen müssen vor der Verwendung ausführlich getestet werden. Dafür wurde eine Testumgebung bestehend aus Platinen zum Schalten des Eingangs- und Ausgangssignal und einem Programm zur Steuerung und Auswertung entworfen. Abbildung 2.79 zeigt dieses Testsystem. Es nutzt Multiplexer, um ein Testsignal auf einen Kanal zu geben und einen Ausgang zu vermessen. Die Multiplexer werden über einen Mikrocontroller gesteuert. Für die Kontrolle der programmierbaren Logik auf der ZF stand eine Control Unit der IMST GmbH zur Verfügung. Für die Kontrolle der gesamten Testumgebung einschließlich der verwendeten Messgeräte wurde auf einem Computer ein Labviewprogramm genutzt.

Abbildung 2.80 zeigt die Messergebnisse für eine Pegelmessung an einer Platine in dieser Testumgebung. Dazu wurden zunächst VGA, AGC und IQ-Modulator auf gleiche Werte pro-

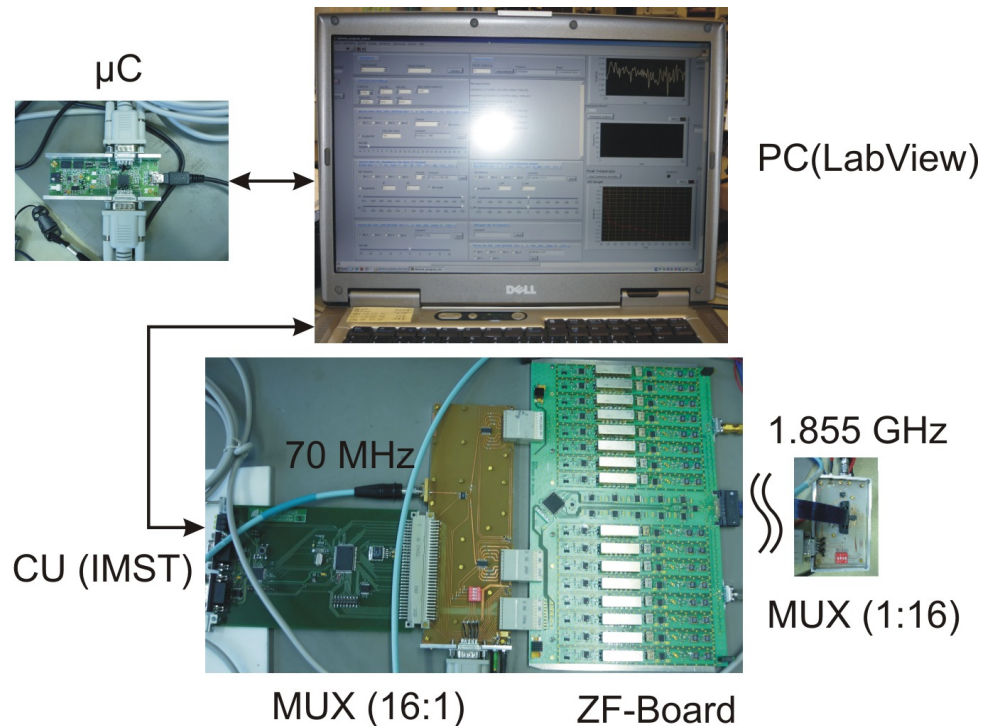


Abbildung 2.79: Testsystem für ZF-Messungen.

grammiert. Danach wurde jedem Kanal ein Sinussignal gleicher Amplitude zugeführt und am Ausgang des Kanals gemessen. Gut in der Abbildung zu erkennen ist, dass alle 16 Kanäle der Platine funktionieren, jedoch etwa 4 dB in der Leistung variieren. In Anbetracht der Gesamtverstärkung von ca. 100 dB ist dies vernachlässigbar und lässt sich leicht durch eine Kalibrierung ausgleichen.

Mit der vorgestellten Testumgebung wurden ebenfalls Tests zur Robustheit der ZF-Kanäle durchgeführt. Dabei wurde unter anderem eine Langzeitmessung über drei Stunden bei konstanten Umweltbedingungen vorgenommen. Die Ergebnisse sind in Abbildung 2.81a dargestellt. Die Variation um Bruchteile von dB ist dabei vollständig zu vernachlässigen und liegt im Bereich der Messtoleranzen. Eine Variation der Temperatur führte hingegen zu einem kontinuierlichem Abfall der Gesamtverstärkung (vgl. Abbildung 2.81b). So verringerte sich die Verstärkung um 1 dB bei einem Anstieg der Temperatur von 25°C auf 37°C, was dem erwarteten Temperaturbereich im Einsatz entspricht.

2.6.6 Basisbandboards (AP2140)

Die Basisbandboards sind die Schnittstelle zwischen den analogen ZF-Signalen und der digitalen Signalprozessierung. Jedes Basisbandboard kann parallel 16 Tx- und Rx-Kanäle verarbeiten. Es ist mit Analog-Digital-Umsetzern für jeden einzelnen Kanal bestückt, deren Datensignale

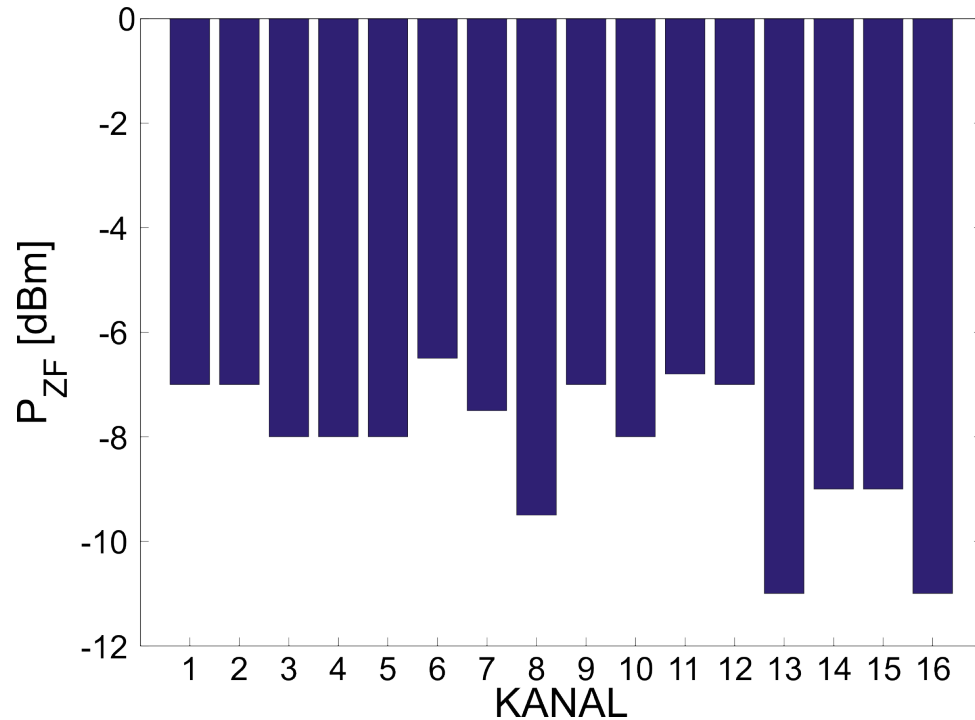
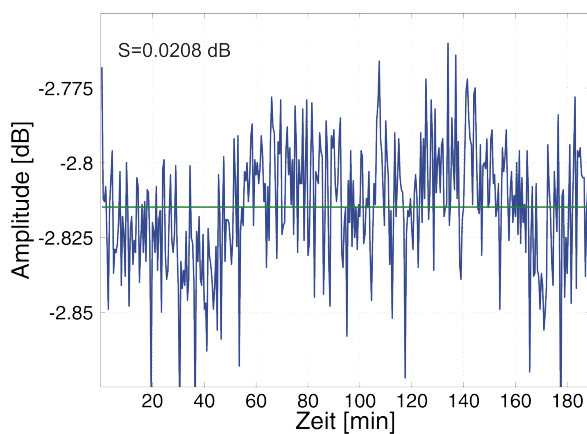
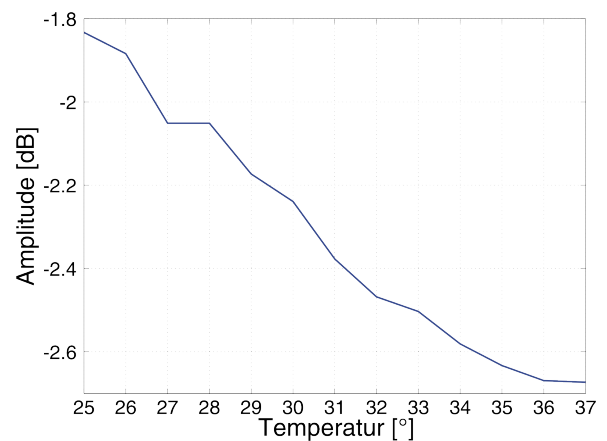


Abbildung 2.80: Pegelvariationen der Kanäle eines ZF-Einschubs.



(a) Langzeittest.



(b) Temperaturtest.

Abbildung 2.81: Robustheitstests eines ZF-Kanals.

dann in einem FPGA prozessiert werden. Auf diesem FPGA findet auch das „Beamforming“, also die Multiplikation mit den komplexen Gewichtungskoeffizienten, sowie die Bildung des Summensignals statt. Die Basisbandboards wurden von der Firma IMST GmbH entwickelt und hergestellt. Genauer ist dem Abschlussbericht von IMST GmbH zu entnehmen.

2.6.7 Software

Die Software dient der Interaktion zwischen Steuercomputer sowie den einstellbaren und auslesbaren Hardwarekomponenten. Mit ihr lassen sich beispielsweise die programmierbaren ZF-Verstärker und IQ-Modulatoren einstellen. Außerdem können abgetastete Daten aus den Kanälen visualisiert werden, was eine Kalibrierung und Analyse der Kanäle erleichtert.

Die Software wurde von der Firma IMST GmbH erstellt. Genaueres ist dem Abschlussbericht der Firma IMST GmbH zu entnehmen.

2.7 Hybride Konzepte

(AP2110, 2120, 2300)

2.7.1 X-Y-Konzept

Das X-Y-Konzept ist ein Verfahren zur Reduktion der notwendigen analogen und digitalen Hardware und damit auch der Kosten. Es wurde durch die Firma IMST GmbH entwickelt und in SANTANA 3 umgesetzt. Im wesentlichen basiert es auf einer zeilen- und spaltenweisen Ansteuerung des Arrays. Dadurch bleibt das Array in einer Schmitzebene digital steuerbar, während die andere analog auf ZF-Ebene gesteuert wird. Genaueres ist dem Abschlussbericht von IMST GmbH zu entnehmen.

Die Implementierung des X-Y-Konzepts hatte einige Änderungen am Rx-System zur Folge. So mussten die IQ-Modulatoren als Phasenschieber zum Kalibrieren in die ZF eingefügt werden. Des Weiteren wurde durch die TUHH ein sogenannter Zeilen-LO entwickelt und aufgebaut, der das Schwenken der Arrayzeilen mit Hilfe des LO-Signals durchführt. Zusätzlich wurde das sogenannte Rx-Piggy-Back-Board entwickelt, das Signale einer Spalte analog summiert (vgl. Abbildung 2.82). Durch das X-Y-Konzept kann die Anzahl notwendiger Basisbandboards sowie die nötige Rechenleistung für die Strahlformung verringert werden.

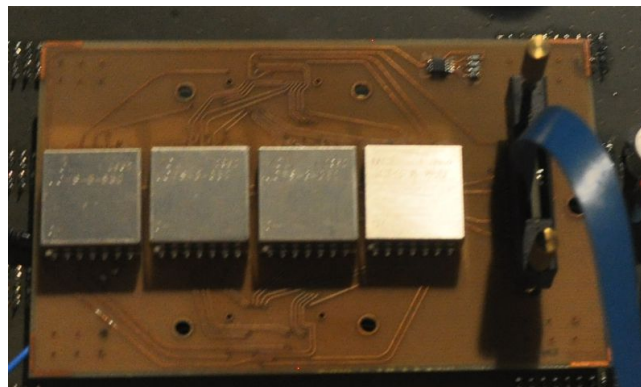


Abbildung 2.82: Rx-Piggy-Back-Board zum analogen Summieren einer Spalte im X-Y-Betrieb.

2.7.2 Weitergehende Hybride Konzepte

Grundsätzlich führt die Verwendung von DBF durch die hohe Anzahl vollwertiger Kanäle zu hohen Kosten, einer großen Systemkomplexität und einem hohen Leistungsbedarf. Mit dem X-Y-Konzept in Abschnitt 2.7.1 wurde ein Verfahren vorgestellt, das die Systemkomplexität reduziert und den Rechenaufwand verringert. In diesem Abschnitt soll ein alternatives Verfahren vorgestellt werden, das auch bei der Hardware eine signifikante Reduktion der Komponenten ermöglicht. Dazu wird teilweise auf herkömmliche Phased Arrays zurückgegriffen.

Die Nachteile eines Phased Arrays entstehen im wesentlichen durch den in jedem Pfad notwendigen Phasenschieber. Dieser muss für die effektivsten Einsparungen in jedem Kanal der HF-Stufe platziert werden. Diese analogen Phasenschieber können aber im Gegensatz zur digitalen Strahlformung Fehler in der absoluten Schwenkposition, der Schwenkgenauigkeit und der Schwenkauflösung hervorrufen. Dies wird durch Toleranzen in der Phasenstellung dieser Bauelemente hervorgerufen. Dadurch ist die Flexibilität dieser analogen Strahlformung eingeschränkt.

Der hier vorgestellte hybride Ansatz vereint die Vorteile digitaler und analoger Strahlformung. So kann je nach Kommunikationsszenario der optimale Kompromiss aus Sicht von Wirtschaftlichkeit und Funktionsumfang erzielt werden. Dazu werden Teile des Systems für DBF und andere als Phased Array ausgelegt.

Der Ansatz selber greift auf eine Zerlegung des Arrays in einzelne Submodule zurück. Jedes dieser Submodule kann als einzelnes Element eines großen DBF-Arrays betrachtet werden. Auf dem Submodul selber ist dann ein analoges Array realisiert. Dadurch bestimmt die Anzahl an Submodulen auch die Anzahl notwendiger Kanäle mit vollständiger ZF- und Basisbandprozessierung. Die Grenzfälle sind bei nur einem Submodul das Phased Array und bei Submodulen der Größe 1×1 die digitale Strahlformung. Je nach notwendiger Flexibilität kann diese Skalierung an die Erfordernisse angepasst werden.

Das Submodul selber besteht aus den Antennen, einem Chipsatz (einem LNA, einem Mischer, einem Filter), einem Summationsnetzwerk, sowie einem Phasenschieber je Antennenelement. Diese Phasenschieber sind notwendig, um ansonsten entstehende Gratinglobes zu vermeiden. Dadurch reduziert sich die Gesamtanzahl der für ein Submodul notwendigen Komponenten bezogen auf die Anzahl der Antennen.

Der wichtigste Parameter bei Anwendung dieses Ansatzes ist die Submodulgröße, also die Anzahl der Antennen pro Submodul. Für die Bestimmung der passenden Submodulgröße sind folgende Aspekte zu berücksichtigen:

- Hardwarebedarf
- Systembandbreite

- G/T
- Datenprozessierung
- Mehrkeulenfähigkeit
- Kalibrierfähigkeit

Der Hardwarebedarf sinkt deutlich bei größeren Submodulen. Dadurch sind auch die Gesamtkosten des Systems und der Bedarf an elektrischer Leistung deutlich geringer. Durch die geringere Anzahl an Kanälen sinkt zusätzlich der Aufwand der Datenprozessierung. Nachteilig wirkt sich aus, dass bei hohen Bandbreiten Laufzeiteffekte bei Verwendung von diskreten Phasenschiebern an Relevanz gewinnen und auch der Squinteffekt kompensiert werden muss. Weitere Einschränkungen gibt es im Bereich der Kommunikation mit mehreren Zielen, da die Mehrkeulenfähigkeit eingeschränkt ist. Des Weiteren treten Ungenauigkeiten und auch Limitierungen in der Kalibrierung der Submodulelemente auf.

Im folgenden werden einzelne Komponenten für die Umsetzung eines hybriden Ansatzes vorgestellt werden. Dazu wird exemplarisch von einer Submodulgröße von 2×2 Elementen ausgegangen, also einer Skalierung 1:4. Da neben der Änderung der HF-Frontends keine Änderungen an ZF und Basisband notwendig sind, werden hierfür keine neuen Konzepte notwendig und es kann auf vorhandene Komponenten zurückgegriffen werden. Einzig die Ansteuerung der Phasenschieber müsste für die Schwenkbarkeit auf einem FPGA implementiert werden.

Für die Umsetzung dieses hybriden Ansatzes sind zunächst geeignete Einzelstrahler mit gutem Achsenverhältnis und Polarisationsmultiplex sowie ein Phasenschieber pro Antennenelement notwendig. Im Anschluss müssen die Signale summiert, verstärkt, gefiltert und abschließend gemischt werden. Abbildung 2.83 zeigt eine Möglichkeit, wie ein solches Submodul unter Verwendung eines Verstapelungsansatzes realisiert werden kann. Dafür werden Platinen mit unterschiedlicher Funktionalität zunächst einzeln hergestellt und getestet. Im Anschluss können diese dann übereinander gestapelt werden und beispielsweise mittels BGA-Technik oder Fuzz-Buttons miteinander verbunden werden.

In diesem Entwurf wurden insgesamt fünf einzelne Blöcke für die Verstapelung vorgesehen. Übergänge spielen bei diesem Ansatz daher eine entscheidende Rolle und müssen optimiert werden [11, 12]. Die obere Lagen bilden die Antennen, die für eine gute Schwenkbarkeit den Abstand $\lambda_0/2$ aufweisen. Unterhalb der Antennenplatine folgen bis zu drei weitere für Phasenschieber. Dabei ist in der darüber liegenden Lage eine Aussparung an den Positionen der Dioden für die Phasenschieber vorgesehen. Das hier verwendete Design setzt auf PIN-Dioden für die Phasenstellung [13]. Dabei ist pro Phasenschiebermodul eine Phasendifferenz stellbar. Die Phasenschieber sind vom Reflexionstyp und werden breitbandig und relativ verlustarm ausgelegt. Um die Phasenwinkel feiner einstellen und Modulo 2π erreichen zu können, werden drei

Platinen mit Phasenschiebern verwendet. Die unterste Phasenschieberlage enthält zusätzlich noch die Schaltung zur Bildung des Summensignals. Die unterste Platine ist für das eigentliche Frontend mit den MMIC, den ZF- und den LO-Übergängen, sowie für die thermischen Verbindungen vorgesehen.

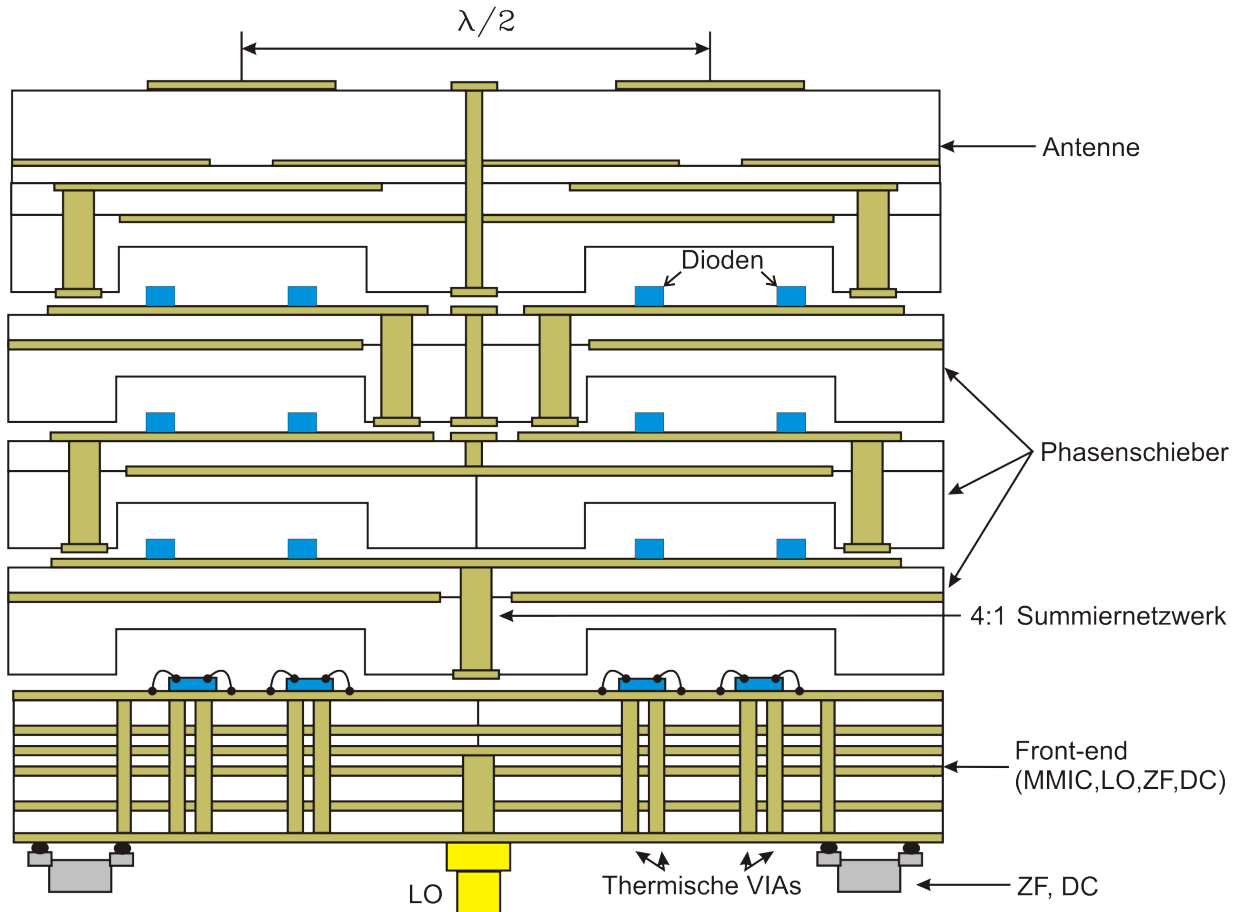
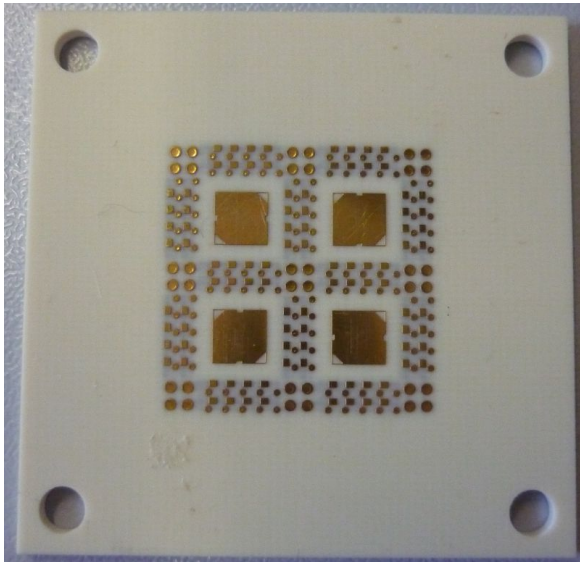


Abbildung 2.83: Verstapelungsansatz zur Umsetzung eines hybriden Ansatzes für ein 2x2 Submodul.

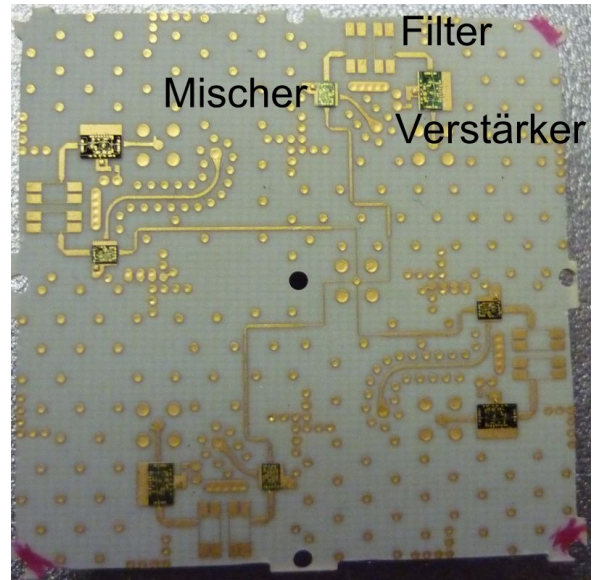
Abbildung 2.84a zeigt ein 2x2 Antennenarray für den Einsatz in hybriden Anwendungen. Neben der Messbarkeit der einzelnen Module bietet das Verstapelungskonzept auch eine höhere Flexibilität in der Auslegung der Antennen-Module. Wie in diesem Beispiel gezeigt, können neben normalen Gruppenstrahlern Strukturen mit elektromagnetischer Bandlücke (EBG) eingesetzt werden, die eine höhere Isolation der Einzelelemente versprechen [14, 15] - eine Eigenschaft, die besonders Phased Arrays mit limitierter Kalibrierfähigkeit zugute kommt. Denn mit üblichen Kalibrierverfahren mit der Auswertung eines Summensignals ist das Entkoppeln durch die Kalibrierung nicht möglich. Das Antennendesign selber bietet Polarisationsmultiplex und ein gutes Achsenverhältnis [16–18].

Eine Frontendtestschaltung für vier Submodule ist in 2.84b zu sehen. Es besitzt einen Chipsatz bestehend aus Verstärker, Filter und Mischer für je ein Submodul. Jedes Submodul besteht

hierbei aus 2x2 Antennenelementen. Gut zu erkennen sind die BGA-Übergänge für HF-Signale und DC-Spannungen für darüber liegende Platinen. Außerdem zu erkennen ist ein sternförmiges Netzwerk für die Verteilung des LO-Signals.



(a) Antennen mit EBG-Strukturen.



(b) HF-Frontend.

Abbildung 2.84: Verschiedene Funktionsblöcke für einen hybriden Aufbau.

2.8 Tx-Module

(AP2200, 2400, 3200)

2.8.1 Antennen

Der Sender des SANTANA-Terminal verwendet eine Mittenfrequenz von 29,75 GHz. Das bedeutet noch stärker als im Empfänger, dass der zur Verfügung stehende Platz für Schaltungen und Elektronik knapp ist. Der bisherige Aufbau aus SANTANA 2 verwendet eine Kachelarchitektur (engl. „Tile Architecture“) mit Patchantennen. Diese Architektur kommt aus Platzmangel im Frequenzbereich zwischen 30 GHz und 40 GHz an ihre Grenzen. Eine Erweiterung um zusätzliche Funktionalität wie Polarisationsmultiplex ist daher kaum möglich.

Dieses Problem kann mit der Ziegelarchitektur (engl. „Brick Architecture“) gelöst werden. Diese ermöglicht eine deutlich flexiblere Anordnung der MMIC, da insgesamt mehr Oberfläche zur Verfügung steht. Nachteilig ist, dass die Aufbauhöhe des gesamten Frontends proportional zu dieser Fläche steigt. Damit das gesamte Frontend weiterhin mit einem Standard-FR4-Mehrlagenaufbau kompatibel bleibt, sind Antennen notwendig, die über die Kante des Mehrlagenaufbaus abstrahlen. Für SANTANA müssen diese Antennen darüber hinaus zirkuläre Polarisation aufweisen.

Als Lösung wird eine SIW-Antenne (SIW: Substratintegrierter Wellenleiter) vorgeschlagen [19, 20]. Im Verlauf dieses Abschnitts wird die Entwicklung des Einzelstrahlers genauer erläutert. Es wird gezeigt, wie er zu einem passiven Array erweitert werden kann. In Abschnitt 2.8.2 werden diese passiven Arrays dann mit aktiven Komponenten kombiniert und ein vollständiges Frontend für den SANTANA-Tx-Betrieb vorgestellt. Abschließend werden in Abschnitt 2.8.3 die Kühlung und ein Manifold für mehrere Module vorgestellt.

Die zirkulare Polarisation der SIW-Antenne wird durch den Polarisator in Abbildung 2.85 gewährleistet. Dafür werden zwei SIW übereinander angeordnet, die ein kaskadiertes Septum trennt. Die SIW sind mittels eines Viazauns an den Seiten und Kupferkaschierungen oben und unten realisiert. Die Eingangstore sind P1 und P2, die Ausgangstore P3 und P4. Der Polarisator ermöglicht je nach Eingangssignal sowohl lineare als auch zirkulare Polarisation am Ausgang. Wird nur das Tor P1 (P2) angeregt entsteht am Ausgang linkszirkulare (rechtszirkulare) Polarisation. Die Abmessungen des SIW bestimmen den Cutoff der TE-Moden, der in diesem Fall 27 GHz beträgt. Das Septum wurde so ausgelegt, dass es einen Phasenunterschied von $90^\circ \pm 5^\circ$ zwischen der TE₀₁- und der TE₁₀-Mode am Ausgang im Frequenzbereich von 27-34 GHz hervorruft.

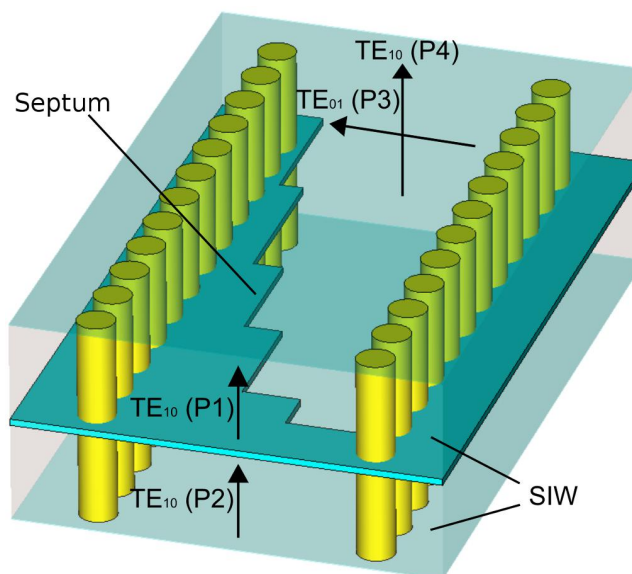


Abbildung 2.85: Dreilagiger Aufbau des Polarisators mit Feldverteilung an Eingang und Ausgang.

Der vollständige Einzelstrahler mit Polarisator ist in Abbildung 2.86 zu sehen. Die Speisung der Antennen wird über koplanare Wellenleiter (CPW) in den äußeren Metalllagen des SIW gewährleistet. Die CPWs führen in den SIW hinein und sind an den Enden über Vias für einen optimalen Übergang kurzgeschlossen. Der gesamte Übergangsbereich ist für eine maximale Transmission in den SIW ausgelegt. In den SIW ist der bekannte Polarisator integriert. Für eine gute Anpassung des Polarisators an den Freiraum werden sogenannte „Chokes“ am Ende

der SIW-Antenne verwendet, die seitlich neben der Apertur platziert werden. Die Abmessungen des Einzelstrahlers können Abbildung 2.86b entnommen werden.

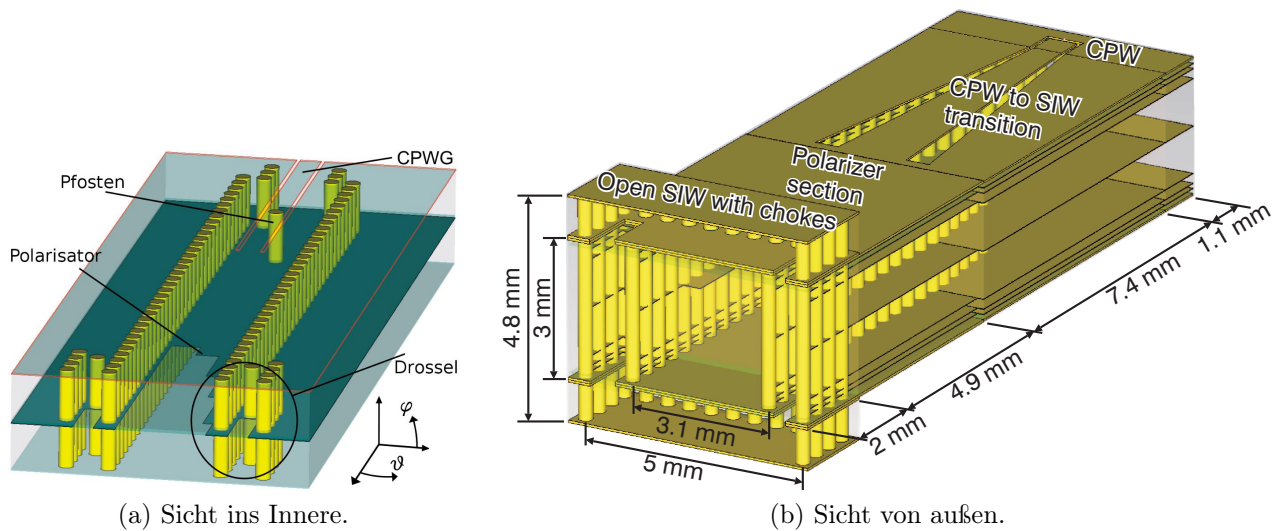


Abbildung 2.86: Vollständiger Einzelstrahler.

Abbildung 2.87 zeigt Simulations- und Messdaten des Einzelstrahlers. Abbildung 2.87a zeigt die Anpassung des oberen Antenneneingangs. Die Anpassung ist besser als 10 dB über eine Bandbreite von 2,5 GHz. Die Isolation zwischen den Eingängen in diesem Frequenzbereich ist besser als 11 dB. Die Messdaten zu Gewinn und Achsenverhältnis sind in Abbildung 2.87b und 2.87d zu sehen.

Aus den SIW-Einzelstrahlern können nun auch größere Arrays hergestellt werden [21]. Abbildung 2.88 zeigt ein hergestelltes Array mit 11x4 Elementen. Für optimale Schwenkbarkeit wurde der Elementabstand zu $\lambda_0/2$ gewählt. Für ein besseres AR wurde für die Elementanordnung sequentielle Rotation verwendet. Im Folgenden wurde eine 5x1-Untergruppe des großen Arrays genaueren Untersuchungen unterzogen. Dazu wurde der in Abbildung 2.89 gezeigte Messaufbau für eine Fernfeldmessung verwendet. Der Messplatz ermöglicht eine Charakterisierung der Antenne nach Betrag und Phase durch einen Netzwerkanalysator in Abhängigkeit des Schwenkwinkels, der durch einen Schrittmotor mit Drehteller gestellt wird.

Abbildung 2.90 zeigt die gemessene Eingangsanpassung verschiedener Kanäle. Diese variieren leicht untereinander, zeigen aber generell einen gleichen Verlauf auf. Die Anpassung im Nutzfrequenzband ist teils deutlich besser als 10 dB.

Ergebnisse der Fernfeldmessung sind in Abbildung 2.87 dargestellt. Dazu wurde zunächst eine Messung für jeden Kanal durchgeführt und nach manueller Kalibrierung wurden die Messdaten am PC addiert. Das entstandene Summendiagramm ist für verschiedene Schwenkwinkel in Abbildung 2.91a für die kopolare Polarisationskomponente und in Abbildung 2.91b für die Kreuzpolare dargestellt. Deutlich zu erkennen ist, dass Isolation zwischen Ko- und Kreuzpola-

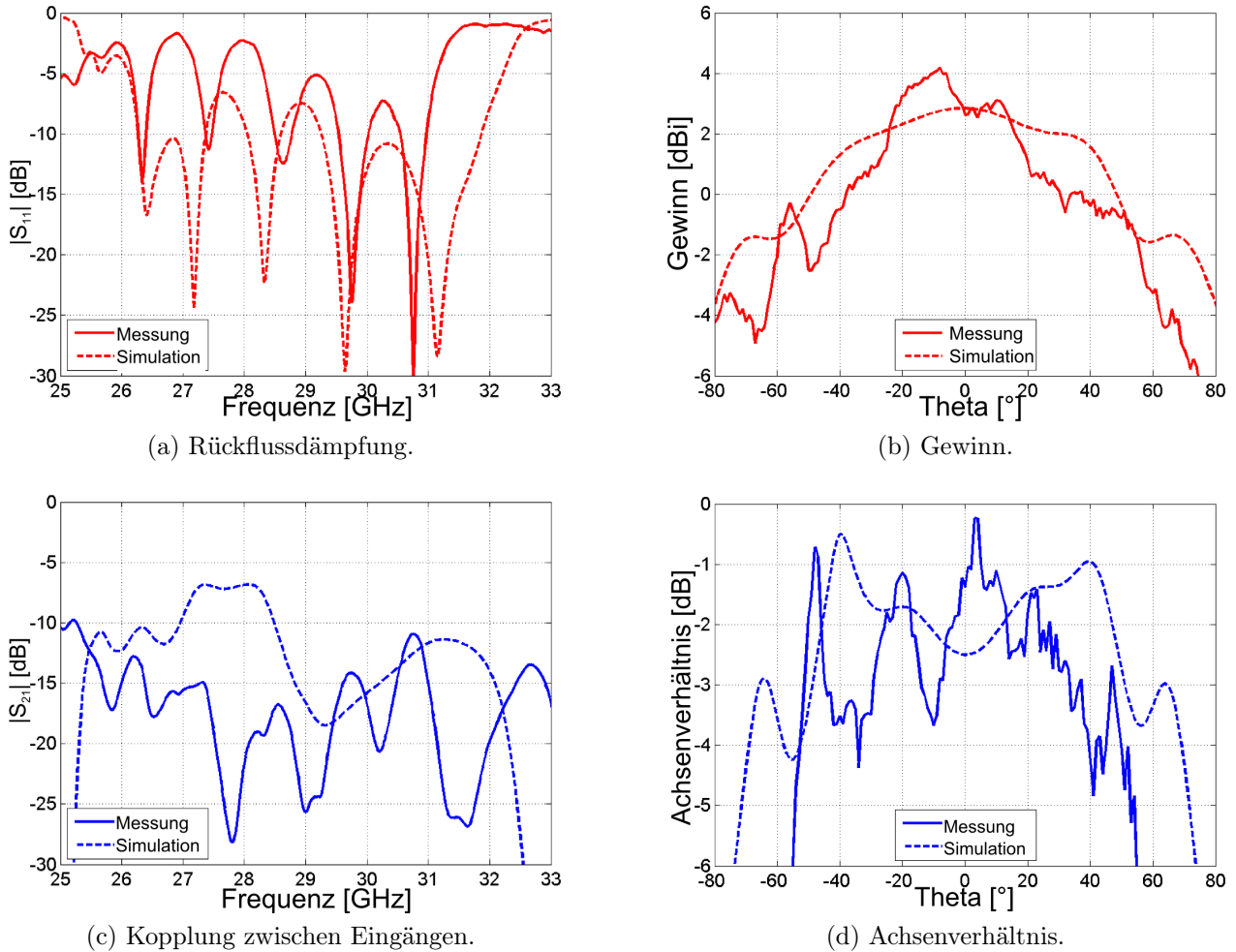


Abbildung 2.87: Vergleich von Simulations- und Messdaten für einen SIW-Einzelstrahler.

risation je nach Schwenkwinkel besser als 10 dB ist. Die Antenne bleibt bis mindestens $\pm 50^\circ$ Elevation schwenkbar. Weitere Fernfeldmessungen sind in [22] veröffentlicht.

2.8.2 HF-Frontend

In Abschnitt 2.8.1 wurden SIW-Einzelstrahler vorgestellt, die zu einem Array erweitert wurden. Für den Einsatz in SANTANA müssen diese passiven Arrays noch um einige (teils aktive) Komponenten erweitert werden. Es wurde ein Ansatz gewählt, der pro Modul ein lineares 16×1 Array mit Polarisationsmultiplex verwirklicht [23]. Das bedeutet, dass neben den 16 SIW-Antennen 32 vollständige Kanäle vorhanden sein müssen. Die Schwenkbarkeit soll dabei $\pm 60^\circ$ in Elevation, die Eingangsanpassung besser als 10 dB und die Kanalisolation besser als 20 dB sein. Neben diesen Kriterien wurde wie beim Rx-Frontend ein skalierbarer Aufbau entworfen.

Der Fertigungsprozess bleibt durch Verwendung von Materialien der Rogers RO4000-Serie weiterhin FR4 kompatibel. In Abbildung 2.92 ist der Multilayeraufbau des Frontends skizziert.

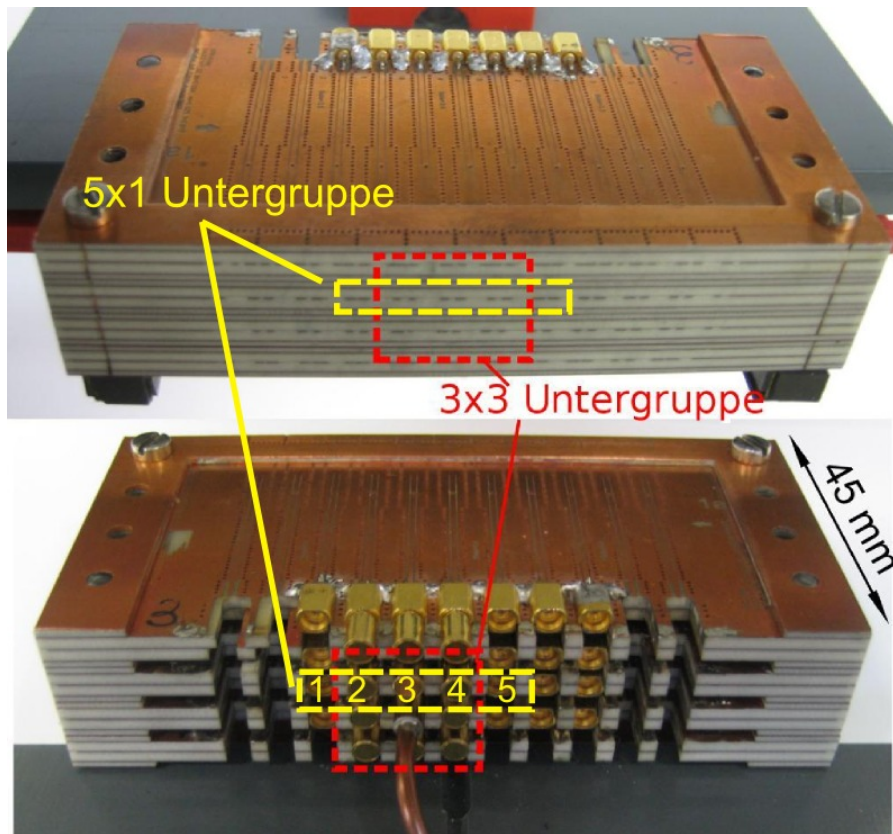


Abbildung 2.88: Hergestelltes 11x4 SIW-Array mit eingezeichneter 3x3- und 5x1-Untergruppe von der Antennenseite (oben) und von der Steckerseite (unten).

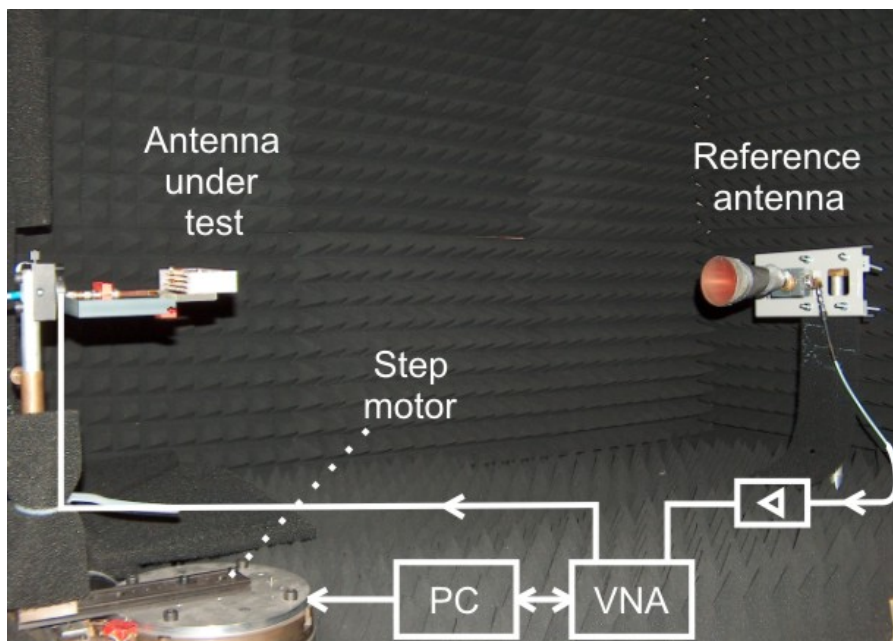


Abbildung 2.89: Messaufbau zur Bestimmung der Strahlcharakteristik des 4x11 SIW-Arrays.

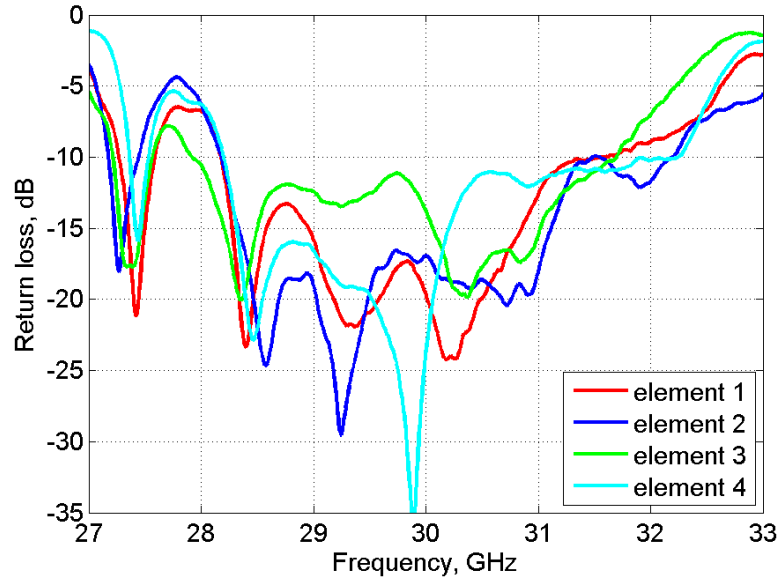
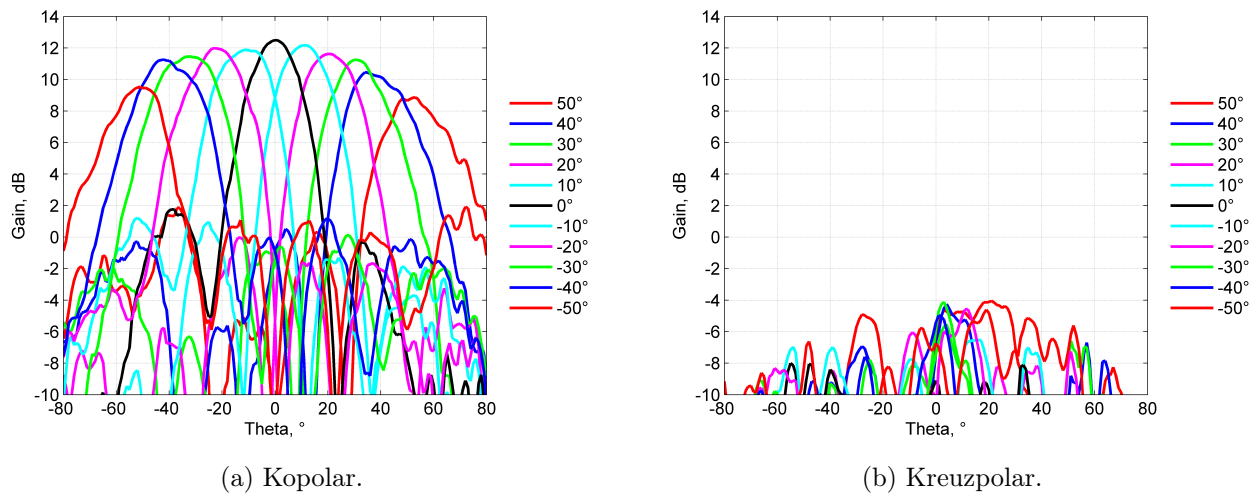


Abbildung 2.90: Anpassung der Einzelemente des 5x1-SIW-Arrays.



(a) Kopolar.

(b) Kreuzpolar.

Abbildung 2.91: Summendiagramme bei verschiedenen Schwenkwinkeln des 5x1-SIW-Arrays.

Insgesamt wurden 11 Metalllagen sowie insgesamt 14 Substrat- und Prepreglagen verwendet. Die Dicke der Kupfermetallisierung schwankt zwischen $12\ \mu\text{m}$ in den inneren Lagen und $37\ \mu\text{m}$ nach Durchkontaktierung in den Außenlagen. Die beiden „Chokes“ werden nachträglich mit dem Rest des Frontends verklebt.

Abbildung 2.93 zeigt das hergestellte aktive 16x1-Modul. Neben den erläuterten SIW-Antennen sind auch die weiteren Komponenten gut zu erkennen. Auf einer Seite des Moduls sind jeweils 16 Kanäle bestehend aus Mischer, Filter und Verstärker (Chipsatz) untergebracht. Zur Temperaturüberwachung sind NTC-Widerstände neben den aktiven Bauelementen platziert. Das LO-Signal wird über Wilkinson-Teiler an die subharmonischen Mischer verteilt. Die Stromregelung sorgt für optimale und gleiche Arbeitspunkte aller Verstärker. Die Versorgung von Mischern

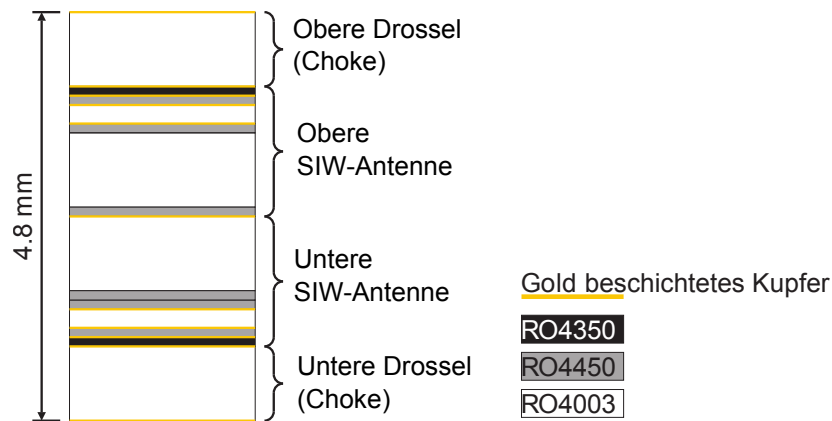


Abbildung 2.92: Multilayeraufbau des Tx-SIW-Arrays.

und Verstärkern erfolgt mit 4 V und einer Gatespannung von -0,95 V für den Verstärker. Auf dem Modul sind weiterhin drei Stecker für ZF-Signale, Stromversorgung und NTC-Verbindung auf das Modul aufgelötet.

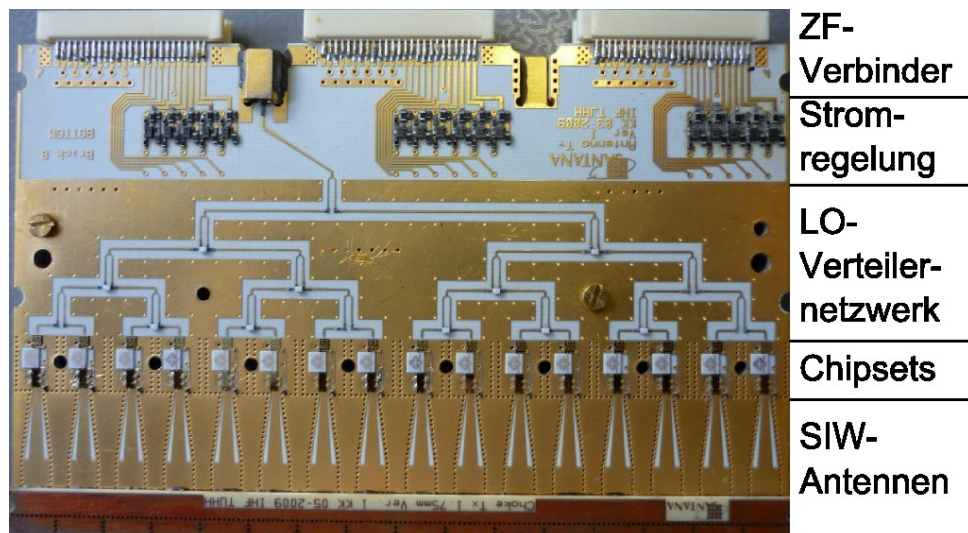


Abbildung 2.93: Fotografie eines vollständig bestückten 16x1 Tx-SIW-Arrays.

Vor dem endgültigen Zusammenbau werden die einzelnen Chipsätze separat getestet (vgl. Abbildung 2.94). Ein Chipset besteht aus dem subharmonischen Mischer HMC264, einem auf Al_2O_3 gefertigten Mäander-Schleifen-Filter zur Spiegelfrequenzunterdrückung und dem Verstärker AMMC6232. Gut zu sehen ist auch der NTC-Widerstand, der auf Grund der hohen Wärmeentwicklung des Verstärkers neben diesem platziert wurde. Zum Testen werden drei HF-Messspitzen mit dem ZF-Signal bei 870 MHz, dem LO-Signal bei 14,44 GHz und zum Abgreifen des Sendesignals bei 29,75 GHz aufgesetzt. Messergebnisse sind in Abbildung 2.95 exemplarisch für vier Kanäle gezeigt. Der Konversionsgewinn von 13 dBm korreliert dabei gut mit den Werten aus dem Datenblatt. Die Streuung zwischen den Kanälen ist gering und die Filterkurve des

Spiegelfrequenzfilters ist gut sichtbar. Die Schwankungen im Nutzfrequenzbereich sind kleiner als 1 dB. Deutlich zu erkennen ist das LO-Signal bei 28,88 GHz.

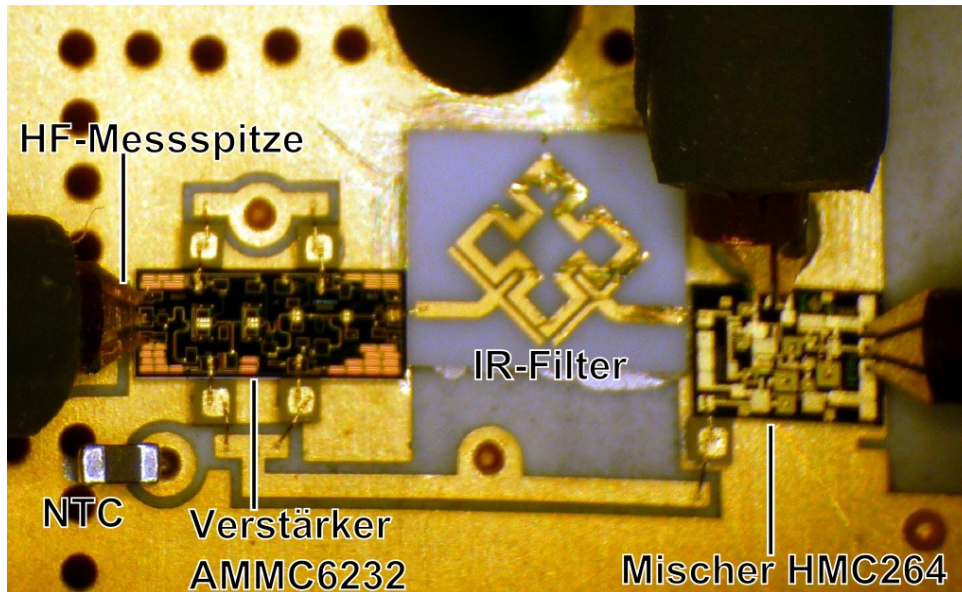


Abbildung 2.94: Nahaufnahme der aktiven Komponenten eines Kanals auf dem Frontend. Zur Bestimmung des Konversionsgewinns werden Messspitzen aufgesetzt.

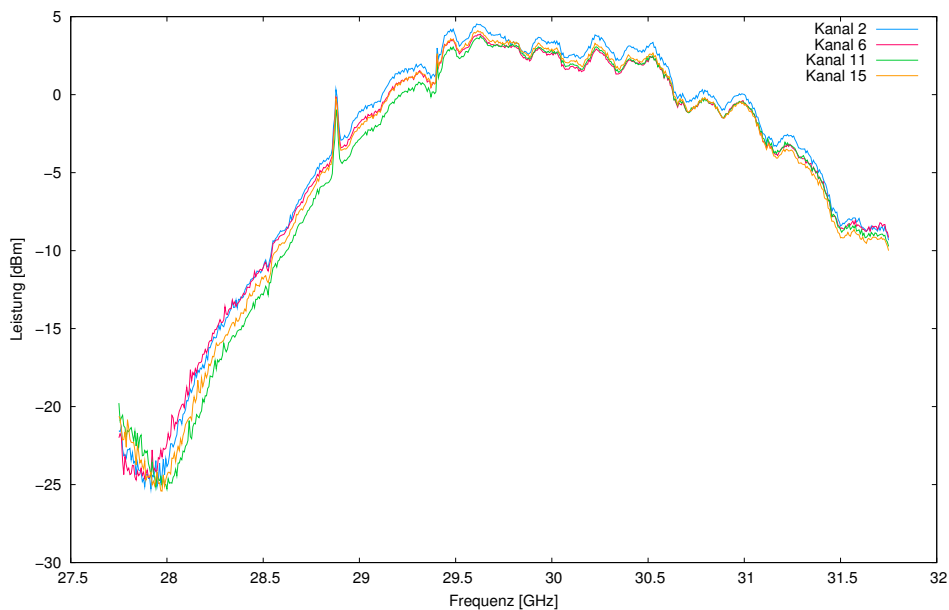


Abbildung 2.95: Messergebnisse der Chipsatzmessung von vier Kanälen bei -10 dBm Eingangsleistung.

Nach erfolgreicher Messung der Chipsätze kann nun das gesamte aktive Array in Betrieb genommen werden. Dazu wird ein Testadapter verwendet, der das Modul mit den nötigen Spannungen versorgt und eine Umschaltung der Kanäle über einen Multiplexer erlaubt. Um die

Funktionsfähigkeit zu testen, wird eine Messung in Hauptstrahlrichtung vorgenommen. Dafür wird jeweils nur ein Kanal eingeschaltet und das über eine Referenzantenne empfangene Signal an einem Spektrumanalysator ausgewertet. Der Aufbau ist in Abbildung 2.89 zu sehen. Die Referenzantenne erlaubt den Empfang von nahezu reiner LHCP und RHCP.

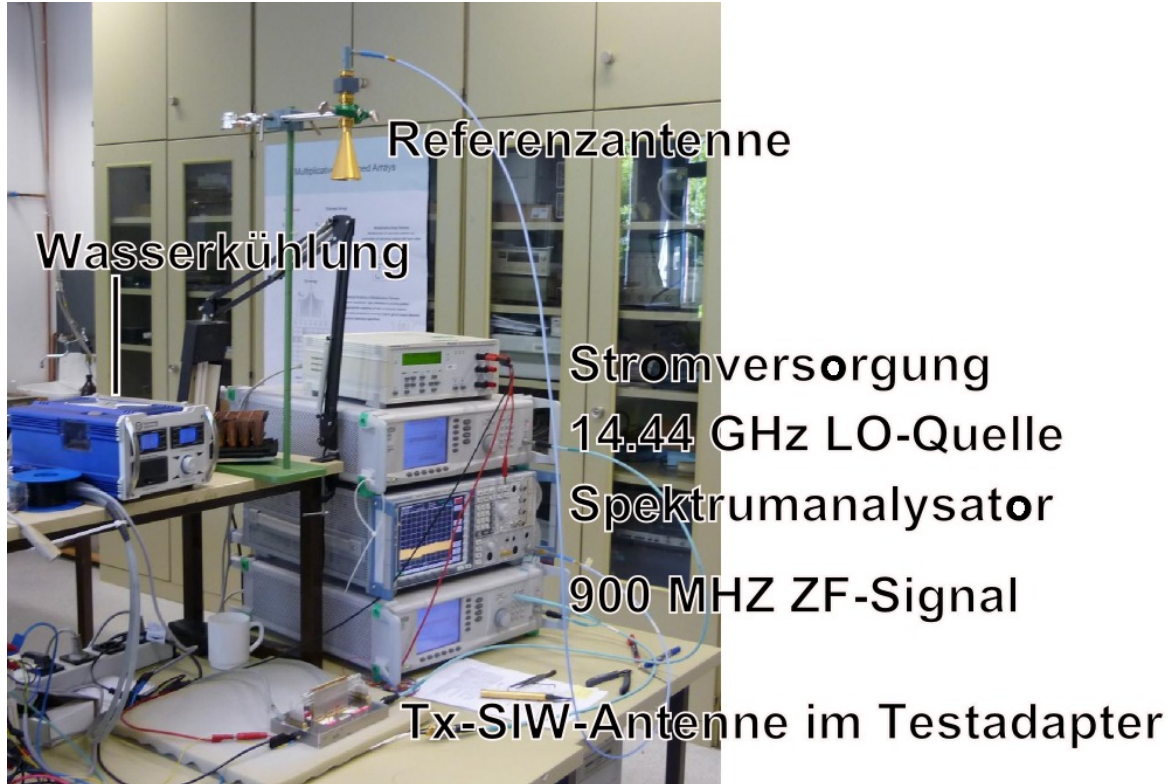


Abbildung 2.96: Messaufbau zur Bestimmung des Einzelkanalfunktionalität.

Zunächst wird eine Messung der kopolaren Komponenten ausgeführt, also beispielsweise LH-CP-Kanäle eingeschaltet und LHCP an der Referenzantenne empfangen. Die Ergebnisse sind in Abbildung 2.97 zu sehen. Auffällig ist die schwache Transmission von Kanal 13L, der offensichtlich defekt ist. Die anderen Kanäle sind funktionsfähig, weisen jedoch deutlich stärkere Schwankungen als bei der Chipsatzmessung auf. Eine Grund könnten ungleiche Bonds und Variationen zwischen den Antennen sein, aber auch die Position dieser im Array spielt eine Rolle.

Die Messung der Kreuzpolaren ist in Abbildung 2.98 dokumentiert. Auch hier wird deutlich, dass Kanal 13L ausgefallen ist. Die Pegel liegen ansonsten, wie erwünscht, teils deutlich unter denen der Kopolaren. Zur besseren Verdeutlichung zeigt Abbildung 2.99 die kreuzpolare Isolation aller Kanäle (LHCP und RHCP). Diese beträgt im Durchschnitt etwa 10 dB mit deutlichen Schwankungen nach oben und unten. Im allgemeinen ist die kreuzpolare Isolation (XPI) aber besser als 6 dB. Kanäle 5R und 6R weisen keine Isolation auf. Dies ist ein gutes Indiz dafür,

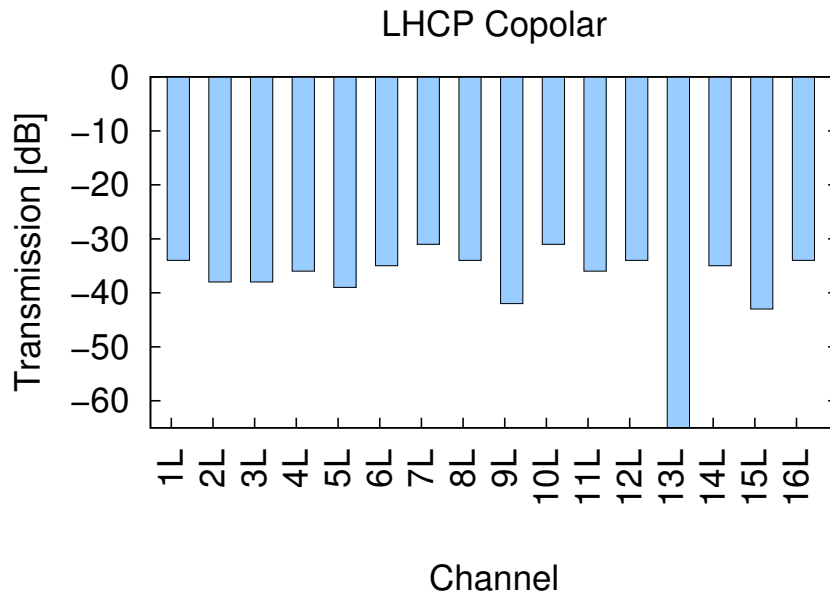


Abbildung 2.97: Kopolare Transmissionsmessung der LHCP-Kanäle in Hauptstrahlrichtung.

dass diese neben 13L ausgefallen sind. Insgesamt sind daher drei Kanäle auf diesem Modul nicht funktionsfähig.

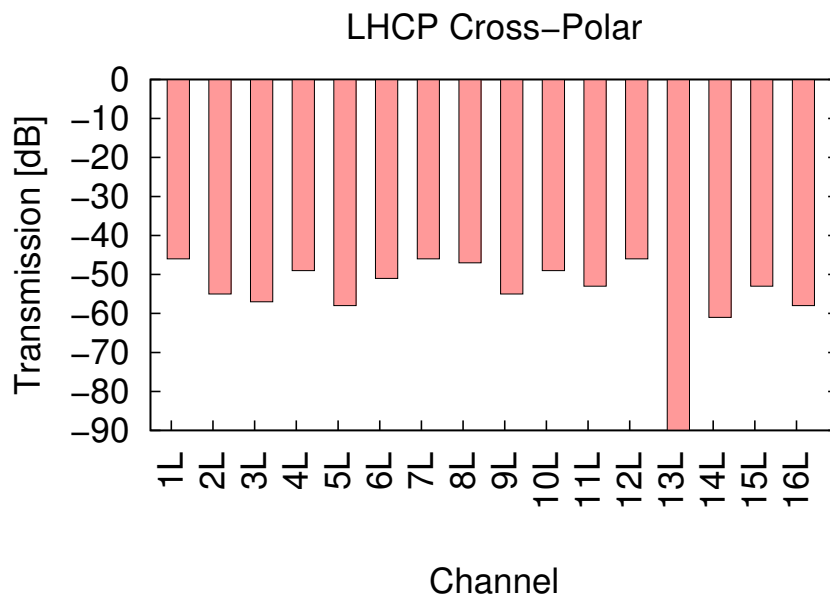


Abbildung 2.98: Kreuzpolare Transmissionsmessung der LHCP-Kanäle in Hauptstrahlrichtung.

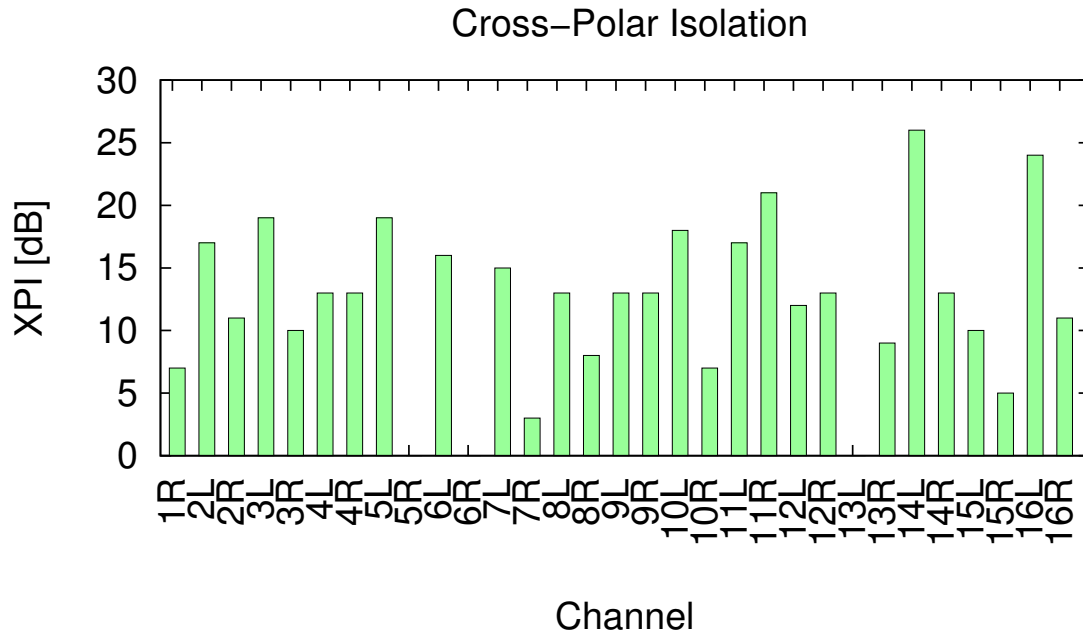


Abbildung 2.99: Kreuzpolare Isolation aller Kanäle auf einem Modul.

2.8.3 Manifold und Kühlung

Für die SIW-Tx-Antennen wurde ein Manifold für vier Module konstruiert, also für ein 16x4-Array. Da die Module für einen skalierbaren Aufbau entwickelt wurden, lässt sich das Manifold aber einfach für mehr Module erweitern. Das Manifold dient zum Routen der ZF-Signale, zur Spannungsversorgung und als Schnittstelle für das Auslesen der verbauten NTC.

Die Rückseite des Manifolds ist in Abbildung 2.100 zu sehen. Zu erkennen sind die ZF-Verbindere, die für die Kompatibilität mit der ZF von IMST GmbH auf dem SAMTEC™ QTE/QSE-Steckersystem basieren. Spannungswandler sorgen für die stabile Energieversorgung der Module. Der ganze Aufbau ist in ein Aluminiumgehäuse integriert, das Schutz und Kühlung für die Spannungswandler bietet. Für zusätzliche Kühlung sind außen an das Gehäuse Metallrippen angebracht. Ebenfalls zu erkennen ist ein Mikrochip, der für das Umschalten zum einzelnen Auslesen der NTC zuständig ist. Gesteuert wird er durch Spannungssignale, die zum Selektieren eines Kanals dienen und durch einen Mikrocontroller erzeugt werden. Durch ein daran angeschlossenes Widerstandsmessgerät lässt sich die Temperatur auf dem Frontend bestimmen.

Abbildung 2.101 zeigt die Vorderseite des Manifolds. Mittig angeordnet ist die Aufnahme für die vier Module bestehend aus je drei ZF-Steckern. Daneben liegend sind die Mini-SMP-Konnektoren für das LO-Signal. Außerdem zu sehen sind die Anschlüsse für die Spannungsversorgung und die Gatespannung.

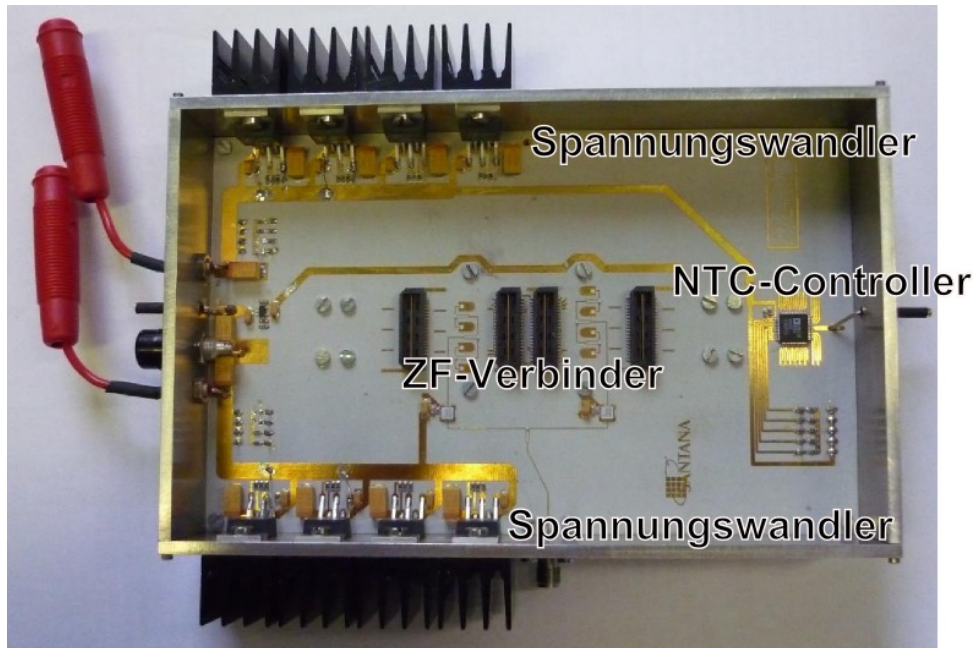


Abbildung 2.100: Rückseite des Manifolds für SIW-Module.

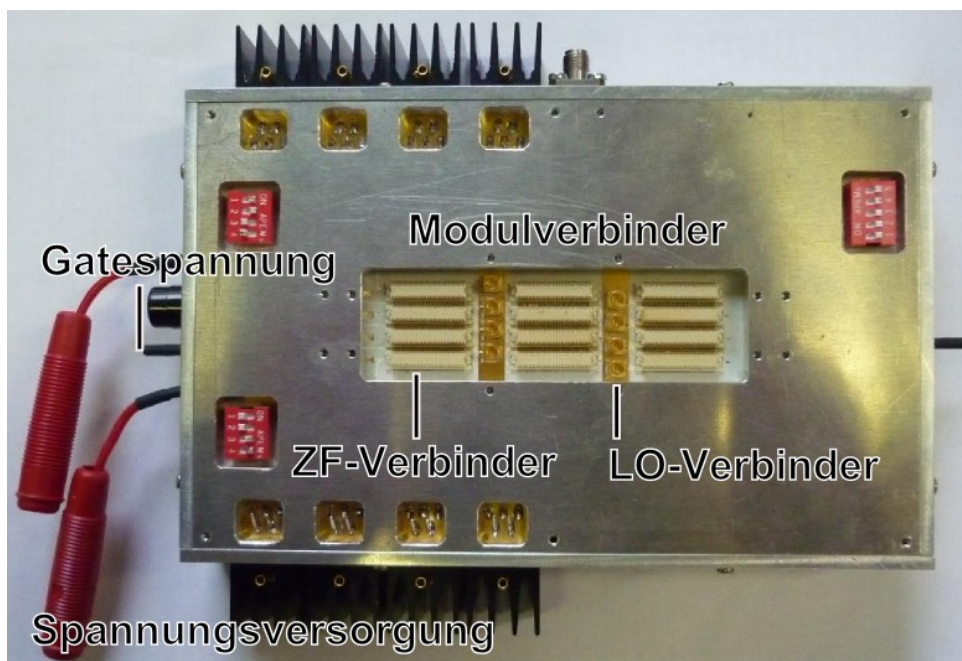


Abbildung 2.101: Vorderseite des Manifolds mit Aufnahme für SIW-Module.

Das Abführen von Wärme ist ein besonders kritischer Aspekt bei Verwendung von aktiven Antennenarrays im Ka-Band. Die verwendeten MMIC besitzen einen Wirkungsgrad von nur etwa 10%. Für digital modulierte Signale dürfen die Verstärker zudem nicht voll angesteuert werden, was einen zusätzlich verringerten Wirkungsgrad hervorruft. Die hier verbauten 64 MMIC benötigen bei gleichzeitigem Betrieb eine Leistung von ca. 20 W, die größtenteils in Wärme

umgewandelt wird. Diese Wärme muss aus den Modulen heraus transportiert werden. Dazu kann die Kühlarchitektur in Abbildung 2.102 verwendet werden.

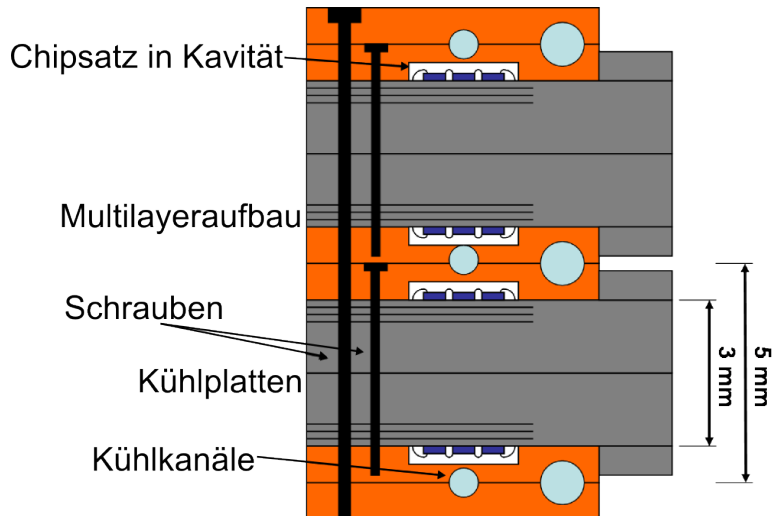


Abbildung 2.102: Kühlarchitektur für ein Array aus mehreren SIW-Modulen.

Dafür werden Kühlplatten auf die Module geschraubt (vgl. Abbildung 2.103). Die Kühlplatten haben auf der dem Modul zugewandten Seite Kavitäten für die MMIC und sonstigen Schaltungselemente, um Beschädigungen oder Kurschlüsse zu verhindern. Zusätzlich bieten diese Platten damit auch einen mechanischen Schutz der empfindlichen Elektronik darunter. In die Kühlplatten von zwei benachbarten Modulen werden Ausfräsungen vorgenommen in die kleine Metallröhrchen gesteckt werden können. Diese Metallröhrchen können hohl für eine Flüssigkeitskühlung oder als Heatpipe ausgeführt werden. Für außenliegende Module gibt es spezielle Kühlplatten, die auf keinem weiteren Modul fixiert werden müssen.

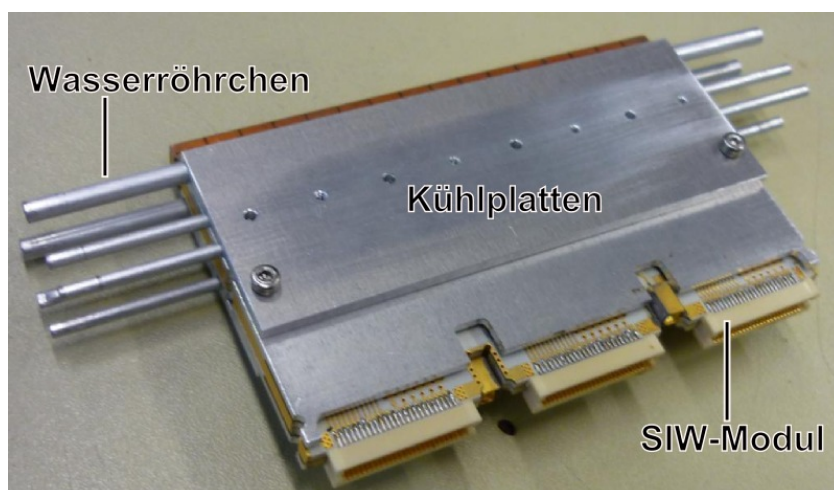


Abbildung 2.103: SIW-Modul mit montierten Kühlplatten.

Abbildung 2.104 zeigt ein Tx-SIW-Modul, das mit Kühlplatten und Röhren für eine Flüssigkeitskühlung verschraubt wurde. Dieses wurde in einem Testadapter für einzelne Module montiert und mit einem externen Kühlkreislauf verbunden.

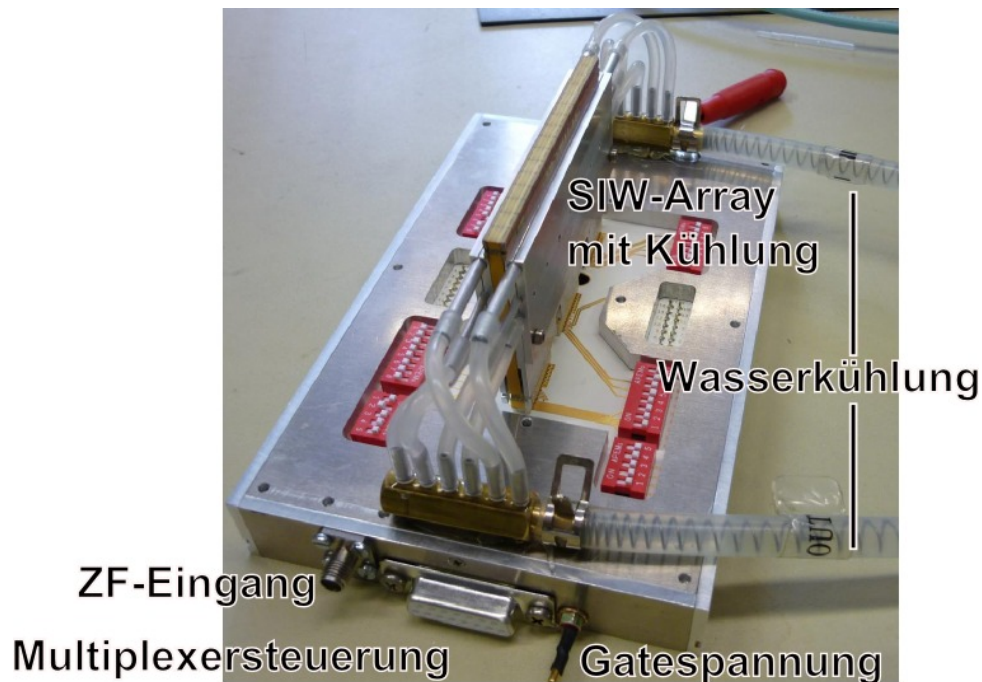


Abbildung 2.104: SIW-Modul im Testadapter zur Verifikation.

2.9 Gegenstelle (AP3300, 4300)

Die Gegenstelle, häufig auch als Bake bezeichnet, ist das „Gegenstück“ zur SANTANA-Antenne und damit eine wesentliche Komponente zur erfolgreichen Durchführung der Demonstration. Ihre Funktion in einem Satellitenkommunikationsnetz entspricht dem Uplink im Forward Link und dem Downlink im Reverse Link. Sie beinhaltet diejenige Funktionalität, die bei der realen Satellitenkommunikation durch die Bodenstation und den Satelliten selbst bereit gestellt wird.

Die Bake setzt sich aus den Antennen, der HF-Elektronik, der Spannungsversorgung und den notwendigen Signalgeneratoren zusammen. Des Weiteren wurde für eine erfolgreiche Kommunikation noch ein Satellitenmodem hinzugefügt, das über eine passende Schnittstelle mit dem Internet verbunden ist.

2.9.1 Antennen

Idealerweise sollten die Antennen der Bake eine nahezu isotrope Richtcharakteristik aufweisen, um ein von der relativen Position zwischen Bake und SANTANA-Antenne unabhängiges

Abstrahlverhalten zu erzielen. Da solche Antennen zum einen nur näherungsweise zu realisieren sind und zum anderen durch den fehlenden Antennengewinn eine hohe Ausgangsleistung benötigt würde, werden hier Antennenhörner mit einem für die Experimente ausreichenden Öffnungswinkel von etwa 60° verwendet. Die Bakeantennen verfügen über keine Möglichkeit der Strahlsteuerung und leuchten demnach den gesamten Bereich der SANTANA-Antenne aus. Neben einer möglichst gleich verteilten Richtcharakteristik ist ein gutes Achsenverhältnis für eine gute Datenübertragung wichtig. Abbildung 2.105 zeigt die für die Bake an der TUHH entwickelten und hergestellten Sende- und Empfangsantennen. Beide Rundhörner sind mit einem Tefloneinsatz versehen, über den die zirkulare Polarisation erzeugt wird. Ein Hohlleiterübergang auf Koaxialleitung vereinfacht den Anschluss an die HF-Komponenten.

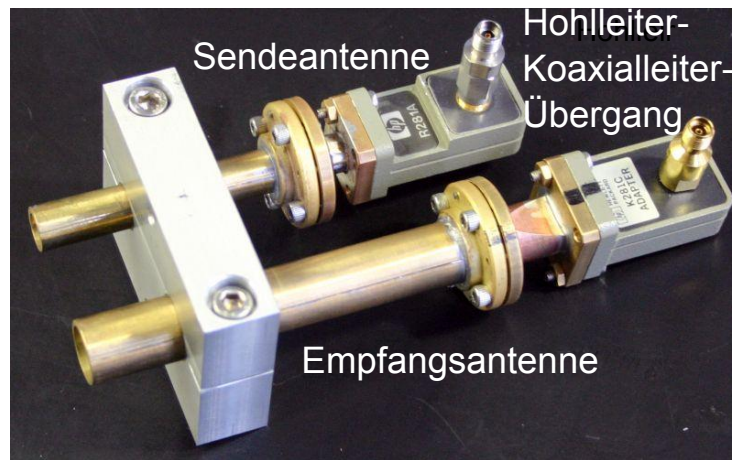


Abbildung 2.105: Rundhornantennen der Gegenstelle

Die bei der Firma IMST GmbH in der Antennenmesskammer aufgenommenen Strahlungsdiagramme beider Rundhörner sind in Abbildung 2.106 für beide zirkularen Polarisationsarten bei 0° im Azimut über den Elevationswinkel aufgetragen.

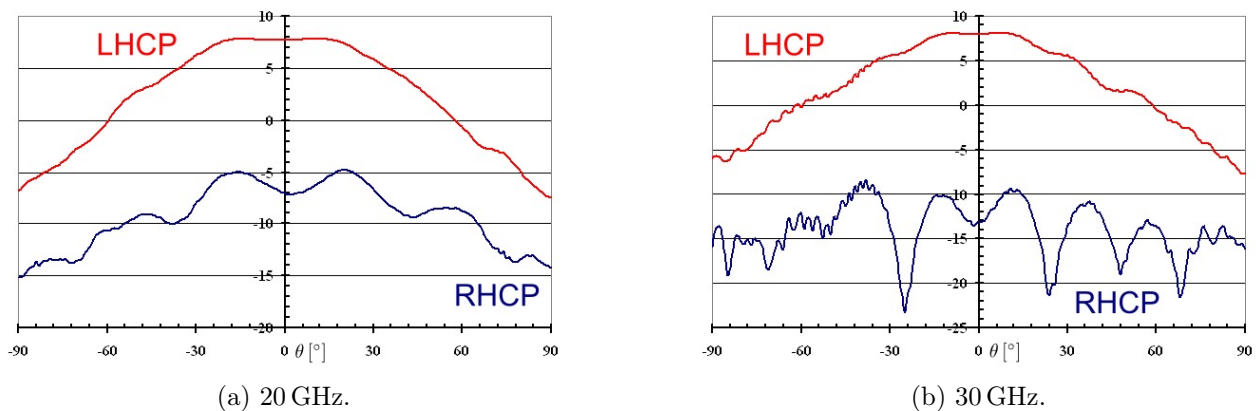


Abbildung 2.106: In der Messkammer aufgenommene Strahlungsdiagramme der 20 GHz-Sendeantenne und der 30 GHz-Empfangsantenne der Bake.

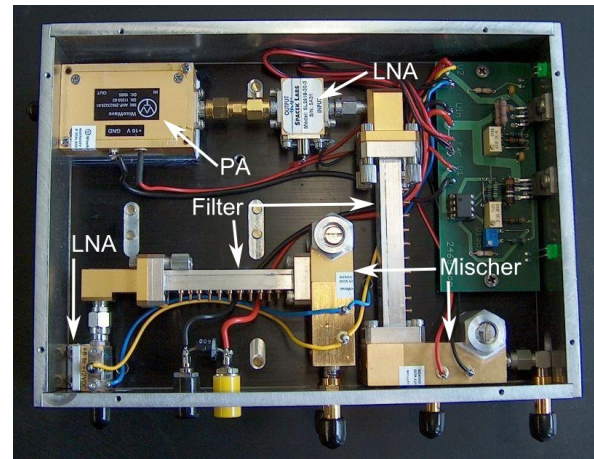
2.9.2 HF-Stufe

Die HF-Stufe der Bake dient der Verstärkung und Frequenzumsetzung der Signale. Um ein möglichst störunanfälliges und robustes System zu erhalten wurden für HF-Stufe kommerziell erhältliche Komponenten verwendet.

Die HF-Stufe selbst muss nur einen Sendekanal (20 GHz) und Empfangskanal (30 GHz) verarbeiten. Deshalb kann auf relativ voluminöse und teure Hohlleiterkomponenten zurückgegriffen werden. Die Bake von außen ist in Abbildung 2.107a zu sehen. Zum Schutz vor Umwelteinflüssen und Störsignalen ist die gesamte Elektronik in einem robusten Aluminiumgehäuse untergebracht. Als Schnittstelle für die Nutz- und Oszillatorsignale dienen SMA-Stecker (K-Stecker für 30 GHz Rx-Signal). Gut zu sehen sind auch zwei Lüfter, die der Wärmeabfuhr aus dem Gehäuse dienen.



(a) Gehäuse von Außen mit Verbindern und Kühlung.



(b) Geöffnetes Gehäuse mit sichtbarer Elektronik und Hohlleiterkomponenten.

Abbildung 2.107: HF-Stufe der Gegenstelle.

Der innere Aufbau des HF-Teils ist in Abbildung 2.107b zu erkennen. Der 20 GHz Sendepfad besteht aus Aufwärtsmischer, Bandpassfilter, Vorverstärker(LNA) und abschließendem 2 W Leistungsverstärker (PA). Der 30 GHz Empfangspfad besteht aus LNA, Spiegelfrequenzfilter sowie einem Abwärtsmischer. In Tabelle 2.1 sind die wesentlichen technischen Daten der verwendeten elektronischen Komponenten dokumentiert.

2.9.3 Satellitenmodems

Für die Datenübertragung ist der Einsatz von Modems, die aus einem binären Datenstrom ein modulierte Signal erzeugen bzw. es wieder demodulieren, notwendig. Diese Modems kümmern sich neben der Modulation mit gängigen Verfahren wie QPSK auch um die Codierung.

Zum Einsatz im Rahmen dieses Projektes kommen Satellitenmodems der Firma Paradise Datacom, die Datenraten bis zu 10 Mbit/s ermöglichen. Neu im Vergleich zu SANTANA 2 ist

| | | |
|---------------------|---------------------------|----------|
| LNA | Verstärkung | 35 dB |
| | Rauschzahl | 2,4 dB |
| | 1 dB-Kompression | +13 dBm |
| Filter | Einfügedämpfung | 0,4 dB |
| | Spiegeldämpfung | >60 dB |
| Mischer | Konversionsverlust | 10-12 dB |
| | LO-Eingangsleistung | +13 dBm |
| Leistungsverstärker | 1 dB-Kompression | +32 dBm |
| | Leistungsbedarf | +2,3 W |

Tabelle 2.1: Technische Daten der Bakeelektronik

der Einsatz eines L-Band-Modems, das die Notwendigkeit einer weiteren ZF samt Synthesizer beseitigt.

2.10 Kalibrierung

(AP2160, 2260, 3150)

2.10.1 Kalibrierverfahren

Als Basiskalibrierung wurde ein Offline-Kalibrierverfahren in der Antennenmesskammer genutzt. Dazu werden die Phasen und Amplituden in Hauptstrahlrichtung der Antenne für jedes Element einzeln aber phasenstarr vermessen. Die Korrekturwerte werden dann auf ein Referenzelement bezogen und können digital berücksichtigt werden.

Diese Art der Kalibrierung ist relativ genau in Hauptstrahlrichtung, vernachlässigt aber wichtige Effekte, wie die Verkopplung, die insbesondere bei größeren Schwenkwinkeln eine Rolle spielt. Um die Verkopplung besser untersuchen und anschließend kalibrieren zu können, wurde ein Verfahren zu ihrer Bestimmung entwickelt [24]. Diese Bestimmung ermöglicht bei digitaler Strahlformung eine nahezu ideale nachträgliche Entkopplung der Kanäle.

Dazu ist die Bestimmung der Koppelmatrix wichtig. Bei idealen Antennenarrays wären in der Koppelmatrix nur die Elemente auf der Hauptdiagonalen besetzt, was bedeutet das nur die einzelnen Kanäle Einfluss auf die entsprechende Antenne haben. Bei realen Arrays koppelt jedoch ein Teil jeden Kanals in die anderen ein, was in der Koppelmatrix Berücksichtigung findet. Um nun von der realen auf die ideale Charakteristik zu kommen, muss die Koppelmatrix zunächst invertiert werden. Danach kann das entkoppelte Signal eines Kanals durch Multiplikation des gemessenen Signals mit der invertierten Koppelmatrix bestimmt werden.

Um die Koppelmatrix zu erhalten, muss zunächst ein Gleichungssystem gelöst werden. Dazu ist eine größere Anzahl unabhängiger Gleichungen als Antennenelemente im Array nötig. Als unabhängige Gleichung kann z.B. die ideale Stahlcharakteristik einer Antenne (z.B. $\cos^p(\theta)$)

für Patchantennen) verwendet werden. Für jeden unabhängigen Winkel in Azimuth und Elevation erhält man dadurch eine unabhängige Gleichung zwischen den realen gemessenen oder simulierten Stahlcharakteristiken und den idealen ohne Verkopplung.

Durch geeignete Annahmen ist es auch möglich, die Verschiebung des Zentrums des Arrays aus dem Phasenzentrum zu bestimmen. Dies ist wichtig, um diesen Fehler kompensieren zu können und nicht mit einer falschen Annahme die Koppelmatrix zu bestimmen. Besonders wichtig und interessant für die Antennen in SANTANA ist die Auswirkung der Polarisation, denn auch zwischen den verschiedenen Polarisationen tritt Kopplung auf (vgl. Abbildung 2.108). Das Modell kann daher auf zwei Moden (LHCP, RHCP) erweitert werden, um (durch noch mehr Stützstellen) auch diese Verkopplung zu kompensieren.

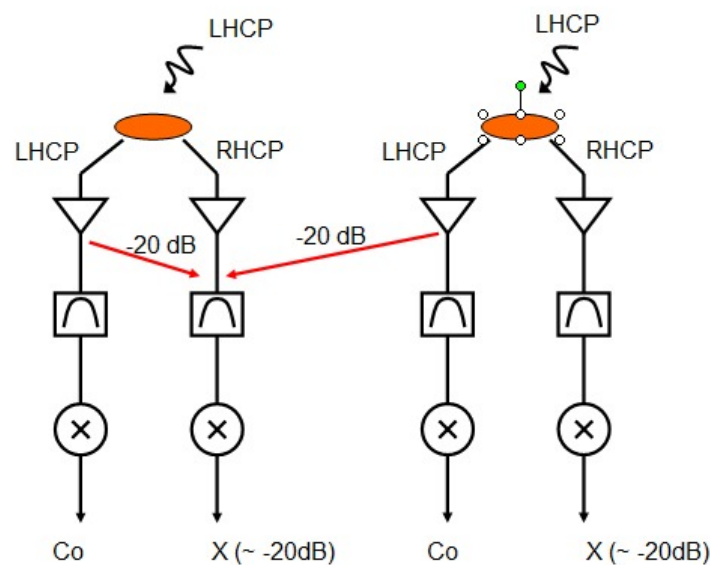


Abbildung 2.108: Polarisationsverkopplung für Rx-Antennen mit Polarisationsmultiplex

Die hier kurz skizzierte Vorgehensweise wurde im Verlauf von SANTANA 3 entwickelt und in einem Matlab-Programm implementiert. Es konnte durch Simulationen und Messungen verifiziert werden. Weitere Details sind [24] zu entnehmen. Dieses Verfahren bietet neben deutlich besseren Eigenschaften des entkoppelten Arrays auch die Möglichkeit der Fehleranalyse und einer genaueren Systembeurteilung. Es erfordert jedoch einmalig eine sehr aufwändige Messung, um die für die Entkopplung nötigen Daten zu gewinnen.

2.10.2 In-Situ-Probes

Neben den vorgestellten Offline-Kalibrierverfahren existiert noch die weitere Möglichkeiten der „Online-Kalibrierung“. Online Kalibrierung bedeutet, dass kein weiterer Messaufbau nötig ist und eine Kalibrierung auch bei vollständig aufgebauten und im Betrieb befindlichen Arrays

möglich ist. Ein großer Vorteil entsteht hier also durch die Möglichkeit, die Kalibrierung nachträglich zu überprüfen bzw. bei Abweichungen eine neue Kalibrierung vorzunehmen. Dies ist besonders interessant, wenn sich die Umweltbedingungen deutlich ändern oder ein defektes Antennenmodul getauscht wurde. Bereits das Vorgängerprojekt SANTANA 2 lieferte einen sehr guten Ansatz für ein externes Online-Kalibrierverfahren [25, 26].

Im allgemeinen bietet die Fernfeldkalibrierung die genauesten Ergebnisse. Eine Nahfeldkalibrierung verringert den nötigen Aufwand für die Kalibrierung, eignet sich jedoch nur eingeschränkt für die Onlinekalibrierung, da noch ein externer Aufbau nötig ist. Interne Online-Kalibrierung wird erst durch eine permanente Integration geeigneter Strukturen in das Array möglich (vgl. Abbildung 2.109).

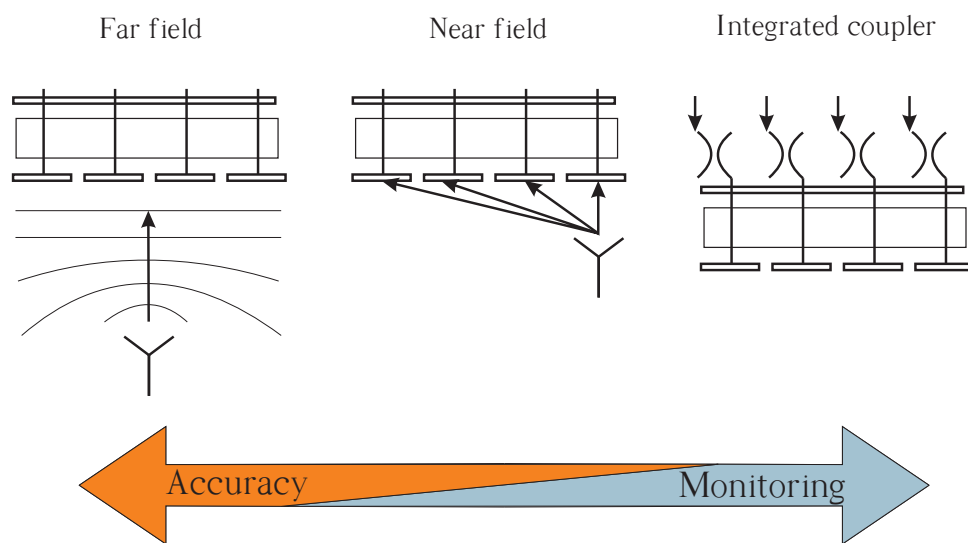


Abbildung 2.109: Überblick über verschiedene Kalibrierverfahren.

Als Verfahren für die interne Online-Kalibrierung wurde im Rahmen von SANTANA 3 der Einsatz von integrierten Sonden, sogenannten „In-Situ-Probes“, untersucht [27, 28]. Die Sonden müssen dazu direkt neben der eigentlichen Patchantenne platziert werden. Entscheidend ist, dass Patchantenne und Kalibriersonde zusammen in ein Quadrat mit maximalem Kantenmaß von $\lambda_0/2$ passen, um den Schwenkbereich des Arrays nicht zu verringern. Der gewählte Ansatz ist in Abbildung 2.110 zu sehen. Die Sonden sind klein genug, um innerhalb des Viazauns um ein Antennenelement platziert zu werden. Sie sind magnetisch mit den Patchantennen gekoppelt und regen auf der Patchantenne ein Feldverteilung an, die einer Fernfeldanregung entspricht. Dies ermöglicht eine Bestimmung der Amplitude und Phase, genau wie im Fall der externen Fernfeldkalibrierung. Die gesamten elektronischen Komponenten können so in die Kalibrierung mit einbezogen werden.

Die Antenne mit Kalibriersonden muss daher so optimiert werden, dass die durch die Sonden angeregte Feldverteilung der des Fernfeldes möglichst gleich ist. Dazu werden wie in Abbildung 2.110a zu sehen, zwei Sonden neben dem Patch platziert. Diese müssen 180° phasenverschoben

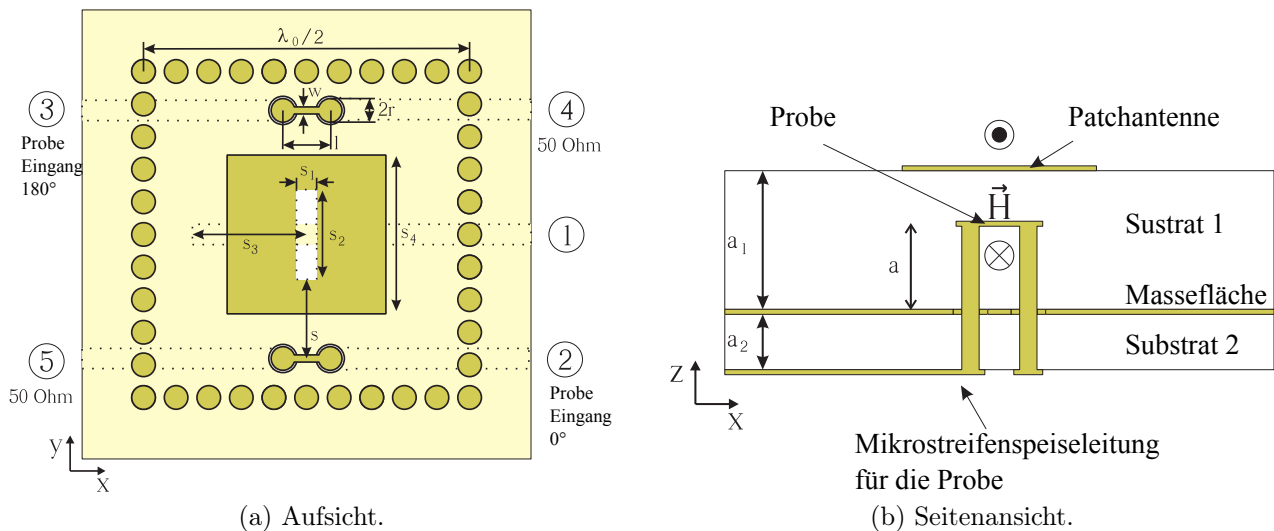


Abbildung 2.110: Schematische Ansicht eines Einzelstrahlers mit Kalibriersonden.

angeregt werden, um die normale Funktionsweise des Patches zu imitieren. In Abbildung 2.110b ist zu erkennen, wie die eigentlichen Sonden aufgebaut sind. Diese bestehen aus zwei Vias die mit einem Stück Leitung verbunden sind. Damit stellen sie selber ein Zweitor dar. Das erste Tor wird zu Anregung genutzt, das zweite muss zur Vermeidung von Reflexionen mit einem $50\ \Omega$ -Widerstand abgeschlossen werden.

Für die Verwendung in einem Array ist der in Abbildung 2.110 skizzierte Aufbau nicht ausreichend. Zum einen muss die 180° Phasenverschiebung zwischen den beiden Sonden exakt gewährleistet sein. Hierzu kann beispielsweise ein Marchand-Balun genutzt werden. Zum Anderen muss das Kalibriersignal identisch an alle Elemente des Arrays/Moduls verteilt werden, was ein zusätzliches Verteilungsnetzwerk impliziert. Beides kann über weitere Lagen im Multilayerverbund realisiert werden.

Die Kalibrierung mit den Kalibriersonden konnte durch Simulation von zwei Arrays überprüft werden. Abbildung 2.111 a zeigt die Ergebnisse für ein 3×2 Array. Die Kalibrierkoeffizienten wurden zum einen durch eine gewöhnliche Fernfeldmessung, zum anderen durch die Sonden ermittelt. Mit diesen Kalibrierdaten wurde dann der Arrayfaktor bestimmt und in den Azimuth-Schnitten 0° und 90° dargestellt. Die Abweichungen beider Kalibriermethoden sind über den gesamten Winkelbereich im Bereich von etwa 2 dB. Die Kalibrierung mit den Probes weist jedoch geringfügig höhere Nebenkeulen und weniger stark ausgeprägte Nullstellen auf. Abbildung 2.111 b zeigt eine ähnliche Situation für ein 5×1 -Array.

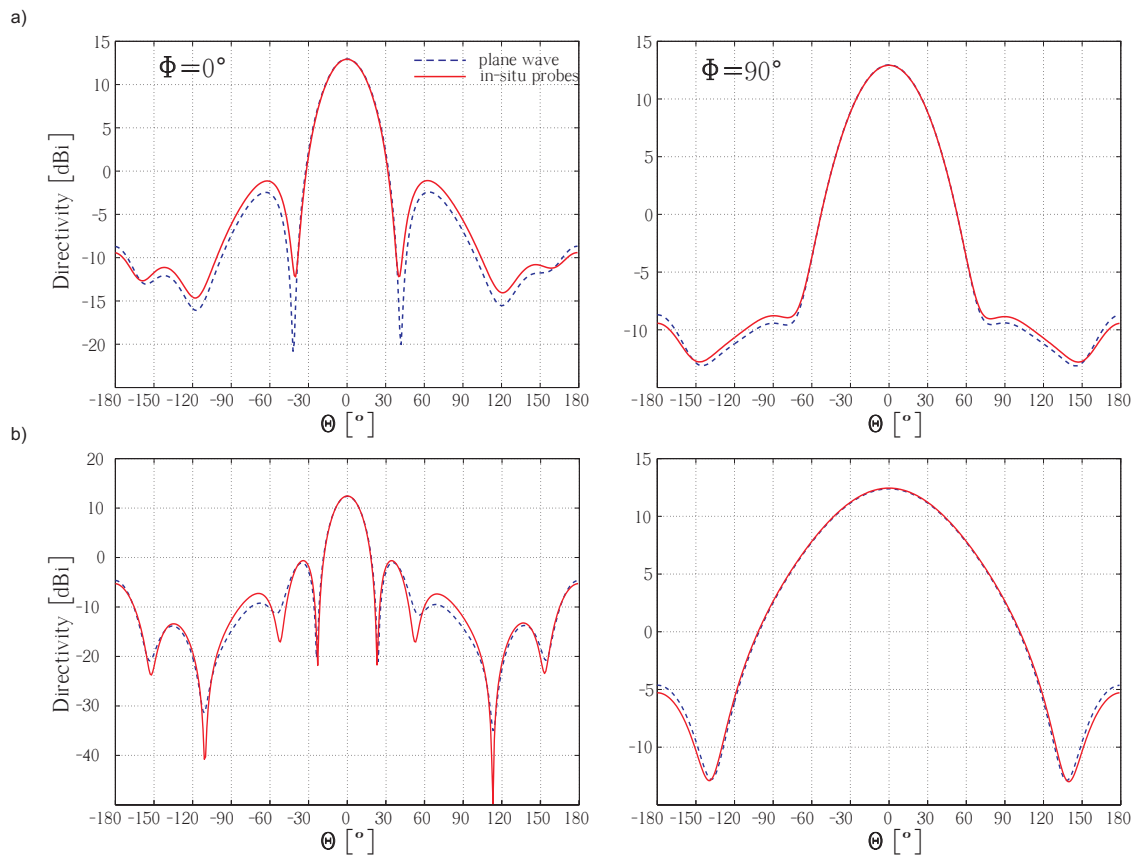


Abbildung 2.111: Vergleich des Arrayfaktors bei Kalibrierung im Fernfeld und mit Sonden für ein 3x2 (a) und ein 5x1 (b) Array.

Kapitel 3

Integration und Labortests

(AP4100, 4400)

3.1 Integration

Die Integration und die folgenden Systemtests wurden an der TU Hamburg-Harburg sowie bei der IMST GmbH durchgeführt. Die Integration bestand dabei aus dem Zusammenschalten der zahlreichen einzelnen Baugruppen zu einem vollständigen System.

Abbildung 3.1 zeigt das Manifold mit dem aufgebauten 8x8 Array in der Antennenmessumgebung der TUHH. Für einen Systemtest wurden die 3,5 m langen ZF-Kabel verbunden. Außerdem wurden das LO-Signal, die Kühlung und die Stromversorgung verbunden, so dass der Aufbau dem des Experiments entspricht. In dieser Messumgebung können Strahlungsdiagramme im Fernfeld aufgenommen werden.

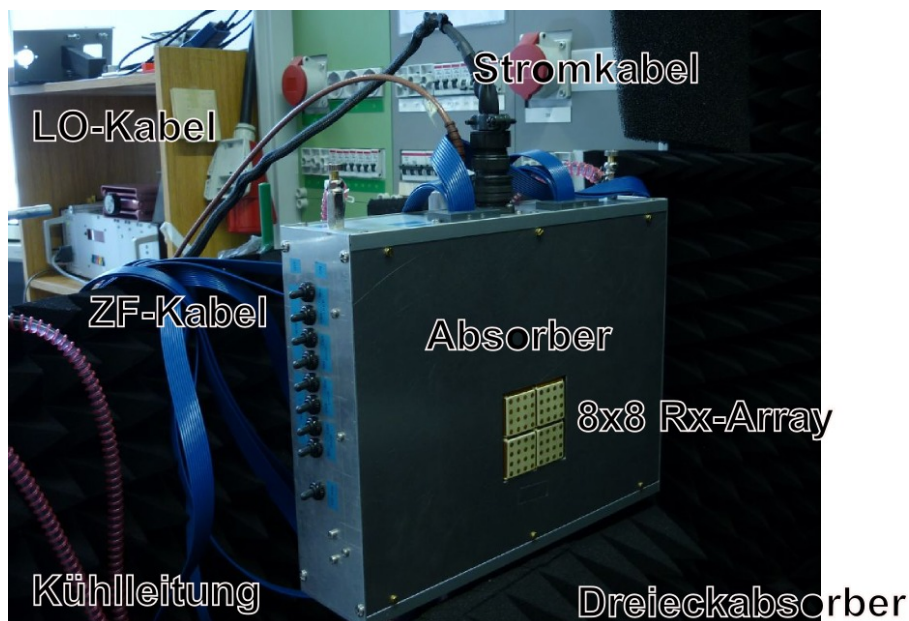


Abbildung 3.1: Fernfeld-Arraytest an der TUHH.

Für die weitergehende Integration wurde das Array auch mit der ZF und dem Basisband verbunden. Dieser Aufbau ist in Abbildung 3.2 skizziziert. Dazu wurden die ZF-Kabel an die ZF-Boards im 19"-Rx-Einschub angeschlossen. Neben den ZF-Boards war noch eine Steuereinheit (MCU) der IMST GmbH in diesem Einschub verbaut. Das LO-Signal für die ZF wurde extern zugeführt. Das Basisbandboard ist zum Auslesen der Messdaten mit einem Laptop verbunden.

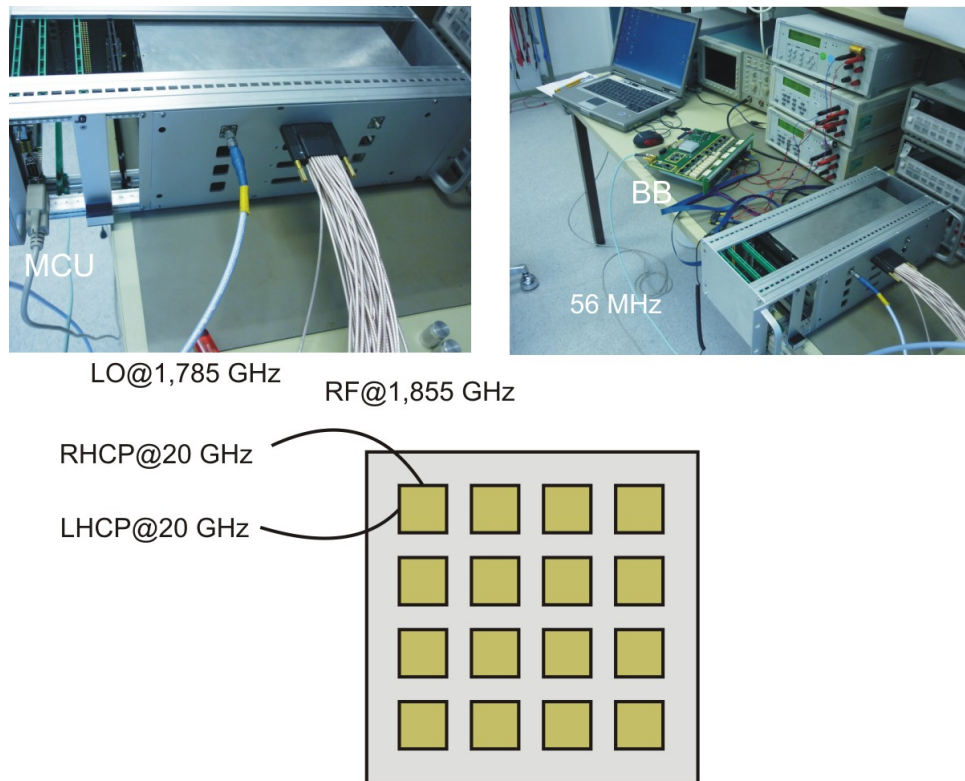


Abbildung 3.2: Arraytest mit vollständiger Kette.

Abbildung 3.3 zeigt den Rx-Einschub, der nun mit allen Komponenten bestückt worden ist. Am linken Rand ist die MCU untergebracht. Über die Rx-Software (Abschnitt 2.6.7) lassen sich mit der MCU Befehle an die programmierbaren Hardwaregruppen übermitteln. Neben der MCU ist der in Abschnitt 2.6.4 vorgestellte Synthesizer montiert. Im Anschluss folgt der Zeilen-LO, der das LO-Signal für alle ZF-Boards liefert und für die Funktion des X-Y-Konzepts (vgl. Abschnitt 2.7.1) notwendig ist. Der Zeilen-LO hat acht Ausgänge, da das gesamte Array acht Zeilen besitzt. Am rechten Rand des Einschubs befinden sich die vier ZF-Boards. Alle im Einschub verbauten Baugruppen haben LEDs, um dem Benutzer den aktuellen Status zu signalisieren.

Mit dem Aufbau in Abbildung 3.2 konnten maximal 16 Kanäle parallel vermessen werden, da nur ein Basisbandboard zur Verfügung stand. Ergebnisse dieses Tests sind in Abbildung 3.4 dargestellt. Das Array wurde dazu in Hauptstrahlrichtung ausgerichtet und es wurden 16 Kanäle mit beiden Polarisation untersucht. Das mit den Basisbandboards aufgezeichnete Zeitsignal wurde dazu nachträglich ins komplexe Basisband gemischt und über mehrere Punkte

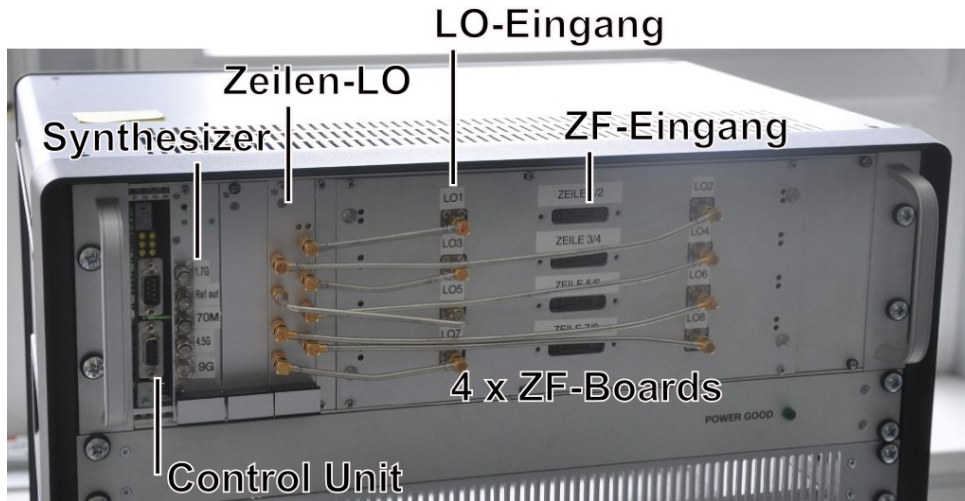


Abbildung 3.3: 19"-Rx-Einschub mit ZF, Synthesizern und Control Unit.

gemittelt. Die Darstellung nach Amplitude und Phase ist im linken Teil der Abbildung zu sehen. Deutlich wird, dass Ko- und Kreuzpolare einen hohen Abstand voneinander haben, aber auch dass die Punkte relativ willkürlich verteilt liegen. Das macht deutlich, dass eine Kalibrierung notwendig ist. Der rechte Teil zeigt nur die Pegel der Kanäle. Hier erkennt man die Streuung zwischen den Kanälen und kann die kreuzpolare Isolation ablesen.

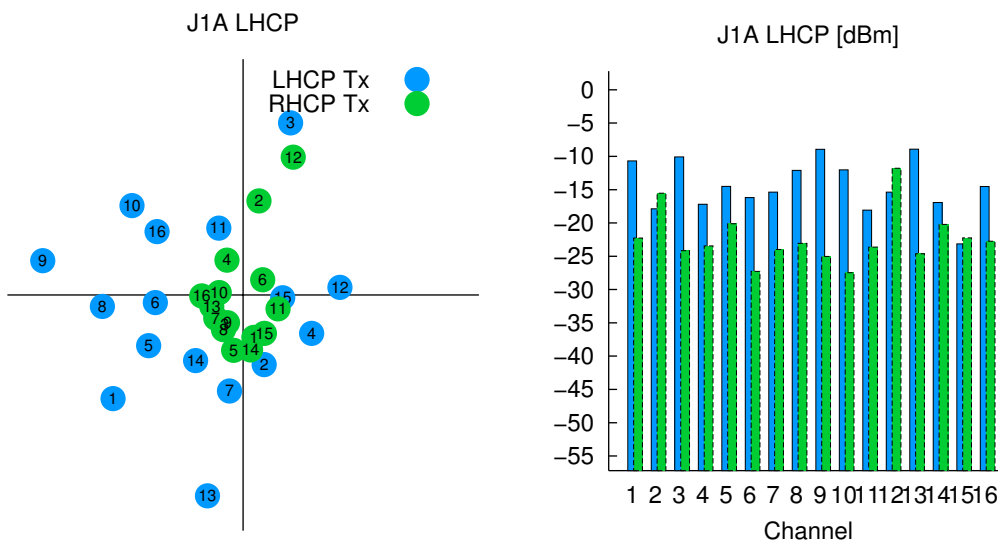
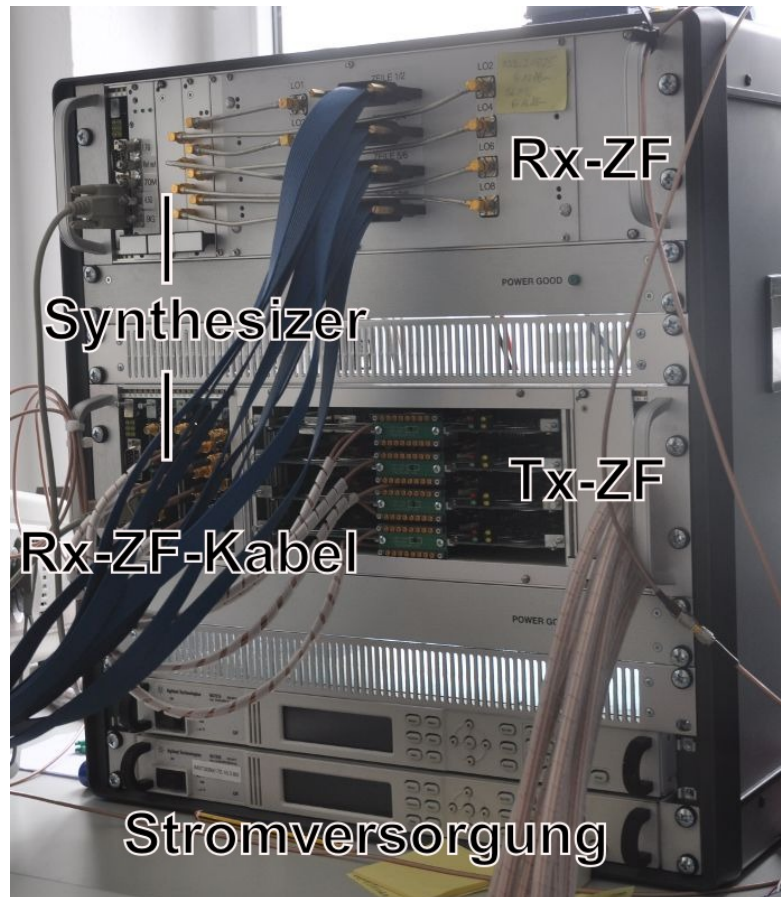


Abbildung 3.4: Ergebnisse der Labortests für 16 Kanäle bei ko- und kreuzpolarer Anregung in Hauptstrahlrichtung.

Nach diesen ersten erfolgreichen Messungen konnte bei IMST GmbH das gesamte Rx-System integriert werden. Dazu wurde der Aufbau in 19"-Racks eingebaut und nochmals getestet. Der Labormessaufbau ist in Abbildung 3.5 zu sehen. Eine Fernfeldstrecke (Abbildung 3.5a) wurde aufgebaut und das gesamte System mit der Tx-ZF (Abbildung 3.5b) und allen vier Basisbandboards erfolgreich in Betrieb genommen.



(a) Antennenmessaufbau.



(b) 19"-Rack für ZF und Synthesizer.

Abbildung 3.5: Labormessaufbau bei IMST GmbH für Funktionstests des Rx-Systems.

3.2 Messkammer

3.2.1 Systemaufbau in der Messkammer

Für eine genauere Charakterisierung der Antennen und der Funktionalität des gesamten Rx-Systems stellte die IMST GmbH ihre Antennenmesskammer zur Verfügung. Nach erfolgreicher Integration und Inbetriebnahme im Labor konnte das System in der Messkammer aufgebaut werden. Dazu wurde das gesamte System auf einem Positionierer befestigt, der eine Änderung von Azimuth und Elevation erlaubt, aber auch eine Translation der Antenne zur Positionierung des

Drehzentrums. Der Blick vom Positioner in Richtung Referenzantenne ist in Abbildung 3.6 zu sehen. Die gesamte Messkammer ist mit Absorbern ausgekleidet, um Reflexionen zu vermeiden.

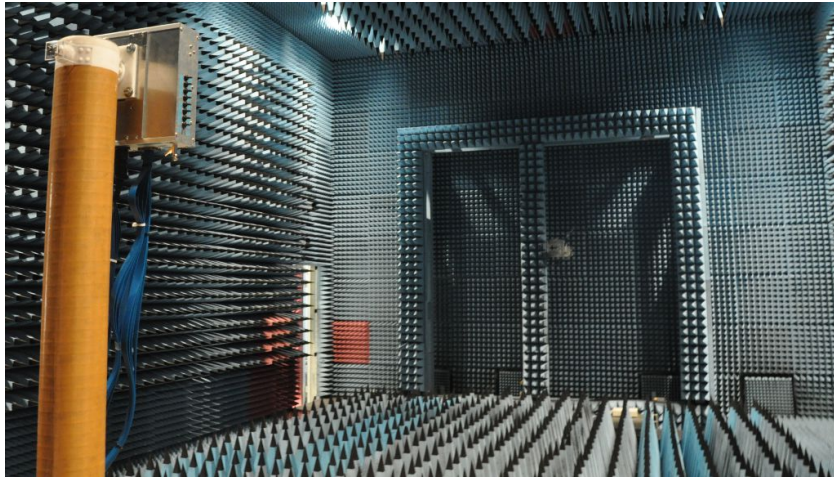


Abbildung 3.6: Blick vom SANTANA-System Richtung Referenzantennen in der Messkammer der IMST GmbH.

Abbildung 3.7 zeigt die Referenzantenne, die ebenfalls mit Absorber ummantelt wurde. Zur Anwendung kam eine zirkulare Rundhornantenne mit 21 dBi Gewinn, geringem Achsenverhältnis und wechselbarer Polarisation. Die Referenzantenne sendete ein CW-Signal, das mit dem SANTANA-Rx-System ausgewertet wurde.

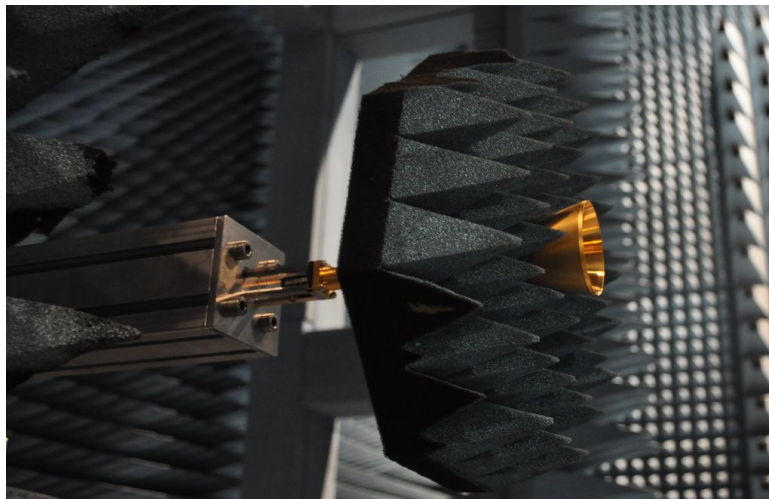


Abbildung 3.7: In der Messkammer verwendete Hornantenne für zirkuläre Polarisation.

Das SANTANA-System ohne die Tx-HF wurde wie in Abbildung 3.8 zu sehen auf dem Positioner befestigt. Die Rx-HF befindet sich dabei auf einem stabilen Mast, der das Schwenken in beiden Drehachsen ermöglicht. Der Mittelpunkt wurde dafür mit einem Präzisionslaser ausgerichtet. Von der HF führen die blauen ZF-Kabel zur Rx-ZF und den vier Basisbandboards. Die Tx-ZF ist zur Ausgabe eine Referenztaktes ebenfalls aufgebaut. Zur Kühlung des Arrays wurde auch die Wasserkühlung auf dem Positioner fixiert.

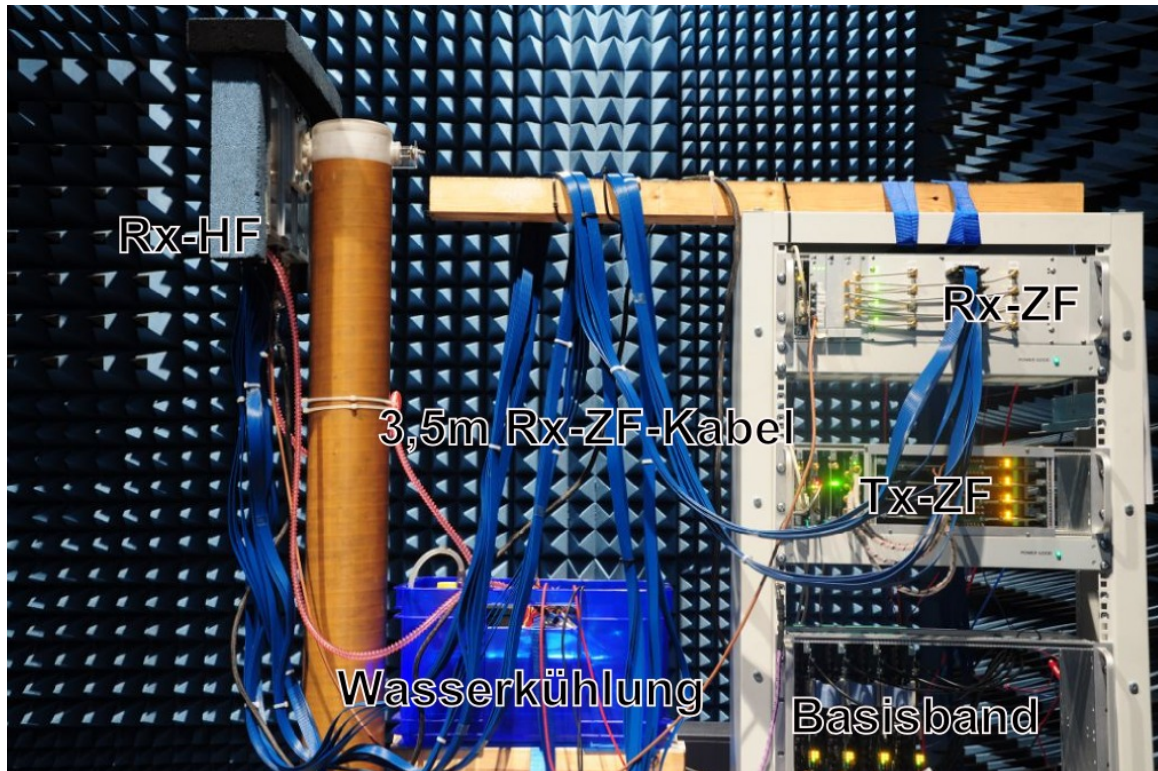


Abbildung 3.8: SANTANA-System auf dem Positioner in der Messkammer.

Eine Nahaufnahme des Rx-Arrays in in Abbildung 3.9 gezeigt. Gut zu sehen ist, dass das Gehäuse des Manifolds rundherum mit Absorber abgeklebt wurde. Die ZF-Kabel, Wasserleitungen und Stromversorgung gehen nach unten hinaus, um eine gute Drehbarkeit des Aufbaus zu ermöglichen.

3.2.2 Ergebnisse aus der Messkammer

In der Messkammer konnten mehrere Gigabyte an Rohdaten aufgezeichnet werden, die im Anschluss an die Messung zur Analyse weiter verarbeitet wurden. Von besonderem Interesse für die Charakterisierung des Systems sind Summendiagramme, die sich nach einer Kalibrierung berechnen lassen. Damit die Summendiagramme korrekt berechnet werden, ist aber ein Grundwissen über die Dimensionen und die Anordnung des Arrays in der Messkammer notwendig. Abbildung 3.10 zeigt eine Skizze des Arrays und aller 64 Elemente mit deren Nummerierung. Nach der Analyse der Labortests konnten die grünen Elemente als uneingeschränkt funktionierend und die roten als defekt markiert werden. Die gelben Elemente funktionieren zwar, weisen aber nur eine geringe Leistung auf. Ein Defekt kann dabei überall im Kanal also auf HF-, ZF- oder BB-Ebene aufgetreten sein.

In Abbildung 3.10 ist auch zu sehen, dass der Elementabstand nicht konstant $\lambda_0/2$ ist, sondern etwa $13/20\lambda_0$ zwischen den Modulen. Dies kommt durch die Beschränkung des endlichen Bie-

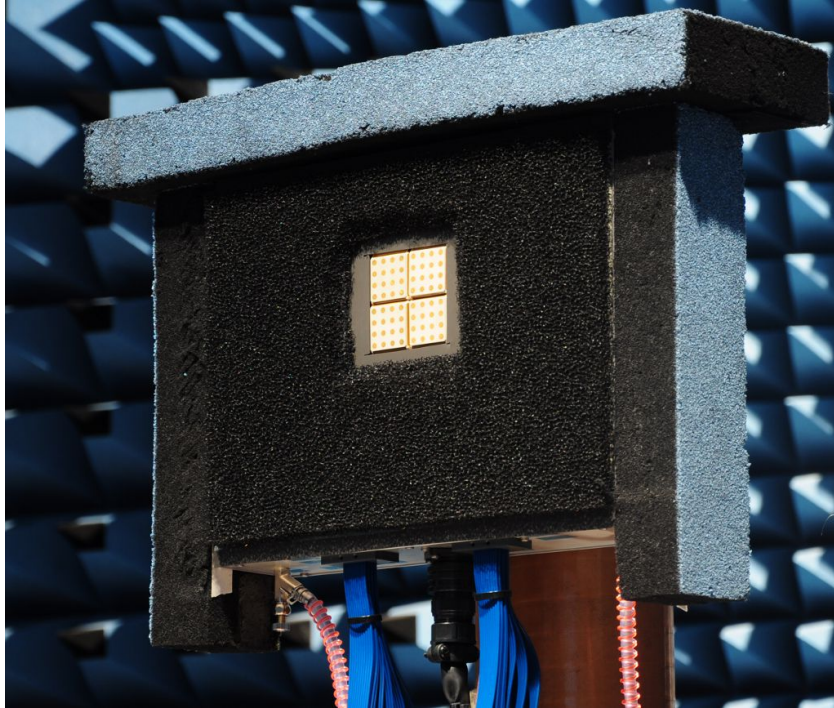


Abbildung 3.9: SANTANA-Rx-Array in der Messkammer.

geradius der LCP-Module zustande (vgl. Abschnitt 2.6.2). Dies muss für die Bestimmung des Summendiagramms berücksichtigt werden. Ebenfalls in der Abbildung zu erkennen sind die drei in der Messkammer erfassten Schnittebenen, also die Drehachsen in 0° -, 45° - und 90° -Azimuth.

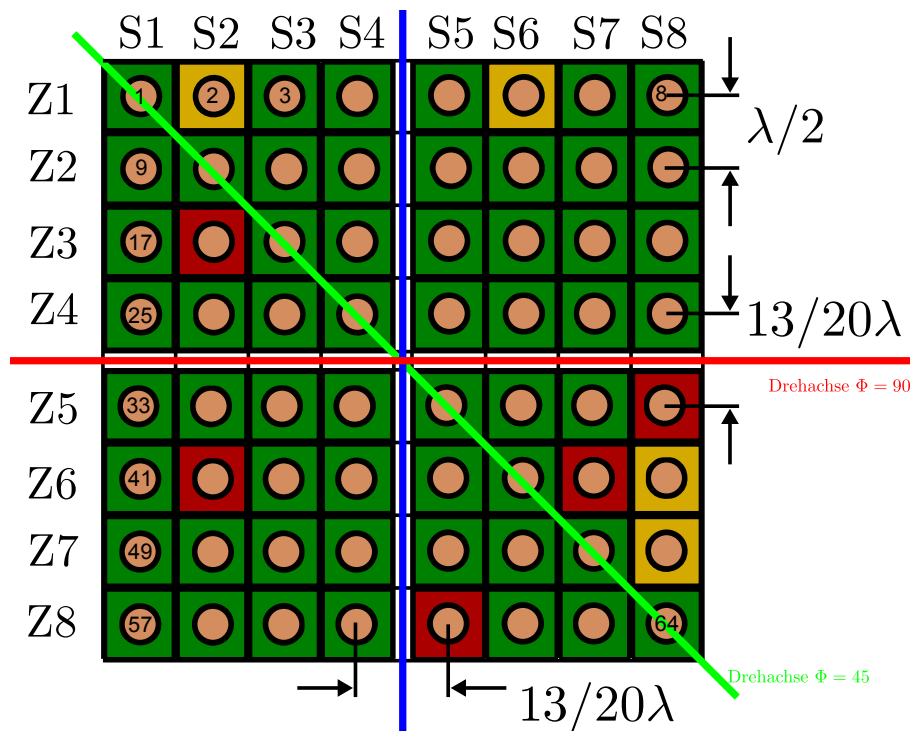


Abbildung 3.10: Zeichnung des Rx-Arrays mit Zeilen, Spalten, Abständen und den gemessenen Schnitten.

Für die folgenden Summendiagramme wurde immer eine Kalibrierung in Hauptstrahlrichtung mit Kompensation von Amplituden- und Phasenfehlern vorgenommen. Die jeweilige Schnittebene ist der Abbildung zu entnehmen. Ist nichts anderes erwähnt, handelt es sich um nicht geschwenkte Summendiagramme.

Abbildung 3.11 zeigt Summendiagramme für drei verschiedene Fälle: Ein ideales 8x8 Array mit den vorgestellten Abmessungen und das reale unter Berücksichtigung der Messdaten. Werden nur die funktionierenden Elemente betrachtet, ist eine große Ähnlichkeit zum idealen Fall zu erkennen, nur die Nebenkeulen fallen im realen Array höher aus. Werden auch die defekten Kanäle genutzt steigen die Nebenkeulen bezogen auf die Hauptkeule weiter an und das Ergebnis wird insgesamt schlechter.

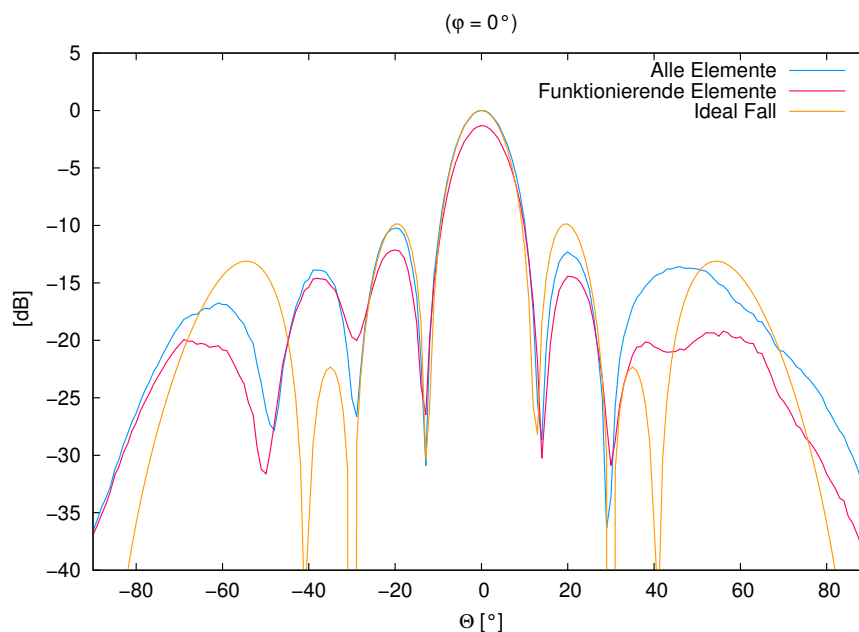


Abbildung 3.11: Summendiagramme für verschiedene aktive Antennen.

Abbildung 3.10 zeigt die Summendiagramme aller drei Schnittebenen. Wie zu erwarten, sind bei $\phi = 45^\circ$ die Nebenkeulen am geringsten, da der Elementabstand höher ist. Die deutlichen Unterschiede zwischen $\phi = 0^\circ$ und $\phi = 90^\circ$ insbesondere in der Höhe der Nebenkeulen sind durch Kopplungseffekte zu erklären. So liegen die Kanäle einer Zeile immer nebeneinander und weisen daher eine insgesamt höhere Kopplung auf. Dies degradiert daher auch die Strahlungseigenschaften des Arrays in der Schnittebene

Von großem Interesse ist insbesondere die Schwenkbarkeit des Arrays. Diese wird in Abbildung 3.13 demonstriert. Dort ist das Summendiagramm in 15° -Schwenkschritten zwischen -60° und 60° aufgetragen. Das Array bleibt bis zu einer Elevation von 60° schwenkbar, wenn auch mit Einbußen der Leistung und einer Verbreiterung der Hauptkeule.

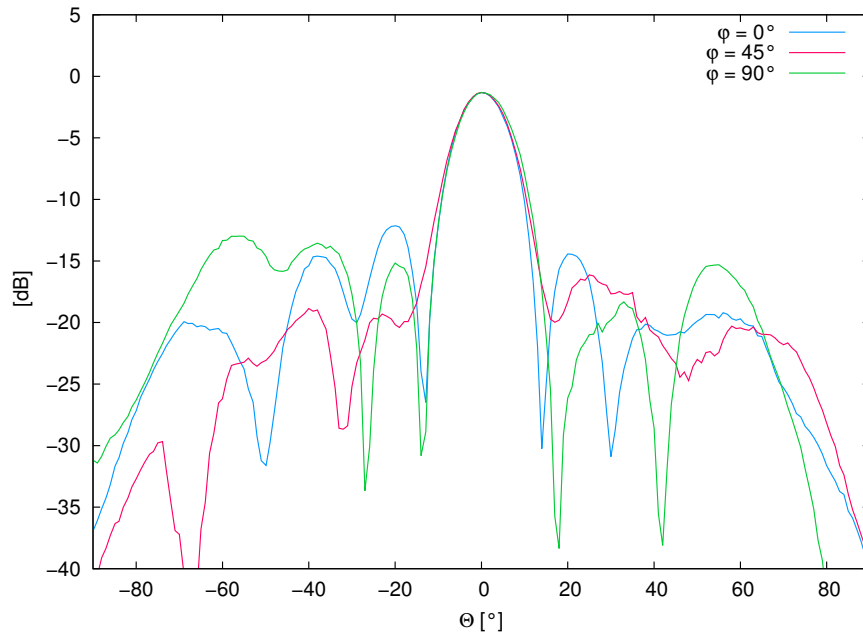


Abbildung 3.12: Summendiagramm des Rx-Arrays in drei Schnittebenen.

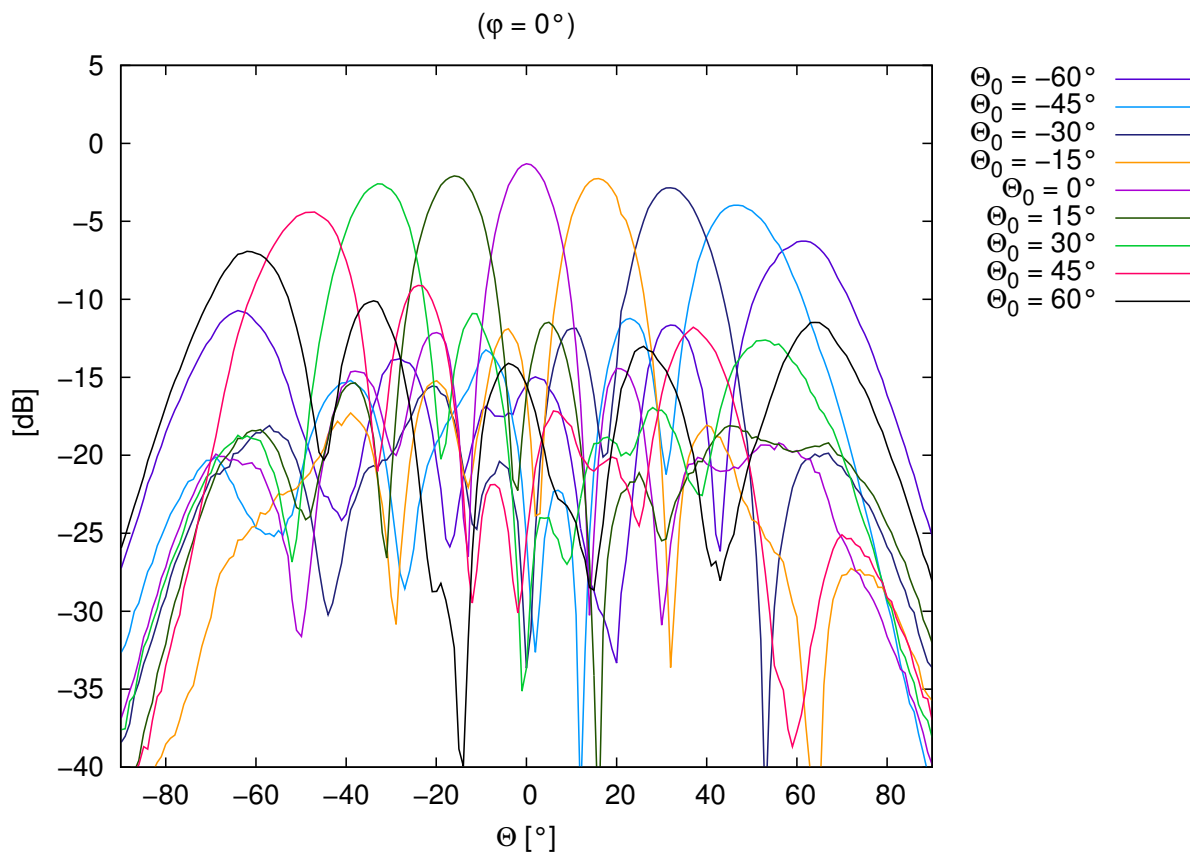


Abbildung 3.13: Summendiagramm für verschiedene Schwenkwinkel.

Abbildung 3.14 zeigt die Ergebnisse eines wesentlichen Tests zur Untersuchung des dynamischen Verhaltens des gesamten Systems. Da der Abstand zwischen Fahrzeug und Referenzantenne im

Experiment nicht konstant ist und auch durch Abschattungen eine Variation der Eingangsleistung auftreten kann, wurde für diesen Test die Sendeleistung um 20 dB verringert. 20 dB Schwankung entspricht in etwa der Schwankung die während der Demonstration erwartet wird. Gut zu erkennen ist, dass in der Hauptkeule nahezu keine Änderung auftritt. Das Signal bei höheren Elevationswinkeln ist jedoch durch die geringere empfangene Leistung zunehmend verwaschen und weist dadurch teils höhere Nebenkeulen auf. Insgesamt lässt dieses Ergebnis aber keine Einschränkungen im Betrieb erwarten.

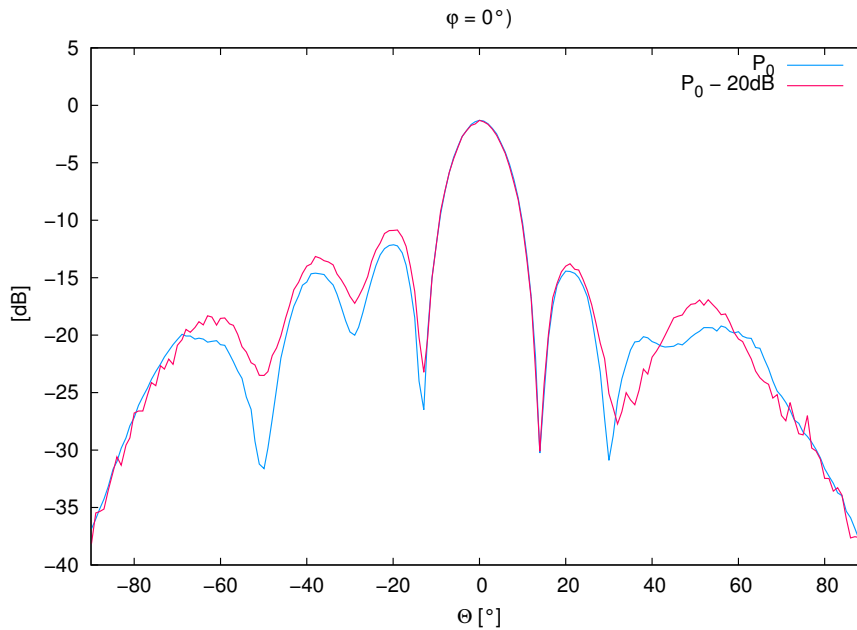


Abbildung 3.14: Summendiagramm für zwei Sendeleistungen.

Abschließend zeigt Abbildung 3.15 die Summendiagramme der LHCP-Kanäle bei ko- und kreuzpolarer Anregung für zwei Schwenkwinkel. Im Bereich der Hauptkeule ist dabei eine Isolation von mehr als 15 dB erzielt worden.

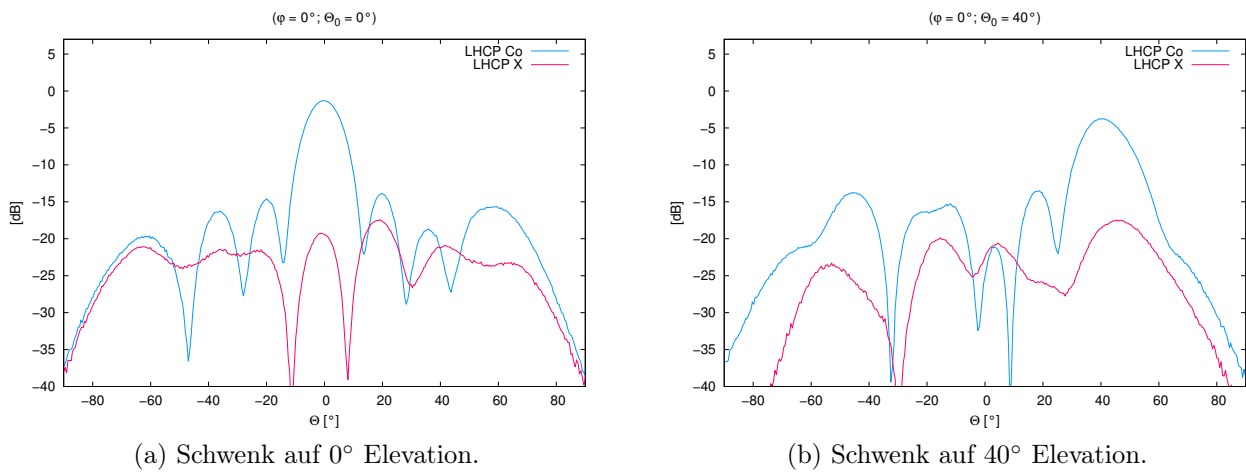


Abbildung 3.15: Summendiagramm der LHCP-Kanäle mit ko- und kreuzpolarer Anregung.

Kapitel 4

Demonstration

(AP5000)

Die Demonstration des SANTANA 3-Systems fand bei der IMST GmbH mit einem Versuchsfahrzeug der IMST GmbH statt. Für die Demonstrationsfahrt musste das vollständige DBF-System in das Fahrzeug integriert werden.

Zur Verfügung stand das in Abbildung 4.1 gezeigte Fahrzeug. Für die Montage der Antennen wurde auf eine konventionelle Dachbox zurückgegriffen. Die Versorgung des Systems mit Strom erfolgte über das Versorgungsnetz des Fahrzeugs mittels eines Wechselrichters. Die weiteren systemrelevanten Komponenten konnten im Kofferraum des Fahrzeugs untergebracht werden.



Abbildung 4.1: Versuchsfahrzeug der IMST GmbH mit Antennensystem in der Dachbox.

Abbildung 4.2 zeigt die in die Dachbox integrierten HF-Systeme für Sender und Empfänger. Diese konnten auf eine in der Dachbox fixierten Unterkonstruktion montiert werden. Ebenfalls in die Dachbox integriert wurde das gesamte Kühlsystem. Die ZF-Kabel konnten durch eine Öffnung auf der Unterseite in das Fahrzeuginnere geführt werden. In den Deckel der Dach-

box wurden Aussparungen gesägt, um die Transmission möglichst wenig zu beeinflussen. Als Wetterschutz wurde eine dünne Kunststofffolie aufgeklebt.

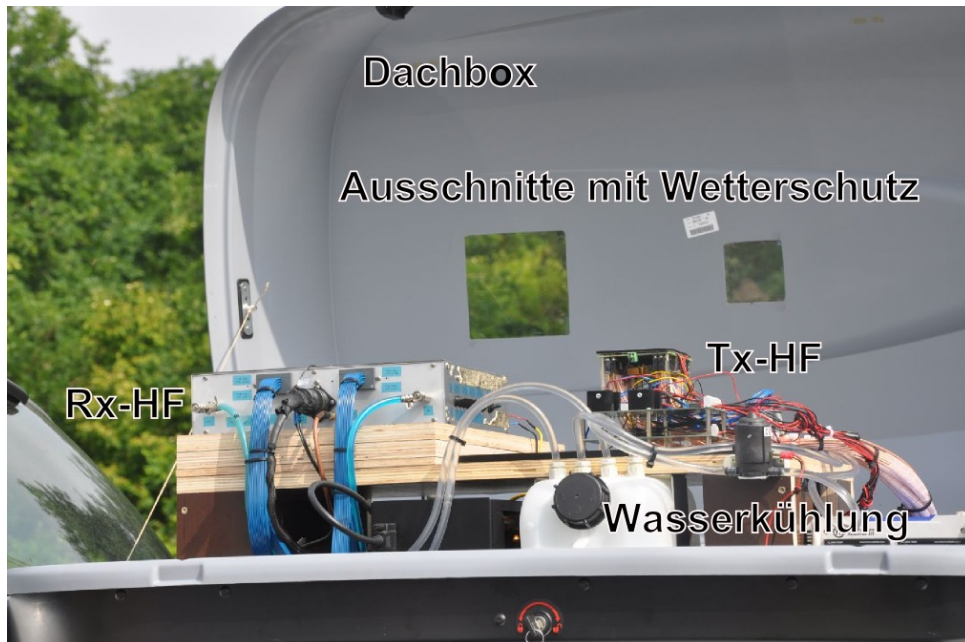


Abbildung 4.2: HF-Systeme in einer auf dem Versuchsfahrzeug montierten Dachbox.

Abbildung 4.3 zeigt die ZF- und Basisbandtischgehäuse, die im Kofferraum des Versuchsfahrzeugs eingebaut wurden. Diese sind über 3,5 m lange ZF-Kabel mit der HF in der Dachbox verbunden. In der Abbildung nicht zu sehen ist der ebenfalls nötige Steuer-PC. Dieser dient sowohl der Steuerung des gesamten Systems, als auch als Partner im mobilen Kommunikationsszenario.

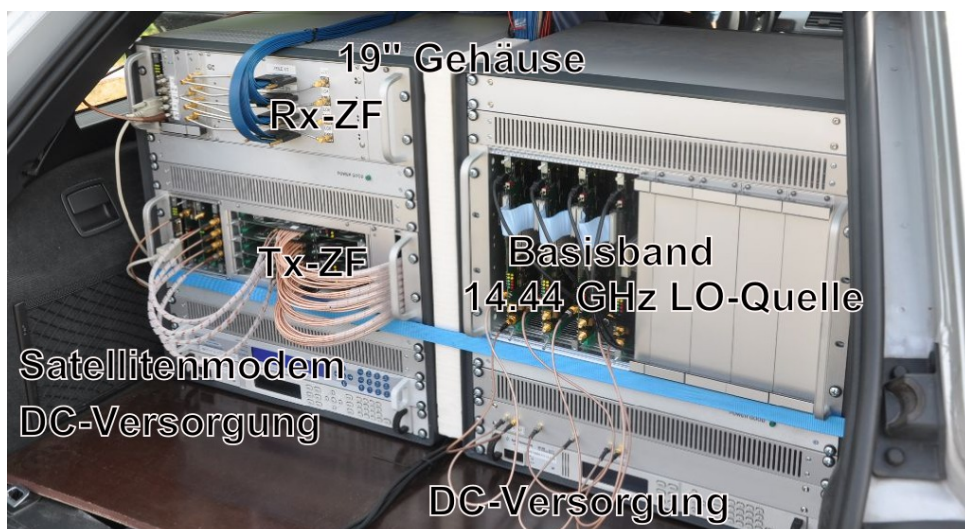


Abbildung 4.3: 19''-Racks mit ZF, Basisband und Modem im Kofferraum des Versuchsfahrzeugs.

Für den eigentlichen Test stand ein Teil des Parkplatzes der IMST GmbH zur Verfügung (Abbildung 4.4a). Die Gegenstelle wurde auf dem Dach eines Gebäudes der IMST GmbH aufgebaut.

Um den Elevationswinkel zusätzlich zu verbessern, wurden die Antennen der Gegenstelle auf einen bis zu 9,4m hohen Mast der TU Hamburg-Harburg montiert (Abbildung 4.4b).



(a) Leere Fläche für die Demonstrationsfahrt aus Richtung Antenne. (b) Antennenmast auf einem Gebäude der IMST GmbH.

Abbildung 4.4: Versuchsumgebung für die Demonstrationsfahrt.

Die eigentliche Gegenstelle ist in Abbildung 4.5 zu sehen. Sie besteht aus der HF-Stufe, der Stromversorgung, LO-Synthesizern und dem L-Band Satellitenmodem. Zu Analysezwecken wurde ein Spektrumanalysator an die Gegenstelle angeschlossen. Da die Gegenstelle dem Fahrzeug auch Internet zur Verfügung stellen soll, wurde ein DSL-Anschluss mit dem Satellitenmodem verbunden.

Für das eigentliche Experiment konnte das Fahrzeug sich nun beliebig auf dem Versuchsplatz fortbewegen. Für den Aufbau eines Kommunikationslinks musste zunächst im Fahrzeug eine Zielsaquisition (DOA-Schätzung) durchgeführt werden. Dadurch konnte das SANTANA-System seine Position relativ zu den Bake-Antennen bestimmen. Nach erfolgreicher Schätzung konnte in den schnelleren Tracking-Modus gewechselt werden, der die Antennenkeule bei Bewegungen stets dem Ziel nachführt.

Über den aufgebauten Link konnten nun Daten mit der Gegenstelle ausgetauscht werden. So war im Fahrzeug eine mobile Nutzung des Internets möglich, die Daten einer Webcam wurden übertragen und eine Videotelefonkonferenz konnte durchgeführt werden. Dabei stand für das Senden eine Datenrate von 2Mbit/s und im Empfänger eine Datenrate von 10 Mbit/s zur Verfügung. Die Kommunikation blieb dabei bis zu Winkelgeschwindigkeiten von $60^\circ/\text{s}$ möglich.

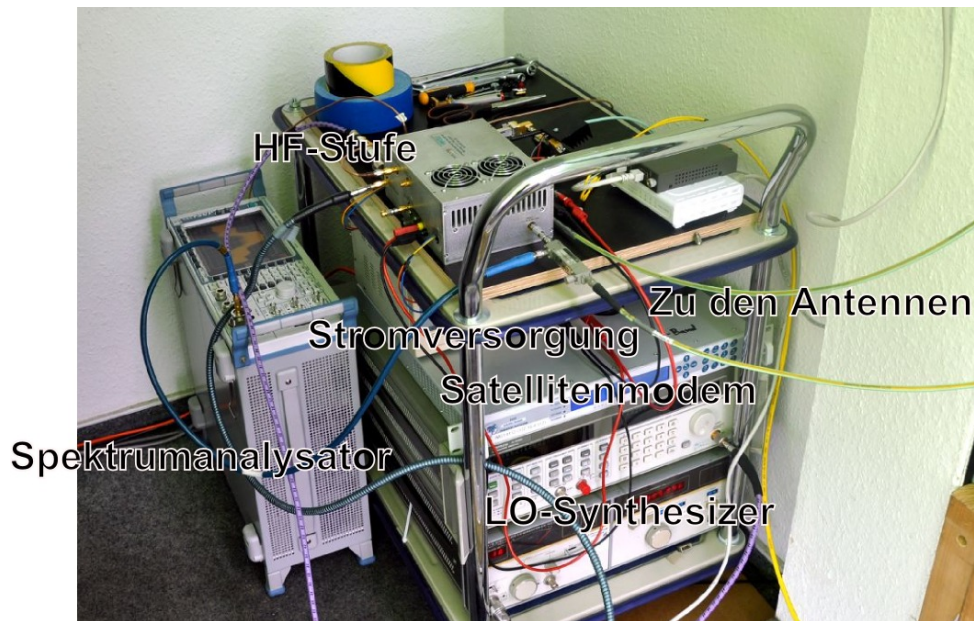


Abbildung 4.5: Gegenstelle mit HF-Teil und L-Band Satellitenmodem.

Das erfolgreiche Experiment demonstrierte eindrucksvoll den Reifegrad des SANTANA-3-Systems. Eine mobile Nutzung dieser Architektur ist folglich möglich und eine Technologieplattform für künftige mobile Ka-Band-Terminals wurde geschaffen.

Abkürzungsverzeichnis

| | |
|---------------|---|
| ADC | engl. A nalog-to- D igital- C onverter, Analog-Digital-Umsetzer |
| AGC | engl. A utomatic G ain C ontrol, Automatischen Verstärkungsregelung |
| AR | engl. A xial R atio, Achsenverhältnis |
| BB | B asisband |
| BGA | engl. B all G rid A rray, Gehäuseform |
| BMWi | B undesministerium für W irtschaft und T echnologie |
| CPW | engl. C oplanar W aveguide, koplanare Wellenleiter |
| CW | engl. C ontinuous W ave, Dauerstrich |
| DBF | engl. D igital B eamforming, digital steuerbare Antennen |
| DC | engl. D irect C urrent, Gleichstrom |
| DLR | D eutsches Zentrum für L uft- und R aumfahrt |
| DOA | engl. D irection of A rrival Estimation, Zielrichtungsschätzung |
| DSL | engl. D igital S ubscriber L ine, Digitaler Teilnehmeranschluss |
| EBG | engl. E lectromagnetic B and G ap, Elektromagnetische Bandlücke |
| EIRP | engl. E ffective I sotropic R adiated P ower, Äquivalente isotrope Strahlungsleistung |
| EoC | engl. E dge of C overage, Bedeckungsrand |
| ETSI | engl. E uropean T elecommunications S tandards I nstitute, Europäisches Institut für Telekommunikationsnormen |
| FPGA | F ield P rogrammable G ate A rray |
| FR4 | Epoxyd verstärktes Glasfasergewebe |
| H2-Sat | Heinrich-Hertz Mission |
| HF | H ochfrequenz |
| Ka-Band | Frequenzbereich der Satellitenkommunikation zwischen 18 GHz und 31 GHz |
| Ku-Band | Frequenzbereich der Satellitenkommunikation zwischen 11 GHz und 18 GHz |
| L-Band | Frequenzbereich zwischen 1 GHz und 2,6 GHz |
| LCP | engl. L iquid C rystal P olymer, Flüssigkristallpolymer |
| LHCP | engl. L eft H and C ircular P olarisation, linksdrehende Zirkularpolarisation |

| | |
|---------------|--|
| LNA | engl. L ow N oise A mplifier, rauscharmen Verstärker |
| LO | L okaler O szillator |
| MCU | engl. M ain C ontrol U nit, Hauptsteuereinheit |
| MMIC | engl. M onolithic M icrowave I ntegrated C ircuit, monolithischer Mikrowellenschaltkreis |
| NTC | engl. N egative T emperature C oefficient Thermistor, Heißleiter |
| NWA | N etzwerk A nalysators |
| PA | engl. P ower A mplifier, Endstufenverstärker |
| PLL | engl. P hased L ocked L oop |
| QPSK | engl. Q uadrature P hase- S hift K eying, Quadraturphasenumtastung |
| RHCP | engl. R ight H and C ircular P olarisation, rechtsdrehende Zirkularpolarisation |
| Rx | engl. Receiver, Empfänger |
| SANTANA | S mart A ntenna T erminal |
| SIW | engl. S ubstrate I ntegrated W aveguide, Substratintegrierter Wellenleiter |
| Tx | engl. Transmitter, Sender |
| VGA | engl. V ariable G ain A mplifier, steuerbarer Verstärker |
| VPN | V irtual P rivate N etwork |
| WiMAX | W orldwide I nteroperability for M icrowave A ccess |
| XPI | engl. C ross P olar I solation, kreuzpolare Isolation |
| ZF | Z wischenfrequenz |

Abbildungsverzeichnis

| | | |
|------|---|----|
| 1.1 | SANTANA typische Anwendung. | 3 |
| 1.2 | Vierfarben-Topologie für Ka-Band Beams über Europa. | 4 |
| 2.1 | Blockschaltbild eines Tx-Kanals. | 9 |
| 2.2 | Blockschaltbild eines Rx-Kanals. | 9 |
| 2.3 | Basisband und Strahlformung des SANTANA-Empfangsteils. | 10 |
| 2.4 | Basisband und Strahlformung des SANTANA-Sendeteils. | 11 |
| 2.5 | Anordnungen mit sequentieller Rotation. | 11 |
| 2.6 | Simuliertes Achsenverhältnis des Einzelstrahlers aus dem Projekt SANTANA II. | 12 |
| 2.7 | Simulationsergebnisse bei 19,7 GHz bei Schwenkung auf $\theta = 60^\circ$ und $\phi = 0^\circ$. Das Achsenverhältnis des Einzelstrahlers Richtung Boresight beträgt 0,73 dB. | 13 |
| 2.8 | Simulationsergebnisse bei 19,7 GHz bei Schwenkung auf $\theta = 60^\circ$ und $\phi = 15^\circ$. Das Achsenverhältnis des Einzelstrahlers Richtung Boresight beträgt 0,73 dB. | 14 |
| 2.9 | Simulationsergebnisse bei 19,7 GHz bei Schwenkung auf $\theta = 60^\circ$ und $\phi = 30^\circ$. Das Achsenverhältnis des Einzelstrahlers Richtung Boresight beträgt 0,73 dB. | 14 |
| 2.10 | Simulationsergebnisse bei 19,7 GHz bei Schwenkung auf $\theta = 60^\circ$ und $\phi = 45^\circ$. Das Achsenverhältnis des Einzelstrahlers Richtung Boresight beträgt 0,73 dB. | 15 |
| 2.11 | Simulationsergebnisse bei 19,95 GHz bei Schwenkung auf $\theta = 60^\circ$ und $\phi = 45^\circ$. Das Achsenverhältnis des Einzelstrahlers Richtung Boresight beträgt 2,06 dB. | 15 |
| 2.12 | Simulationsergebnisse bei 20,2 GHz bei Schwenkung auf $\theta = 60^\circ$ und $\phi = 45^\circ$. Das Achsenverhältnis des Einzelstrahlers Richtung Boresight beträgt 3,97 dB. | 16 |
| 2.13 | Multilayerstruktur für den Einzelstrahler der Rx-Funktion. | 17 |
| 2.14 | Detaillierung der Fertigung des Vias zwischen dem Hybrid und dem Richtkoppler. | 18 |
| 2.15 | Detaillierung der Fertigung des Vias zwischen dem Richtkoppler und der Bauteilebene. | 18 |

| | | |
|------|---|----|
| 2.16 | Via zwischen dem Hybrid und dem Richtkoppler. | 19 |
| 2.17 | S-Parameter des in Abbildung 2.16 dargestellten Vias. | 19 |
| 2.18 | Via zwischen Richtkoppler und der Bauteilebene. | 20 |
| 2.19 | S-Parameter des in Abbildung 2.18 dargestellten Vias. | 20 |
| 2.20 | Draufsicht des Einzelstrahlers. | 21 |
| 2.21 | Schematischer Querschnitt des Einzelstrahlers. | 22 |
| 2.22 | Simulierte Anpassung und Isolation zwischen beiden Ausgängen des optimierten Einzelstrahlers. | 23 |
| 2.23 | Draufsicht des Einzelstrahlers mit integriertem Hybrid. | 23 |
| 2.24 | Simulierte S_{11} an einem Ausgang des integrierten Hybrids. | 24 |
| 2.25 | Simuliertes Achsenverhältnis in Richtung Boresight. | 24 |
| 2.26 | Simulierter Gewinn in Richtung Boresight (mit Berücksichtigung der Anpassung). | 25 |
| 2.27 | Simuliertes Strahlungsdiagramm in zwei verschiedenen Ebenen. | 25 |
| 2.28 | Draufsicht des Modells des Einzelstrahlers mit integriertem Richtkoppler. | 26 |
| 2.29 | S-Parameter des Einzelstrahlers mit integriertem Richtkoppler. | 27 |
| 2.30 | Gefertigter Prototyp. | 27 |
| 2.31 | Detail der Speiseleitungen mit dem Hybrid und dem Abschlusswiderstand. | 28 |
| 2.32 | Vergleich zwischen gemessener und simulierter Eingangsreflexion der verschiedenen Prototypen. | 28 |
| 2.33 | Vergleich zwischen gemessenem und simuliertem Strahlungsdiagramm für $\phi = 0^\circ$ der in verschiedenen Werkstätten gefertigten Einzelstrahler. | 29 |
| 2.34 | Vergleich zwischen gemessenem und simuliertem Strahlungsdiagramm für $\phi = 45^\circ$ der in verschiedenen Werkstätten gefertigten Einzelstrahler. | 29 |
| 2.35 | Vergleich zwischen gemessenem und simuliertem Strahlungsdiagramm für $\phi = 90^\circ$ der in verschiedenen Werkstätten gefertigten Einzelstrahler. | 30 |
| 2.36 | Zwei Anordnungen der Elemente in einem 4x4-Array. | 30 |
| 2.37 | Strahlungsdiagramme eines 4x4-Arrays mit gleicher Anordnung der Elemente bei 20,0 GHz. Schwenkung auf $\theta = 60^\circ$ und $\phi = 45^\circ$. Das Achsenverhältnis des Einzelstrahlers in Richtung Boresight beträgt 0,50 dB. | 32 |
| 2.38 | Strahlungsdiagramme eines 4x4-Arrays mit sequentieller Rotation der Elemente bei 20,0 GHz. Schwenkung auf $\theta = 60^\circ$ und $\phi = 45^\circ$. Das Achsenverhältnis des Einzelstrahlers in Richtung Boresight beträgt 0,50 dB. | 32 |

| | | |
|------|---|----|
| 2.39 | Strahlungsdiagramme eines 4x4-Arrays mit gleicher Anordnung der Elemente bei 19,7 GHz. Schwenkung auf $\theta = 0^\circ$ und $\phi = 0^\circ$. Das Achsenverhältnis des Einzelstrahlers in Richtung Boresight beträgt 1,10 dB. | 33 |
| 2.40 | Strahlungsdiagramme eines 4x4-Arrays mit sequentieller Rotation der Elemente bei 19,7 GHz. Schwenkung auf $\theta = 0^\circ$ und $\phi = 0^\circ$. Das Achsenverhältnis des Einzelstrahlers in Richtung Boresight beträgt 1,10 dB. | 33 |
| 2.41 | Strahlungsdiagramme eines 4x4-Arrays mit gleicher Anordnung der Elemente bei 19,0 GHz. Schwenkung auf $\theta = 60^\circ$ und $\phi = 45^\circ$. Das Achsenverhältnis des Einzelstrahlers in Richtung Boresight beträgt 1,10 dB. | 34 |
| 2.42 | Strahlungsdiagramme eines 4x4-Arrays mit sequentieller Rotation der Elemente bei 19,0 GHz. Schwenkung auf $\theta = 60^\circ$ und $\phi = 45^\circ$. Das Achsenverhältnis des Einzelstrahlers in Richtung Boresight beträgt 1,10 dB. | 34 |
| 2.43 | Strahlungsdiagramme eines 4x4-Arrays mit gleicher Anordnung der Elemente. Schwenkung auf $\theta = 0^\circ$ und $\phi = 0^\circ$. Das Achsenverhältnis des Einzelstrahlers in Richtung Boresight beträgt 3,00 dB. | 35 |
| 2.44 | Strahlungsdiagramme eines 4x4-Arrays mit sequentieller Rotation der Elemente. Schwenkung auf $\theta = 0^\circ$ und $\phi = 0^\circ$. Das Achsenverhältnis des Einzelstrahlers in Richtung Boresight beträgt 3,00 dB. | 35 |
| 2.45 | Strahlungsdiagramme eines 4x4-Arrays mit gleicher Anordnung der Elemente. Schwenkung auf $\theta = 60^\circ$ und $\phi = 45^\circ$. Das Achsenverhältnis des Einzelstrahlers in Richtung Boresight beträgt 3,00 dB. | 36 |
| 2.46 | Strahlungsdiagramme eines 4x4-Arrays mit sequentieller Rotation der Elemente. Schwenkung auf $\theta = 60^\circ$ und $\phi = 45^\circ$. Das Achsenverhältnis des Einzelstrahlers in Richtung Boresight beträgt 3,00 dB. | 36 |
| 2.47 | Effekte der Quantisierung und Fehler auf Strahlungsdiagramme eines 4x4-Arrays. Schwenkung auf $\theta = 60^\circ$ und $\phi = 45^\circ$. Das Achsenverhältnis des Einzelstrahlers in Richtung Boresight beträgt 3,0 dB. 20 Überlagerungen mit einer Streuung der Phase mit RMS 10° , Amplitude mit RMS 1 dB, und Quantisierung der Phase mit 5 Bits und der Amplitude mit 1 dB. | 37 |
| 2.48 | Querschnitt der gefertigten 4x4-Arrays mit Speisernetzwerken. | 38 |
| 2.49 | Draufsicht des 4x4-Arrays mit sequentieller Rotation der Elemente, geschwenkt auf $\theta = 45^\circ$ und $\phi = 45^\circ$ | 39 |
| 2.50 | Compact Range des DLR-Instituts für Hochfrequenztechnik in Oberpfaffenhofen. | 39 |
| 2.51 | Vergleich zwischen simulierten und gemessenen Strahlungsdiagrammen eines 4x4-Arrays mit gleicher Anordnung der Elemente. Schwenkung auf $\theta = 0^\circ$ und $\phi = 0^\circ$ | 40 |

| | |
|---|----|
| 2.52 Vergleich zwischen simulierten und gemessenen Strahlungsdiagrammen eines 4x4-Arrays mit sequentieller Rotation der Elemente. Schwenkung auf $\theta = 0^\circ$ und $\phi = 0^\circ$ | 40 |
| 2.53 Vergleich zwischen simulierten und gemessenen Strahlungsdiagrammen eines 4x4-Arrays mit gleicher Anordnung der Elemente. Schwenkung auf $\theta = 45^\circ$ und $\phi = 45^\circ$ | 41 |
| 2.54 Vergleich zwischen simulierten und gemessenen Strahlungsdiagrammen eines 4x4-Arrays mit sequentieller Rotation der Elemente. Schwenkung auf $\theta = 45^\circ$ und $\phi = 45^\circ$ | 41 |
| 2.55 Struktur und Aufbau der Rx-Antenne. | 43 |
| 2.56 Polarisationsabhängige Transformation der Blindleitung. | 43 |
| 2.57 Messungen mit NWA. | 44 |
| 2.58 Vergleich von Mess- und Simulationsdaten der Rx-Antenne. | 44 |
| 2.59 Richtcharakteristik einer Rx-Antenne in verschiedenen Azimuth-Schnitten über den gesamten Elevationsbereich. Die gestrichelte rote Kurve zeigt simulierte Daten der Co- und Kreuzpolaren Anteile; die blaue Kurve zeigt die entsprechenden gemessenen Werte. | 45 |
| 2.60 4x4 Arraymodul mit Polarisationsmultiplex. | 46 |
| 2.61 Mehrlagiger Aufbau des Rx-Frontends. | 47 |
| 2.62 Zeichnung des Faltvorgangs zum Zusammenbau eines Moduls. | 47 |
| 2.63 MMIC Packaging (links) und Rohacell Spacer (rechts) mit Ausfräsungen für MMICs und die Kühlung. | 48 |
| 2.64 Nahaufnahme des Rx-Chipsets mit LNAs, Mischern und dem Spiegelfrequenzfiltern auf LCP-Substrat. | 49 |
| 2.65 Fotografien des Faltungsprozesses der Rx-Module. | 49 |
| 2.66 Fernfelddiagramme eines Rx-Moduls mit Polarisationsmultiplex. | 50 |
| 2.67 Zeichnung mit Abmessungen des Rx-Manifolds. | 51 |
| 2.68 Untersuchung der Rx-Frontend-Modulkühlung. | 51 |
| 2.69 Aufgefaltetes vollständig mit MMIC bestücktes Modul mit Kühlplatten (links). Thermisches Simulation der Kühlung mit Heatpipes (rechts). | 52 |
| 2.70 Manifold mit montierter Kühlung. | 53 |
| 2.71 Modulhalter für die Montage der Rx-Module im Array. | 53 |
| 2.72 Rx-Manifold mit vier montierten Rx-Modulen. | 54 |

| | |
|--|----|
| 2.73 Rx-Manifold im Gehäuse und mit RF-Modulen bestückt. | 55 |
| 2.74 Blockdiagramm des Rx-Empfängers mit Synthesizern. | 56 |
| 2.75 Hergestellte Rx-Synthesizer-Platine. | 56 |
| 2.76 Gemessenes und simuliertes Phasenrauschen des Rx-Synthesizers. | 57 |
| 2.77 Schematischer Aufbau eines ZF-Kanals mit sämtlichen Bauelementen. | 58 |
| 2.78 Auf einer Kühlplatte montierter ZF-Einschub mit 16 Kanälen. | 58 |
| 2.79 Testsystem für ZF-Messungen. | 59 |
| 2.80 Pegelvariationen der Kanäle eines ZF-Einschubs. | 60 |
| 2.81 Robustheitstests eines ZF-Kanals. | 60 |
| 2.82 Rx-Piggy-Back-Board zum analogen Summieren einer Spalte im X-Y-Betrieb. . . | 61 |
| 2.83 Verstapelungsansatz zur Umsetzung eines hybriden Ansatzes für ein 2x2 Submodul. | 64 |
| 2.84 Verschiedene Funktionsblöcke für einen hybriden Aufbau. | 65 |
| 2.85 Dreilagiger Aufbau des Polarisators mit Feldverteilung an Eingang und Ausgang. | 66 |
| 2.86 Vollständiger Einzelstrahler. | 67 |
| 2.87 Vergleich von Simulations- und Messdaten für einen SIW-Einzelstrahler. | 68 |
| 2.88 Hergestelltes 11x4 SIW-Array mit eingezeichneter 3x3- und 5x1-Untergruppe von der Antennenseite (oben) und von der Steckerseite (unten). | 69 |
| 2.89 Messaufbau zur Bestimmung der Strahlcharakteristik des 4x11 SIW-Arrays. . . . | 69 |
| 2.90 Anpassung der Einzelelemente des 5x1-SIW-Arrays. | 70 |
| 2.91 Summendiagramme bei verschiedenen Schwenkwinkeln des 5x1-SIW-Arrays. . . | 70 |
| 2.92 Multilayeraufbau des Tx-SIW-Arrays. | 71 |
| 2.93 Fotografie eines vollständig bestückten 16x1 Tx-SIW-Arrays. | 71 |
| 2.94 Nahaufnahme der aktiven Komponenten eines Kanals auf dem Frontend. Zur Bestimmung des Konversionsgewinns werden Messspitzen aufgesetzt. | 72 |
| 2.95 Messergebnisse der Chipsatzmessung von vier Kanälen bei -10 dBm Eingangs- leistung. | 72 |
| 2.96 Messaufbau zur Bestimmung der Einzelkanalfunktionalität. | 73 |
| 2.97 Kopolare Transmissionsmessung der LHCP-Kanäle in Hauptstrahlrichtung. . . . | 74 |
| 2.98 Kreuzpolare Transmissionsmessung der LHCP-Kanäle in Hauptstrahlrichtung. . | 74 |
| 2.99 Kreuzpolare Isolation aller Kanäle auf einem Modul. | 75 |

| | | |
|-------|--|----|
| 2.100 | Rückseite des Manifolds für SIW-Module. | 76 |
| 2.101 | Vorderseite des Manifolds mit Aufnahme für SIW-Module. | 76 |
| 2.102 | Kühlarchitektur für ein Array aus mehreren SIW-Modulen. | 77 |
| 2.103 | SIW-Modul mit montierten Kühlplatten. | 77 |
| 2.104 | SIW-Modul im Testadapter zur Verifikation. | 78 |
| 2.105 | Rundhornantennen der Gegenstelle | 79 |
| 2.106 | In der Messkammer aufgenommene Strahlungsdiagramme der 20 GHz-Sendeantenne und der 30 GHz-Empfangsantenne der Bake. | 79 |
| 2.107 | HF-Stufe der Gegenstelle. | 80 |
| 2.108 | Polarisationsverkopplung für Rx-Antennen mit Polarisationsmultiplex | 82 |
| 2.109 | Überblick über verschiedene Kalibrierverfahren. | 83 |
| 2.110 | Schematische Ansicht eines Einzelstrahlers mit Kalibriersonden. | 84 |
| 2.111 | Vergleich des Arrayfaktors bei Kalibrierung im Fernfeld und mit Sonden für ein 3x2 (a) und ein 5x1 (b) Array. | 85 |
| 3.1 | Fernfeld-Arraytest an der TUHH. | 86 |
| 3.2 | Arraytest mit vollständiger Kette. | 87 |
| 3.3 | 19"-Rx-Einschub mit ZF, Synthesizern und Control Unit. | 88 |
| 3.4 | Ergebnisse der Labortests für 16 Kanäle bei ko- und kreuzpolarer Anregung in Hauptstrahlrichtung. | 88 |
| 3.5 | Labormessaufbau bei IMST GmbH für Funktionstests des Rx-Systems. | 89 |
| 3.6 | Blick vom SANTANA-System Richtung Referenzantennen in der Messkammer der IMST GmbH. | 90 |
| 3.7 | In der Messkammer verwendete Hornantenne für zirkuläre Polarisation. | 90 |
| 3.8 | SANTANA-System auf dem Positioner in der Messkammer. | 91 |
| 3.9 | SANTANA-Rx-Array in der Messkammer. | 92 |
| 3.10 | Zeichnung des Rx-Arrays mit Zeilen, Spalten, Abständen und den gemessenen Schnitten. | 92 |
| 3.11 | Summendiagramme für verschiedene aktive Antennen. | 93 |
| 3.12 | Summendiagramm des Rx-Arrays in drei Schnittebenen. | 94 |
| 3.13 | Summendiagramm für verschiedene Schwenkwinkel. | 94 |

| | | |
|------|--|-----|
| 3.14 | Summendiagramm für zwei Sendeleistungen. | 95 |
| 3.15 | Summendiagramm der LHCP-Kanäle mit ko- und kreuzpolarer Anregung. | 96 |
| 4.1 | Versuchsfahrzeug der IMST GmbH mit Antennensystem in der Dachbox. | 97 |
| 4.2 | HF-Systeme in einer auf dem Versuchsfahrzeug montierten Dachbox. | 98 |
| 4.3 | 19"-Racks mit ZF, Basisband und Modem im Kofferraum des Versuchsfahrzeugs. | 98 |
| 4.4 | Versuchsumgebung für die Demonstrationsfahrt. | 99 |
| 4.5 | Gegenstelle mit HF-Teil und L-Band Satellitenmodem. | 100 |

Tabellenverzeichnis

2.1 Technische Daten der Bakeelektronik 81

Literaturverzeichnis

- [1] A. Geise, K. Kuhlmann, and A. F. Jacob, "Ka-band terminal antennas for mobile satellite communications," in *Proc. WFMN09 - Conference of the ITG Commission 7.5 "Wave Propagation"*. Chemnitz, Germany: IEEE, Mar. 2008, pp. 471–474.
- [2] A. Stark, A. Dreher, H. Fischer, A. Geise, R. Gieron, M. Heckler, S. Holzwarth, C. Hunscher, A. F. Jacob, K. Kuhlmann, O. Litschke, D. Lohmann, W. Simon, F. Wotzel, and D. Zahn, "SANTANA: advanced electronically steerable antennas at Ka-band," in *3rd European Conference on Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009*. IEEE, Mar. 2009, pp. 471–478.
- [3] S. Holzwarth, A. F. Jacob, A. Dreher, C. Hunscher, H. Fischer, A. Stark, B. Rohrdantz, A. Geise, K. Kuhlmann, R. Gieron, O. Litschke, D. Lohmann, W. Simon, P. Buchner, M. V. T. Heckler, and L. A. Greda, "Active antenna arrays at Ka-band: Status and outlook of the SANTANA project," in *2010 Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*. IEEE, Apr. 2010, pp. 1–5.
- [4] A. Geise and A. F. Jacob, "A ring-coupled patch antenna for broadband polarization multiplex at Ka-band," in *3rd European Conference on Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009*. IEEE, Mar. 2009, pp. 1260–1263.
- [5] Rogers Corporation: <http://www.rogerscorporation.com>.
- [6] Computer Simulation Technology (CST): <http://www.cst.com>.
- [7] A. Geise and A. F. Jacob, "Flex-rigid architecture for active millimeter-wave antenna arrays," in *Microwave Symposium Digest, 2009. MTT '09. IEEE MTT-S International*. IEEE, Jun. 2009, pp. 809–812.
- [8] A. Geise, U. Strohmaier, and A. F. Jacob, "Investigations of transmission lines and resonant structures on flexed liquid crystal polymer (LCP) substrates up to 67 GHz," in *Microwave Conference, 2009. EuMC 2009. European*. IEEE, Oct. 2009, pp. 735–738.
- [9] Analog Devices: <http://www.analog.com>.

-
- [10] Rohde & Schwarz: <http://www.rohde-schwarz.com>.
- [11] A. Stark and A. F. Jacob, "A broadband vertical transition for Millimeter-Wave applications," in *Microwave Conference, 2008. EuMC 2008. 38th European*. Manchester: IEEE, Oct. 2008, pp. 476–479.
- [12] A. Stark, H. Olbert, and A. F. Jacob, "Defected and floating ground structures for vertical interconnects," in *Microwave Conference, 2009. EuMC 2009. European*. IEEE, Oct. 2009, pp. 153–156.
- [13] A. Stark and A. F. Jacob, "Complex loads for millimeter-wave digital phase shifter design," in *6th EuMiC 2011*. IEEE, Oct. 2011, pp. 193–200.
- [14] A. Stark, S. Prorok, and A. F. Jacob, "Broadband EBG structures with compact unit cell," in *Microwave Conference, 2008. EuMC 2008. 38th European*. IEEE, Oct. 2008, pp. 698–701.
- [15] A. Stark, S. Brosius, and A. F. Jacob, "Buried EBG structures for antenna array applications," in *Microwave Conference (EuMC), 2010 European*. IEEE, Sep. 2010, pp. 942–945.
- [16] A. Stark and A. F. Jacob, "A single-feed star-slot-coupled patch antenna with circular polarization," in *German Microwave Conference, 2010*. IEEE, Mar. 2010, pp. 70–73.
- [17] —, "Broadband array element with polarization multiplexing at K-band," in *Microwave Conference (GeMIC), 2011 German*. IEEE, Mar. 2011, pp. 1–4.
- [18] —, "Broadband patch antenna with polarization multiplexing for K-band array applications," *Frequenz*, vol. 65 Special Issue GeMiC 2011, pp. 193–200, 2011.
- [19] K. Kuhlmann, K. Rezer, and A. F. Jacob, "Circularly polarized substrate-integrated waveguide antenna array at Ka-band," in *Microwave Conference (GeMIC), 2008 German*. IEEE, Mar. 2008, pp. 471–474.
- [20] —, "Substrate-integrated waveguide antenna array at Ka-band for polarization tracking," *Proceedings of the European Microwave Association*, vol. 4, no. 5 Joint Special Issue GeMiC 2008, pp. 59–65, 2008.
- [21] K. Kuhlmann and A. Jacob, "Antenna arrays on rectangular and triangular grids for polarization multiplexing - a comparative study," in *German Microwave Conference, 2009*, march 2009, pp. 1–4.
- [22] K. Kuhlmann, K. Rezer, and A. F. Jacob, "Far field measurement on Ka-band substrate-integrated waveguide antenna array with polarization multiplexing," in *Microwave Symposium Digest, 2008 IEEE MTT-S International*. IEEE, Jun. 2008, pp. 1337–1340.
-

- [23] K. Kuhlmann and A. F. Jacob, "Active 30 GHz antenna array for digital beamforming and polarization multiplexing," in *Microwave Symposium Digest (MTT), 2010 IEEE MTT-S International*. IEEE, May 2010, pp. 1276–1279.
- [24] K. Kuhlmann, D. Jalas, and A. F. Jacob, "Mutual coupling in Ka-band antenna array with polarization multiplexing," in *Wireless Technology Conference, 2009. EuWIT 2009. European*. IEEE, Sep. 2009, pp. 152–155.
- [25] H. Pawlak, *Ein externes Kalibrierverfahren für Gruppenantennen mit digitaler Strahlformung*, 1st ed. Göttingen: Cuvillier, 2008.
- [26] H. Pawlak and A. F. Jacob, "An external calibration scheme for DBF antenna arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 1, pp. 59–67, Jan. 2010.
- [27] A. Stark, U. Johannsen, and A. F. Jacob, "In-situ probes for antenna array calibration," in *Microwave Conference (EuMC), 2010 European*. IEEE, Sep. 2010, pp. 465–468.
- [28] A. Stark, B. Rohrdantz, U. Johannsen, and A. F. Jacob, "In-situ probes for patch antenna array calibration," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 3, no. Special Issue 03, pp. 273–280, 2011. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1017/S1759078711000316>

Berichtsblatt

| | |
|--|--|
| 1. ISBN oder ISSN <i>geplant</i> | 2. Berichtsart (Schlussbericht oder Veröffentlichung) <i>Schlussbericht</i> |
| 3. Titel Smart Antenna Terminal - SANTANA 3 - Abschlussbericht der Technischen Universität Hamburg-Harburg | |
| 4. Autor(en) [Name(n), Vorname(n)] <i>Benjamin Rohrdantz, Alexander Stark, Karsten Kuhlmann, Alexander Geise, Arne F. Jacob, Achim Dreher, Lukasz Greda, Marcos Heckler, Christian Hunscher, Frank Wötzel, Dietrich Zahn, Sebastian Löffler</i> | 5. Abschlussdatum des Vorhabens <i>April 2011</i> |
| | 6. Veröffentlichungsdatum <i>geplant</i> |
| | 7. Form der Publikation <i>Broschüre</i> |
| 8. Durchführende Institution(en) (Name, Adresse) <i>Technische Universität Hamburg-Harburg Institut für Hochfrequenztechnik (E-3) Prof. Dr.-Ing. Arne F. Jacob Denickestraße 22 (I) 21073 Hamburg</i> | 9. Ber. Nr. Durchführende Institution <i>N/A</i> |
| | 10. Förderkennzeichen <i>50 YB 0709</i> |
| | 11. Seitenzahl <i>117</i> |
| 12. Fördernde Institution (Name, Adresse) Raumfahrt-Agentur des Deutschen Zentrums für Luft- und Raumfahrt e.V. Königswinterer Str. 522-524 53227 Bonn | 13. Literaturangaben <i>28</i> |
| | 14. Tabellen <i>1</i> |
| | 15. Abbildungen <i>133</i> |
| 16. Zusätzliche Angaben <i>Schlussbericht der TU Hamburg-Harburg, der andere ZE (IMST GmbH) reicht einen eigenen Schlussbericht ein.</i> | |
| 17. Vorgelegt bei (Titel, Ort, Datum) <i>Siehe Literaturverzeichnis des Schlussberichts, Referenzen [1-4], [7-8], [11-24], [27-28]</i> | |
| 18. Kurzfassung <p><i>Der Schwerpunkt der in SANTANA 3 entwickelten Konzepte und Technologien lag in der Erschließung der mobilen Nutzung breitbandiger Ka-Band-Satelliten. Eine erfolgreiche Demonstration eines skalierten Ansatzes ist daher ein fundamentaler Schritt für eine spätere Kommerzialisierung.</i></p> <p><i>Das im Vorgängervorhaben entwickelte System wurde erweitert und skalierbar gestaltet. Es wurden Sende- und Empfangsantennen entworfen, die Polarisationsmultiplex ermöglichen und damit den Anforderungen mobiler Kommunikation gewachsen sind. Diese Antennensysteme wurden modular und skalierbar gestaltet, um Grundbausteine für den Aufbau eines größeren Arrays zu bilden. Eine wesentliche Änderung betraf den mechanischen Aufbau, der eine Trennung der Antennen und eines Großteils der Elektronik vorsieht. Dadurch ist ein deutlich professionellerer und robuster Aufbau in 19"-Racks möglich, der erstmals auch eine mobile Demonstration des SANTANA-3-Systems ermöglicht.</i></p> <p><i>Darüber hinaus wurden zahlreiche technische Neuerungen und Erweiterungen entwickelt. Dazu zählen die Realisierung des Polarisationsmultiplex, die Möglichkeiten zur Online-Kalibrierung durch integrierte Kalibriersonden, neue Verfahren zur Antennenentkopplung und hybride Ansätze. Insbesondere diese hybriden Ansätze sind eine neue technologische Möglichkeit, auch größere Arrays mit geringerem Aufwand realisieren zu können.</i></p> <p><i>Der abschließend aufgebaute Technologiedemonstrator konnte im Rahmen einer vollumfänglichen Messkampagne erfolgreich vermessen und auf Funktion überprüft werden. In der abschließenden Demonstration konnte sich das System während der mobilen Nutzung autonom ausrichten und das Ziel halten. Dadurch konnte dem Anwender eine Breitbandinternetverbindung bereitgestellt werden. Dies beweist, dass die heute verfügbaren Technologien im Ka-Band dem Aufbau solch komplexer Systeme gewachsen sind.</i></p> <p><i>Die im Vorhaben SANTANA 3 erzielten Ergebnisse und zahlreichen Neuentwicklungen werden sich primär auf dem Marktsegment zukünftiger Kommunikationssysteme, sekundär aber auch auf andere Bereiche (z.B. Radar) positiv auswirken.</i></p> | |
| 19. Schlagwörter Antenne, Array, Digital Beam Forming, DBF, Ka-Band, Bodensegment, mobil, Satellitenkommunikation, Kalibrierung, Integration, Modular, Skalierbar | |
| 20. Verlag <i>TIB Hannover, Welfengarten 1B, 30167 Hannover</i> | 21. Preis <i>N/A</i> |

Document Control Sheet

| | |
|--|---|
| 1. ISBN or ISSN <i>scheduled</i> | 2. type of document (e.g. report, publication) <i>report</i> |
| 3. title Smart Antenna Terminal - SANTANA 3 - Abschlussbericht der Technischen Universität Hamburg-Harburg | |
| 4. author(s) (family name, first name(s)) <i>Benjamin Rohrdantz, Alexander Stark, Karsten Kuhlmann, Alexander Geise, Arne F. Jacob, Achim Dreher, Lukasz Greda, Marcos Heckler, Christian Hunscher, Frank Wötzel, Dietrich Zahn, Sebastian Löffler</i> | 5. end of project <i>April 2011</i> |
| | 6. publication date <i>scheduled</i> |
| | 7. form of publication <i>Booklet</i> |
| 8. performing organization(s) (name, address) <i>Technische Universität Hamburg-Harburg Institut für Hochfrequenztechnik (E-3) Prof. Dr.-Ing. Arne F. Jacob Denickestraße 22 (I) 21073 Hamburg Germany</i> | 9. originator's report no. <i>N/A</i> |
| | 10. reference no. <i>50 YB 0709</i> |
| | 11. no. of pages <i>117</i> |
| 12. sponsoring agency (name, address) <i>Raumfahrt-Agentur des Deutschen Zentrums für Luft- und Raumfahrt e.V. Königswinterer Str. 522-524 53227 Bonn</i> | 13. no. of references <i>28</i> |
| | 14. no. of tables <i>1</i> |
| | 15. no. of figures <i>133</i> |
| 16. supplementary notes <i>Final report of Hamburg University of Technology; the other participating party (IMST GmbH) submits an own final report.</i> | |
| 17. presented at (title, place, date) <i>Cf. bibliography within final report, references [1-4], [7-8], [11-24], [27-28]</i> | |
| 18. abstract <i>The exploration of new concepts and technologies to cope with the increasing demand of mobile communications is the foundation of SANTANA 3. Satellite systems offer unique possibilities to connect professional mobile users on aircrafts, ships and vehicles to broadband data networks and services. Therefore, in this research project a mobile platform for the usage with broadband Ka-band satellites was developed.</i> <i>The terminal antennas must meet complex requirements like high antenna gain, fast target acquisition and tracking. Here, smart antenna terminals employing digital beam forming are most promising. These antennas are very flexible and can be reconfigured easily for new mission profiles.</i> <i>In this project a demonstrator was realized employing both the receive- and transmit-functionality with polarization multiplex. The focus was to create a modular and scalable approach. Additionally a hybrid approach was developed to reduce cost and complexity of the overall system.</i> <i>The system was designed for great mechanical and electrical robustness. This professional design enabled a mobile demonstration of the system, after extensive laboratory tests. For the demonstration the antenna was mounted on a (quickly) moving vehicle and had to establish and maintain a high data rate communication link. This successful experimental demonstration can be considered a milestone towards a commercially available product.</i> | |
| 19. keywords <i>antenna, array, digital beam forming, DBF, Ka-band, modular, scalable, mobile, satellite communications, calibration, integration</i> | |
| 20. publisher <i>TIB Hannover, Welfengarten 1B, 30167 Hannover</i> | 21. price <i>N/A</i> |