

Hochintegrierte aktive Sendeantenne für den Millimeterwellenbereich

Vom Promotionsausschuss der
Technischen Universität Hamburg-Harburg
zur Erlangung des akademischen Grades
Doktor-Ingenieur (Dr.-Ing.)
genehmigte Dissertation

von
Karsten Kuhlmann
aus Cloppenburg

2013

1. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Arne F. Jacob
2. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Klaus Solbach

Tag der mündlichen Prüfung: 08.01.2013

Inhaltsverzeichnis

| | | |
|----------|--|-----------|
| 1 | Einleitung | 1 |
| 2 | Aktive Gruppenstrahler | 6 |
| 2.1 | Fernfeldbeschreibung | 6 |
| 2.2 | Aufbaukonzepte | 8 |
| 2.2.1 | Steuerbare Antennen | 8 |
| 2.2.2 | Hybrider Ansatz | 12 |
| 2.2.3 | Schaltungstechnik | 13 |
| 2.3 | Beschreibung der Funkstrecke | 16 |
| 2.4 | Optimale Anordnung der Einzelstrahler | 20 |
| 2.4.1 | Berechnung des Schwenkbereichs im uvw -Raum | 26 |
| 2.4.2 | Exkurs: Allgemeiner Ansatz | 39 |
| 2.4.3 | Zirkular polarisierte Einzelstrahler | 42 |
| 2.5 | Verkopplung und Kalibrierung | 44 |
| 2.5.1 | Einmodige Verkopplung | 44 |
| 2.5.2 | Berücksichtigung realer Einflüsse | 48 |
| 2.5.3 | Zweimodige Verkopplung | 50 |
| 2.6 | Aufbauarchitekturen | 51 |
| 2.7 | Bewertung und Auswahl | 56 |
| 3 | Untersuchung von Antennenmodulen in Ziegelarchitektur | 59 |
| 3.1 | SIW - Technologie und Eigenschaften | 59 |
| 3.1.1 | Aufbau- und Verbindungstechnik | 59 |
| 3.1.2 | Im Substrat integrierte Wellenleiter | 61 |
| 3.2 | SIW-Antenne A | 63 |
| 3.2.1 | Speisung | 63 |
| 3.2.2 | Polarisator | 64 |
| 3.2.3 | Anpassung an den Freiraum | 65 |
| 3.2.4 | Realisierung der passiven Antenne | 66 |
| 3.2.5 | Zwischenbewertung | 72 |
| 3.3 | SIW-Antenne B | 72 |
| 3.3.1 | Optimierte Komponenten | 72 |
| 3.3.2 | Messergebnisse des passiven Gruppenstrahlers | 76 |
| 3.3.3 | Zwischenbewertung | 81 |
| 3.3.4 | Untersuchung der Chipsätze | 81 |
| 3.3.5 | LO-Netzwerk | 86 |
| 3.3.6 | Messergebnisse des aktiven Gruppenstrahlers | 89 |

| | | |
|----------|-------------------------------------|------------|
| 3.4 | Mögliche Erweiterungen | 95 |
| 4 | Zusammenfassung und Ausblick | 97 |
| 4.1 | Zusammenfassung | 97 |
| 4.2 | Ausblick | 99 |
| A | Formelzeichen | 100 |
| B | Abkürzungen | 102 |
| C | Platinenaufbau | 103 |
| D | Komponenten | 105 |
| D.1 | Verstärker | 105 |
| D.2 | Mischer | 105 |
| D.3 | Sender und Empfänger | 106 |
| | Literaturverzeichnis | 109 |

1 Einleitung

Mobile und vor allem breitbandige Datenverbindungen werden, sowohl im privaten als auch im beruflichen Umfeld, immer häufiger eingesetzt. Sie nehmen in der Gesellschaft, wie schon die mobilen Telefondienste seit einigen Jahren [1], einen festen Platz mit stetig steigender Bedeutung ein und sind kaum noch wegzudenken. In 2006 waren 63,8 % der deutschen Haushalte im Besitz eines Personal Computers (PC), und 61,4 % der deutschen Haushalte hatten ebenfalls einen Internetzugang [2]. In 2008 besaßen bereits 75,8 % der deutschen Haushalte einen PC, 68,7 % inklusive eines Internetzugangs [3]. Bei den verwendeten Geräten für den Internetzugang (bezogen auf Haushalte mit Internetzugang) handelte es sich in 2008 zu 80,8 % um stationäre und zu 47,4 % um tragbare Geräte (Laptop, Notebook) beziehungsweise Handheld Computer (Palmtop, PDA). Stark angestiegen ist auch die Nutzung eines Mobiltelefons für den Internetzugang: Sie betrug 6,4 % in 2006 und 16,1 % in 2008.

Wo im privaten Bereich mobile und breitbandige Datenverbindungen vor allem eine komfortable Art der Nutzung verschiedener Dienstleistungen darstellen, so konnten in Unternehmen messbare Fortschritte bei der Umstrukturierung und Vereinfachung von Arbeitsabläufen und sogar eine Erhöhung der Einnahmen durch in 2006 oder 2007 abgeschlossene IKT-Projekte (Informations- und Kommunikationstechnologie) festgestellt werden [4]. Der Anteil der deutschen Unternehmen, die in 2007 einen mobilen Internetzugang nutzten, beträgt 21 %, was - verglichen mit dem Vorjahr (6 %) - mehr als eine Verdreifachung bedeutet [5].

Der Zugang zu mobilen Datenverbindungen erfolgt oft direkt über das Mobiltelefon oder über andere tragbare Geräte wie Laptops, Notebooks oder tragbare Mediaplayer. Stetige technologische Verbesserungen, immer mit dem Ziel höhere Übertragungsraten und Preissenkungen bei den Endgeräten und Verbindungen zu erreichen, haben stark dazu beigetragen, die Attraktivität des mobilen Internets zu erhöhen. Des Weiteren findet die Nutzung von Funknetzwerken (engl. *wireless local area network* - WLAN) als drahtlose Internetverbindung im Unternehmensgebäude oder auf Geschäftsreisen über sogenannte *Hotspots* immer mehr Verbreitung. Breitbandige Zugänge sind dabei vor allem in Ballungsräumen zu finden. In abgelegenen Gegenden sind hingegen oft keine oder nur schmalbandige mobile Datenverbindungen verfügbar.

Anfang der 1990er-Jahre wurden in Europa (1992 in Deutschland) Telefonnetze basierend auf dem Mobiltelefonstandard GSM (*global system for mobile communications*) eingeführt. Der Internetzugang per Mobiltelefon ist seit 1997 mit Inbetriebnahme des *wireless application protocol* (WAP) [6] möglich. Anfänglich kaum genutzt, steigerte sich der Gebrauch dieser Technologie im Laufe der folgenden Jahre sehr schnell. Vor allem Erweiterungen des Standards und die Einführung neuer Technologien haben zur Geschwindigkeitserhöhung bei der Datenübertragung beigetragen. Standen ursprünglich nur 9,6 kbit/s zur Verfügung, so sind zurzeit mit UMTS (*Universal Mobile Telecommunications System*) bis zu 7,2 Mbit/s möglich. Der heute sehr weit verbreitete Standard 802.11 [7] für WLAN wurde 1997 vom IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers* [8]) herausgegeben. Die ursprüngliche Datenübertragungsrate von 2 Mbit/s wurde mit den Erweiterungen a, b, g, h und n des Standards auf zurzeit 300 Mbit/s erhöht. Allerdings ist sowohl bei GSM- und UMTS- als

auch bei WLAN-Verbindungen die maximale Datenübertragungsrate unter anderem abhängig von der Anzahl der momentanen Nutzer (Kapazitätsgrenze), so dass die angegebenen Spitzenwerte nicht immer erreicht werden können.

Ein kritischer Parameter von Funknetzen ist ihre begrenzte Reichweite. Basisstationen für den Mobilfunk decken je nach Geländebeschaffenheit eine kreisförmige Zelle mit einem Radius von einigen 10 km (Sichtverbindung) bis nur einigen 100 m (Stadt) ab. Typische WLAN-Netze haben einen Zellenradius von maximal 300 m für eine freie Sichtverbindung, welcher innerhalb von Gebäuden durchaus auf weniger als 10 m sinken kann. So gibt es also nach wie vor viele Gebiete, die mit diesen Technologien, wenn auch nur aus Kostengründen, nicht oder nur unzulänglich erreicht werden können. Dazu gehören neben den bereits erwähnten abgelegenen Orten ohne entsprechende Infrastruktur auch so gut wie alle schnellen Fernverkehrsverbindungen per Kraftfahrzeug, Zug, Schiff und Flugzeug. Für die Versorgung dieser Nutzer haben sich in den letzten Jahren verschiedene Systeme für Satellitenverbindungen etabliert.

Mit Ausnahme von militärischen und anderen nicht zivilen Projekten wurden in Europa Satelliten seit den 1980er-Jahren hauptsächlich für die Ausstrahlung von Fernsehkanälen im X-Band (8 bis 12 GHz) eingesetzt. Es handelte sich also um monodirektionale Satellitenverbindungen (Rundfunk). Dabei wurden vornehmlich Satelliten in geostationären Umlaufbahnen (engl. *geosynchronous earth orbit* - GEO) eingesetzt, die sich auf einer Kreisbahn 35.880 km über der Erdoberfläche befinden. Aufgrund der endlichen Ausbreitungsgeschwindigkeit der Signale und der Überbrückung von mindestens zweimal 35.880 km entsteht bei einer bidirektionalen Verbindung einer Latenz von ca. einer halben Sekunde [9]. Deshalb werden für Telefondienste und andere latenzkritische Systeme vornehmlich Satelliten in mittleren (engl. *medium earth orbit* - MEO: 2.000 km bis 35.880 km) oder niedrigen (engl. *low earth orbit* - LEO: 200 km bis 2.000 km) Umlaufbahnen eingesetzt. Bekannte Vertreter waren oder sind Iridium, Globalstar und Inmarsat [10–12]. Diese und vergleichbare Systeme sind zumeist im L-Band (1 bis 2 GHz) und S-Band (2 bis 4 GHz) angesiedelt und stellen daher oft nur niedrige Datenraten, beispielsweise für Telefondienste, zur Verfügung. Ein häufiges Einsatzgebiet ist beispielsweise der maritime Sektor.

Seit Ende der 1990er-Jahre können auch in abgelegenen Gebieten bidirektionale Satellitenverbindungen aufgebaut werden, deren Datenraten vergleichbar mit denen ortsfester Systeme wie DSL (*Digital Subscriber Line*: bis einige 10 Mbit/s) sind [13, 14]. Es handelt sich dabei um geostationäre Satellitensysteme im X-Band oder im Ku-Band (12 bis 18 GHz). Der Durchmesser des Antennenreflektors am Boden liegt im Bereich von 80 cm bis 110 cm. Um die Datenraten zu steigern, befinden sich weitere geostationäre Satellitensysteme im Ka-Band (26 bis 40 GHz) bereits im Aufbau [15].

Für mobile Nutzer werden hingegen nachführbare Antennen benötigt. Die Bewegung sowohl des Nutzers als auch die eines nicht geostationären Satelliten muss durch die Antenne des Bodensegmentes kontinuierlich so kompensiert werden, dass die Hauptkeule der Antenne stets auf den Satelliten ausgerichtet wird. Für diese Bewegungskompensation bieten sich zunächst mechanisch schwenkbare Reflektorantennen an. Allerdings sind die Anforderungen an die mechanische Steuerung aufgrund der Größe und des Gewichts von Antenne und Elektronik sehr hoch. Vor allem schnelle und plötzliche Bewegungen sind schwierig zu realisieren und können zu hohen Materialbelastungen führen. Nachführbare Antennen im maritimen Sektor sind deshalb oft als VSAT (*very small aperture terminal*) ausgeführt. Der Antennenreflektor hat je nach Anwendung einen Durchmesser von 60 cm bis 90 cm [16]. Unternehmen wie Inmarsat [12] haben hierfür inzwischen nicht nur im L- [17] sondern auch im Ku-Band [12] Satelliten in niedrigen Umlaufbahnen installiert.

Anzumerken ist noch, dass für die Anbindung von mobilen Nutzern EM-Wellen (elektromagnetische

Wellen) zirkularer Polarisierung oft vorteilhaft sind. Zum Empfang von linear polarisierten Signalen mit mobilen Antennensystemen müsste man die Antenne stets nachführen, um sie auf die Orientierung des elektrischen Feldvektors der Welle auszurichten (engl. *polarization tracking*) [18–20]. Signale von Satelliten in niedrigen Umlaufbahnen sind daher oft zirkular polarisiert. Bei Verbindungen zwischen ortsfesten Nutzern und geostationären Satelliten wird oft die technisch einfachere zu realisierende lineare Polarisierung eingesetzt.

Bei Flugzeugen können VSAT-Antennen aufgrund der Aerodynamik nicht ohne weiteres eingesetzt werden. Der zusätzliche Treibstoffverbrauch durch den erhöhten Luftwiderstand würde die Kosten für derartige Systeme zu stark erhöhen. Vorhandene Lösungen für Flugzeuge bestehen daher oft aus einer Kombination aus sehr flachen Parabolspiegeln und aktiven Gruppenstrahlern. Diese Systeme können mit geringen aerodynamischen Einbußen unter einem flachen Radom auf der Außenhaut befestigt werden.

Demgegenüber bringt jede Art von aktiver Antenne, also Antennen, deren Hauptkeule mit Hilfe von aktiver Schaltungstechnik in verschiedene Richtungen gesteuert werden können, den Vorteil der trägheitslosen Nachführung mit sich. Aktive Antennen können in mehrere Kategorien unterteilt werden. Zum einen gibt es die Möglichkeit, die Hauptkeule eines passiven Gruppenstrahlers mit Hilfe von einem fest verdrahtetem Speisetzwerk in eine bestimmte Raumrichtung zu steuern. Ein Speisetzwerk hat beispielsweise ein Eingangstor und speist jede einzelne Antenne mit einem Signal entsprechender Amplitude und Phase, so dass sich die Signale aller Antennen in die gewünschte Raumrichtung konstruktiv überlagern. Aufgrund des Reziprozitätstheorems [21] werden umgekehrt im Empfangsfall Signale aus dieser gewünschten Raumrichtung am Eingangstor ausgegeben. Speisetzwerke können mehrere Eingangstore haben. Jedes Tor sorgt dann für eine Strahlformung in eine diskrete Raumrichtung. Die aktive Strahlsteuerung geschieht also durch Auswahl des Tores, beispielsweise mit einer Schaltmatrix. Ein bekannter Vertreter solcher Netzwerke ist die Butler-Matrix [22]. Diese wird durch eine Verschaltung von mehreren 3 dB-Richtkopplern und Leitungen einer definierten elektrischen Länge (Phase) realisiert. Allerdings ist die Anzahl der Ein- und Ausgänge einer Butler-Matrix auf Zweierpotenzen limitiert [23]. Neben anderen Speisetzwerken gibt es mit der Rotman-Linse auch quasi-optische Ansätze zur Strahlsteuerung von Gruppenantennen [24]. Butler-Matrizen und Rotman-Linsen werden zwar häufig für Radaranwendungen mit eindimensionalen (linearen) Gruppenstrahlern eingesetzt, der Aufbau bei zweidimensionalen (planaren) Gruppenstrahlern kann jedoch sehr komplex ausfallen, vor allem bei vielen Einzelstrahlern oder Raumrichtungen [25], weshalb diese Ansätze in dieser Arbeit nicht weiter untersucht werden. Phasengesteuerte Gruppenantennen (engl. *phased arrays*) bestehen aus vielen Einzelelementen, wobei für jedes dieser Elemente ein sogenannter Phasenschieber zur Verfügung steht, mit dem die elektrische Phase eines Signals variiert werden kann. Im Falle einer Sendeantenne wird das Sendesignal nach der letzten Stufe der Sendeeinheit, üblicherweise ein Verstärker mit hoher Ausgangsleistung, mit einem Speisetzwerk auf die Phasenschieber verteilt. Durch Verändern der Phasen jedes Signals kann man die Raumrichtung für eine kohärente Überlagerung aller Signale einstellen. Im Falle einer Empfangsantenne gilt wiederum das Reziprozitätstheorem, und nur Signale aus einer ausgewählten Raumrichtung werden im Speisetzwerk kohärent aufsummiert und über einen üblicherweise rauscharmen Verstärker empfangen. Eine gute Übersicht über die Grundlagen von *phased arrays* ist in [23] und in [26] zu finden. Ursprünglich oft als Radarantenne beim Militär eingesetzt [27], finden sich heute auch Anwendungen im zivilen Bereich, unter anderem für die Satellitenkommunikation im Ku-Band an Bord von Flugzeugen [28–31].

Eine Abwandlung von phasengesteuerten Gruppenantennen sind reflektierende Gruppenantennen

(engl. *reflectarrays*) [26, S. 47ff.]. Hierbei strahlt eine primäre Antenne (Primärstrahler) auf einen Gruppenstrahler, dessen Einzelemente über Phasenschieber kurzgeschlossen sind. Die reflektierten Signale jedes Einzelstrahlers können also in der Phase variiert werden, wodurch die Richtung der Hauptkeule des Gruppenstrahlers bestimmt wird.

Bei Gruppenstrahlern mit digitaler Strahlformung (engl. *digital beam forming* - DBF) ist für jedes Antennenelement die komplette Empfänger- bzw. Senderelektronik implementiert, was zwar den Schaltungsaufwand verglichen mit *phased arrays* stark erhöht aber auch die Flexibilität der Antennen steigert. Der Vorteil, nicht nur die Phasen sondern auch die Amplituden für jedes Antennenelement variieren zu können, ermöglicht zusätzlich zur Strahlsteuerung eine Strahlformung (engl. *beam shaping/tapering*), das Ausblenden von Raumrichtungen (engl. *nulling*) - beispielsweise zur Unterdrückung von Störquellen - und Mehrfachkeulenausbildung (engl. *multibeam capability*). Für die Umsetzung dieser Möglichkeiten ist unter anderem aber auch eine sehr leistungsfähige Digital-elektronik von Nöten.

Trotz der Komplexität von aktiven Antennen gab es in der Vergangenheit interessante und vielversprechende Umsetzungen, wenn auch meist mit nur wenigen Einzelstrahlern und im L-Band [32] oder X-Band [31].

Die Auswahl einer der genannten Realisierungsmöglichkeiten aktiver Antennen für eine spezielle Anwendung erfolgt oft durch einen Kompromiss aus Leistungsfähigkeit und Kosten. Wie im Verlauf der Arbeit noch gezeigt wird, sind auch Kombinationen der verschiedenen Antennenkategorien möglich, welche im weiteren Verlauf als hybride Ansätze bezeichnet werden sollen.

Zurzeit gibt es zwar mehrere unterschiedliche Ansätze, breitbandige bidirektionale Satellitenverbindung mit mobilen Nutzern zu realisieren, allerdings haben auch eine Vielzahl an technologischen Herausforderungen wie Integrationsdichte, Größe, Gewicht, Aerodynamik, Leistungsbedarf, Wärmeabfuhr und Kosten dazu geführt, dass keiner dieser Ansätze sich zu einem Massenprodukt entwickelt hat. In den vergangenen Jahren wurden beispielsweise verschiedene in- und ausländische Projekte [33–36] initiiert, um Satellitenkommunikation bei hohen Frequenzen und für mobile Nutzer zu ermöglichen. Derzeit gibt es Anstrengungen [37–39], die, neben theoretischen Studien und Tests unter Laborbedingungen, auch komplexe Technologiedemonstrationen und aufwendige Experimente (teilweise im Weltall) vorsehen. Die Tatsache, dass für die Anbindung von Fernverkehrszügen in Zukunft ebenfalls Satellitensysteme eingesetzt werden sollen [40], obwohl hier noch am Ehesten eine Infrastruktur am Boden entlang der Zugstrecken aufgebaut werden könnte, verdeutlicht den Bedarf an flexibel steuerbaren Antennen. Die vorliegende Arbeit befasst sich mit dem Entwurf genau solcher Antennen. Sie entstand im Rahmen der vom BMBF (Bundesministerium für Bildung und Forschung) und BMWi (Bundesministerium für Wirtschaft und Technologie) geförderten Projekte Santana II und Santana III [38, 41] (*smart antenna terminal*).

Ziel dieser Arbeit ist es, einen Beitrag zur Bewältigung der zuvor genannten Herausforderungen zu leisten und somit eine Realisierungsmöglichkeit für eine aktive Antenne zu finden, die für Satellitenverbindungen bis in den Millimeterwellenbereich eingesetzt werden kann. Besondere Aufmerksamkeit soll dabei einer modularen und bestenfalls frei skalierbaren Lösung eingeräumt werden, um die Möglichkeit zu haben, die Leistungsfähigkeit der Antenne der Anwendung anzupassen.

In Kapitel 2 wird zunächst auf die wesentlichen Grundlagen aktiver Gruppenstrahler eingegangen. Darauf aufbauend werden Untersuchungen angestellt, die klären sollen, welche Vor- und Nachteile mit den unterschiedlichen Aufbaukonzepten und Architekturen aktiver Gruppenstrahler verknüpft sind. Das Hauptaugenmerk liegt dabei oft auf Limitierungen diverser Eigenschaften und der Fra-

ge, ob diese Limitierungen unter bestimmten Bedingungen erweitert, aufgehoben oder umgangen werden können. Einige Eigenschaften gelten allgemein, andere sind sehr anwendungsspezifisch. In letzterem Fall wird deshalb oft das Szenario aus den Santana-Projekten herangezogen. Ein großer Abschnitt in Kapitel 2 befasst sich mit der Kalibrierung von Gruppenstrahlern und der Frage, wie man Verkopplungen zwischen den Einzelstrahlern kompensieren kann. Andere eingangs genannte Systeme wie reflektierende Gruppenantennen, VSATs und auch Antennen mit Strahlsteuerung durch Speisernetzwerke werden in dieser Arbeit nicht untersucht. Das Kapitel schließt mit einer Bewertung der wesentlichen Kriterien, und eine Auswahl für eine Realisierung wird getroffen.

In Kapitel 3 wird die Umsetzung einer aktiven Antenne in der sogenannten Ziegelarchitektur betrachtet. Realisierungen aktiver Antennen basieren zum Teil auf einfachen, oft aber auch auf sehr komplexen Leiterkarten. Um die Eigenschaften und Limitierungen dieser Komponenten gut abschätzen zu können, wird in Abschnitt 3.1 eine kurze Übersicht zur heutigen Aufbau- und Verbindungstechnik gegeben. Des Weiteren widmet sich dieser Abschnitt den wesentlichen Eigenschaften von im Substrat integrierten Wellenleiter (engl. *substrate-integrated waveguide* - SIW), da die in dieser Arbeit aufgebauten Antennen auf dieser Technologie basieren. Die Umsetzung der aktiven Antenne erfolgt in zwei Schritten. Zunächst wird der Entwurf eines passiven SIW-Gruppenstrahlers vorgestellt und Simulations- und Messergebnisse werden diskutiert. Die Erkenntnisse aus diesen Untersuchungen fließen dann in einen zweiten Entwurf ein, in dem auch aktive Komponenten, die benötigten Netzwerke und eine erweiterte Funktionalität integriert werden sollen. Die aktive Antenne wird als Sender realisiert. Weitere Vergleiche zwischen Simulation und Messung werden angestellt, um die Eigenschaften der SIW-Einzelstrahler und der aktiven und passiven Komponenten zu bewerten. Die vorliegende Arbeit schließt mit einer Zusammenfassung und einem Ausblick.

2 Aktive Gruppenstrahler

In diesem Kapitel werden die Grundlagen über aktive Antennen sowohl im Allgemeinen als auch speziell für die Satellitenkommunikation im Millimeterwellenbereich dargestellt. Im Einzelnen werden die Fernfeldbeschreibung von Gruppenstrahlern und die Anforderungen an eine aktive Antenne für breitbandige Datenverbindungen bei gleichzeitig großen Entfernungen erläutert. Ebenso wird erklärt, welche Herausforderungen diese Anwendung mit sich bringt - insbesondere bei hohen Frequenzen - und welche Realisierungen möglich sind. Auf die Art der Realisierung des HF-Teils wird dabei sehr detailliert eingegangen. Es werden Vor- und Nachteile verschiedener Schaltungstechniken, Arrangements der Einzelstrahler, Möglichkeiten zur Kalibrierung und Entkopplung und der Aufbauarchitekturen präsentiert und gegeneinander abgewogen. Zwar werden nicht alle Beschreibungen und Untersuchungen für sowohl Sende- als auch Empfangsantenne durchgeführt, die Schlussfolgerungen gelten jedoch aufgrund der Reziprozität prinzipiell für beide Antennen. Unterschiede liegen im Wesentlichen nur für die Punkte Ausgangsleistung und Rauschverhalten und die damit verbundenen Aspekte vor.

Das Kapitel schließt mit einer Bewertung der unterschiedlichen Realisierungsmöglichkeiten, und die Auswahl für die weiteren Untersuchungen bezüglich Aufbaukonzept, Anordnung der Einzelstrahler und Architektur wird erläutert.

2.1 Fernfeldbeschreibung

Da in vielen Abschnitten dieser Arbeit auf Begriffe und Zusammenhänge von Gruppenstrahlern zurückgegriffen wird, soll an dieser Stelle eine mathematische Beschreibung ihrer wesentlichen Eigenschaften erfolgen. Zur Übersicht ist im Anhang A eine Liste der eingeführten Formelzeichen zu finden; in Anhang B werden häufig benutzte Abkürzungen aufgelistet. Bei sämtlichen Betrachtungen ist der eingeschwungene Zustand harmonischer Zeitabhängigkeit der Form $\text{Re}\{e^{j\omega t}\}$ mit der Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$, der Frequenz f und der Zeit t vorausgesetzt. Zeitabhängige Größen werden also durch Phasoren dargestellt.

Zur Beschreibung des elektrischen Feldes $\underline{\mathbf{E}}_m(\mathbf{r})$ eines Einzelstrahlers der Position \mathbf{r}_m mit der Einzelrichtcharakteristik $\mathbf{f}_m(\theta, \phi)$ gilt die allgemeine Gleichung

$$\underline{\mathbf{E}}_m(\mathbf{r}) = K a_m \mathbf{f}_m(\theta, \phi) \frac{e^{-jk|\mathbf{r}-\mathbf{r}_m|}}{|\mathbf{r}-\mathbf{r}_m|}. \quad (2.1)$$

Dabei legt \mathbf{r} den Aufpunkt fest, wo das Feld bestimmt werden soll. Die Konstante K hat die Dimension V/m, und a_m repräsentiert eine dimensionslose komplexe Speiseamplitude. Die Freiraumwellenzahl k entspricht $2\pi/\lambda_0$ mit der Freiraumwellenlänge λ_0 , θ und ϕ sind die bekannten Winkel im sphärischen Koordinatensystem (siehe Abbildung 2.1), und \mathbf{r}_m zeigt auf die Position des betreffenden Einzelstrahlers. Die Signalfrequenz ist $f = c_0/\lambda_0$, resultierend aus der Vakuumlichtgeschwin-

digkeit

$$c_0 = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{1}{\sqrt{\mu_0\mu_r\epsilon_0\epsilon_r}} \quad (2.2)$$

mit $\epsilon_r = \mu_r = 1$ und den Feldkonstanten im Vakuum:

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{H}}{\text{m}}, \quad (2.3)$$

$$\epsilon_0 \cong 8,854 \cdot 10^{-12} \frac{\text{As}}{\text{Vm}}. \quad (2.4)$$

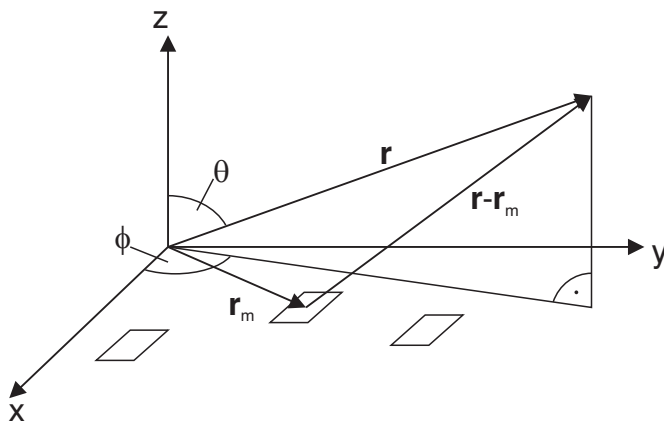


Abbildung 2.1: Koordinatensystem für Gruppenstrahler.

Mit der Fernfeldnäherung ist es möglich, diesen Ausdruck zu vereinfachen. Dazu wird

$$|\mathbf{r} - \mathbf{r}_m| \cong r - r_m \cos(\angle(\mathbf{r}, \mathbf{r}_m)) = r - \hat{\mathbf{r}}\mathbf{r}_m \quad (2.5)$$

gesetzt. In kartesischen Koordinaten ist der radiale Einheitsvektor durch

$$\hat{\mathbf{r}} = \begin{pmatrix} u \\ v \\ w \end{pmatrix} \quad (2.6)$$

gegeben, wobei zur Beschreibung der Winkelrichtung die gebräuchlichen Abkürzungen

$$u = \sin(\theta) \cos(\phi), \quad (2.7)$$

$$v = \sin(\theta) \sin(\phi) \text{ und} \quad (2.8)$$

$$w = \cos(\theta) \quad (2.9)$$

verwendet werden. Einheitsvektoren werden in dieser Arbeit mit einem Dachsymbol über dem entsprechenden Formelzeichen gekennzeichnet. Anschaulich bedeutet die Näherung aus Gleichung 2.5, dass \mathbf{r} und $(\mathbf{r} - \mathbf{r}_m)$ parallel verlaufen. Durch Überlagerung der Felder aller M Einzelstrahler ergibt sich das Gesamtfeld

$$\underline{\mathbf{E}}(\mathbf{r}) = K \frac{e^{-jkr}}{R} \sum_{m=1}^M a_m \mathbf{f}_m(\theta, \phi) e^{jk\hat{\mathbf{r}}\mathbf{r}_m}. \quad (2.10)$$

Für $\mathbf{r}_m = \hat{\mathbf{x}}x_m + \hat{\mathbf{y}}y_m + \hat{\mathbf{z}}z_m$ und eine gewünschte Strahlschwenkung in Richtung ϕ_0 und θ_0 folgt für die komplexen Speiseamplituden des Gruppenstrahlers:

$$a_m = |a_m| e^{-jk(x_mu_0 + y_mv_0 + z_mw_0)}, \quad (2.11)$$

mit

$$u_0 = \sin(\theta_0) \cos(\phi_0), \quad (2.12)$$

$$v_0 = \sin(\theta_0) \sin(\phi_0) \text{ und} \quad (2.13)$$

$$w_0 = \cos(\theta_0). \quad (2.14)$$

Unter der Voraussetzung identischer Einzelstrahler mit der Charakteristik $\mathbf{f}(\theta, \phi)$ lässt sich das Fernfelddiagramm der Gesamtanordnung berechnen, indem man die Gleichungen (2.5) und (2.7) bis (2.11) zu

$$\mathbf{F}(\theta, \phi) = \mathbf{f}(\theta, \phi) \sum_{m=1}^M |a_m| e^{jk(x_m(u-u_0) + y_m(v-v_0) + z_m(w-w_0))} = \mathbf{f}(\theta, \phi) F_a(\theta, \phi) \quad (2.15)$$

umschreibt (normierte Form). Der Summenterm $F_a(\theta, \phi)$ ist in der Literatur auch als *array factor* bekannt. Dieser weist in Hauptstrahlrichtung (θ_0, ϕ_0) ein globales Maximum auf, welches aber nicht das einzige ist. Aufgrund der Periodizität der Winkelfunktionen treten weitere Nebenmaxima (engl. *grating lobes*) auf, die im weiteren Verlauf als sekundäre Hauptkeulen bezeichnet werden. Wenn für die Abstände der Einzelstrahler gewisse Bedingungen eingehalten werden (siehe Abschnitt 2.4), so liegen die sekundären Hauptkeulen außerhalb des sichtbaren Bereichs.

Die mit $\mathbf{f}(\theta, \phi)$ bezeichneten Richtcharakteristiken werden in der Literatur auch als Richtdiagramme bezeichnet. Je nachdem, ob es sich um ideale oder verlustbehaftete Antennen handelt, beschreiben sie die auf einen isotropen Kugelstrahler normierte Direktivität $\mathbf{d}(\theta, \phi)$ oder den Antennengewinn $\mathbf{g}(\theta, \phi)$ [42]. Die Parameter \mathbf{d} und \mathbf{g} sind über den Antennenwirkungsgrad η verknüpft:

$$\mathbf{g} = \eta \mathbf{d}. \quad (2.16)$$

2.2 Aufbaukonzepte

In diesem Abschnitt werden verschiedene Aufbaukonzepte für aktive Antennen präsentiert und diskutiert. Im Einzelnen wird zunächst auf den prinzipiellen Aufbau von phasengesteuerten Gruppenantennen, Antennen mit digitaler Strahlformung und hybriden Konzepten eingegangen. Des Weiteren werden gängige Schaltungstechniken für aktive Antennen erläutert und damit verknüpfte Vor- und Nachteile abgewogen. Hauptaugenmerk liegt auf dem Vergleich der sogenannten direkten Umsetzung mit einem heterodynen Verfahren (Überlagerungsempfänger).

2.2.1 Steuerbare Antennen

In Abbildung 2.2 sind zwei stark vereinfachte Blockschaltbilder von aktiven Antennen dargestellt. Bei einem *phased array* (Abbildung 2.2a) gibt es nur einen Empfänger (engl. *receiver* - Rx) oder Sender (engl. *transmitter* - Tx), und das Signal wird über ein Netzwerk auf die Einzelelemente

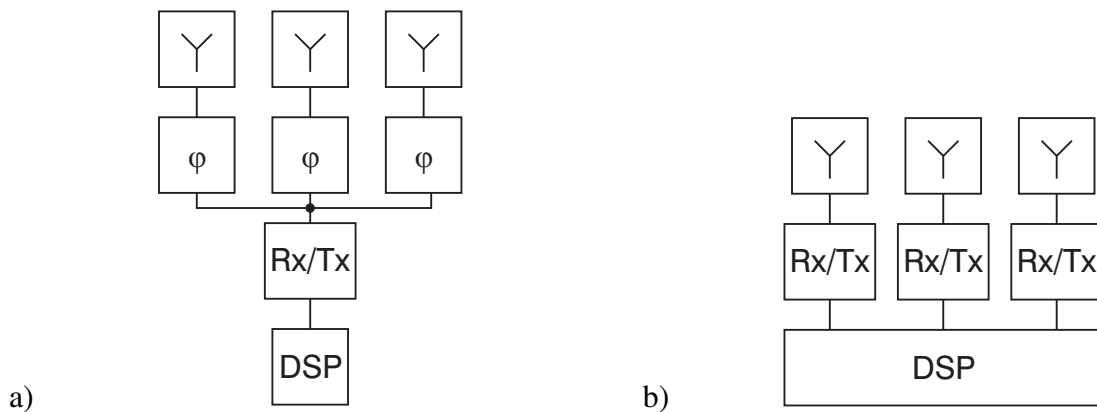


Abbildung 2.2: Vereinfachte Blockschaltbilder von a) einem *phased array* und b) einer DBF-Antenne.

verteilt. Vor jeder Antenne befindet sich ein einstellbarer Phasenschieber, um die Strahlsteuerung zu ermöglichen. Weitere notwendige Komponenten wie Verstärker und Kontrollelemente sind zur besseren Übersicht nicht dargestellt. Bei einer DBF-Antenne (Abbildung 2.2b) ist für jedes Element ein Sender bzw. Empfänger vorgesehen, die Phasen und auch die Amplituden werden im digitalen Signalprozessor (DSP) eingestellt.

Aus Abbildung 2.2 lässt sich bereits erahnen, dass die Umsetzung einer DBF-Antenne gegenüber einem *phased array* aufwendiger ist. Dies bringt aber auch die eingangs erwähnten Vorteile mit sich. Eine Mehrfachkeulenausbildung kann zwar ebenfalls mit *phased arrays* realisiert werden, allerdings zu Lasten der niedrigeren Integrationsdichte, da für jedes Antennenelement mehr als ein einstellbarer Phasenschieber benötigt wird [43]. Des Weiteren kann bei *phased arrays* die nutzbare Bandbreite weiter eingeschränkt sein, als es bei DBF-Antennen der Fall ist, was im folgenden Unterabschnitt beschrieben wird.

Nutzbare Bandbreite von *phased arrays*

Die nutzbare Bandbreite ergibt sich bei *phased arrays* daraus, dass oft Phasenschieber und keine echten Verzögerungselemente zum Einsatz kommen. Die eingestellte Phase gilt damit nur bei einer Frequenz, in der Regel der Mittenfrequenz des Signals. Für ein Signal der Bandbreite B verringert bzw. vergrößert sich diese Phase an den Rändern des Signalspektrums, und die Richtung der Hauptkeule wird frequenzabhängig (engl. *pattern squint*) [26].

Für den weiteren Vergleich der Aufbaukonzepte wird im Folgenden der Einfachheit halber von einem linearen Gruppenstrahler ausgegangen, dessen Elemente wie in Abbildung 2.3 entlang der x-Achse positioniert sind. Sämtliche Berechnungen können auch für andere Geometrien durchgeführt werden, wobei man zu ähnlichen Ergebnissen gelangt. Bei einer gewählten Schwenkrichtung $u_0 = \sin \theta_0$, $v_0 = 0$, $w_0 = 1 - u_0^2$ für die Mittenfrequenz f_0 ergibt sich für ein Signal der Frequenz f_x die neue Richtung [26]

$$u_x = u_0 \frac{f_0}{f_x}. \quad (2.17)$$

Als Grenze für die tatsächlich nutzbare Bandbreite wird oft die 3 dB-Keulbreite (engl. *half-power beamwidth* - *HPBW*) des Gruppenstrahlers herangezogen, also der Winkelbereich, in dem die Leis-

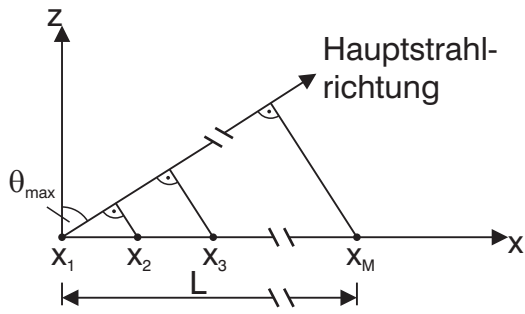


Abbildung 2.3: Linearer Gruppenstrahler der Länge L .

tungsdichte der Hauptkeule auf die Hälfte abfällt. Die 3 dB-Keulenbreite sinkt mit größer werdenden Gruppenstrahlern und ist im uvw -Raum konstant über alle Winkel, jedoch nicht im $\phi\theta$ -Raum [44]. Für eine gleichmäßige Belegung ($|a_m| = \text{konstant}$ für alle m) eines Gruppenstrahlers der Länge L ergibt sich eine Winkelabhängigkeit [26] der 3 dB-Keulenbreite von

$$HPBW = \arcsin(u_0 + 0,443 \frac{\lambda_0}{L}) - \arcsin(u_0 - 0,443 \frac{\lambda_0}{L}). \quad (2.18)$$

Gleichung 2.18 resultiert aus einer Näherung [23]. Die Unsicherheit ist für Gruppenstrahler ab einer Länge von $L = 3 \lambda$ geringer als 1 %. Es folgt eine maximal nutzbare normierte Bandbreite aufgrund des *pattern squint* [23] von

$$\frac{\Delta f_1}{f} = u_0 \frac{u_2 - u_1}{u_2 u_1} \cong \frac{u_2 - u_1}{u_0} \cong \frac{HPBW}{\sin \theta_0}, \quad (2.19)$$

wobei u_1 und u_2 die Grenzen der HPBW im uvw -Raum darstellen. Die normierte Bandbreite sinkt stetig für größer werdende Gruppenstrahler, aufgrund der Sinus-Funktion im Nenner ist allerdings eine zusätzliche Winkelabhängigkeit vorhanden.

Eine weitere Grenze für die nutzbare Bandbreite eines *phased arrays* wird durch das sogenannte Kriterium der Schmalbandigkeit eines Signals festgelegt. Wenn keine echten Verzögerungselemente sondern Phasenschieber eingesetzt werden, hat dies zur Folge, dass in der Regel keine Phasen von mehr als 2π eingestellt werden können. Die maximale relative Phase zwischen zwei Elementen bei konstanter Frequenz kann mit Gleichung 2.11 bestimmt werden. Bei einem linearen Gruppenstrahler vereinfacht sich der Ausdruck zu

$$|\Delta \varphi_{max}| = 2\pi \frac{L}{\lambda_0} \sin \theta_{max}. \quad (2.20)$$

Der Winkel θ_{max} stellt dabei den größten einzustellenden Schwenkwinkel für eine ausgesuchte Anwendung dar. Im Santana-Projekt sind beispielsweise 60° spezifiziert. Äquivalent ergibt sich eine Signalverzögerung von

$$|\tau_{max}| = \frac{L}{c_0} \sin \theta_{max}. \quad (2.21)$$

Bei einem *cw*-Signal (engl. *continuous wave*), also einem Signal der Bandbreite Null, ist es unkritisch, ob Anteile der Phase φ oder $\varphi + 2\pi$ addiert werden, bei einem Signal mit aufmodulierten Informationen jedoch nicht. Je größer der Gruppenstrahler ist, desto weiter liegen die Werte der Modulationsfunktion zeitlich auseinander, bzw. desto größer kann der Unterschied zwischen den Signalen der Einzelemente zu einem Zeitpunkt sein. Bezeichnet Δf_2 die Bandbreite des Nutzsignals,

muss für die Schmalbandannahme gelten:

$$\frac{|\tau_{max}| \Delta f_2}{C_P} < 1. \quad (2.22)$$

Die Konstante C_P ist abhängig von der Art des Signals. Bei einer Annahme von 10% ($C_P = 0,1$), wie sie oft bei einfachen digitalen Modulationen benutzt wird, ergibt sich eine normierte Bandbreite von

$$\frac{\Delta f_2}{f} = \frac{0,1 \lambda_0}{L \sin \theta_{max}}. \quad (2.23)$$

In Abbildung 2.4 sind die normierten Bandbreiten aus den Gleichungen (2.19) und (2.23) in Abhängigkeit von der Länge eines linearen Gruppenstrahlers und für unterschiedliche Schwenkwinkel dargestellt. Wie in [33, 43] ausgeführt ist, sind Abmessungen von bis zu $32 \lambda_0$ für Gruppenstrah-

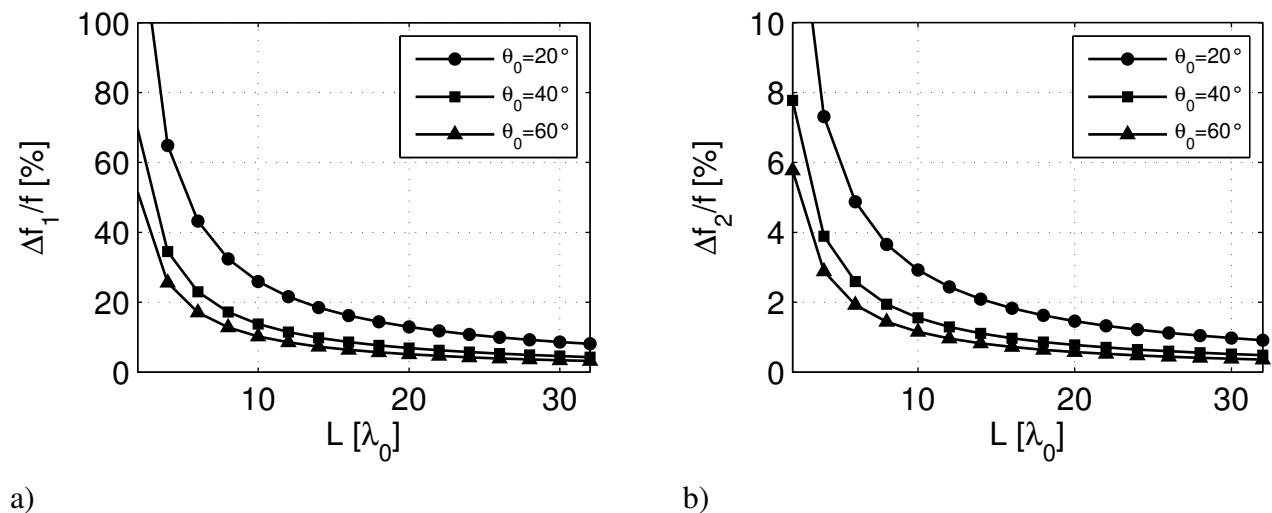


Abbildung 2.4: Normierte Bandbreiten a) Δf_1 und b) Δf_2 von *phased arrays* bei Einsatz von Phasenschiebern anstelle von Verzögerungselementen für ausgewählte Raumrichtungen θ_0 .

ler in der Satellitenkommunikation durchaus realistisch. Man erkennt sofort, dass das Kriterium der Schmalbandigkeit die eigentliche Einschränkung darstellt. Wie in Abbildung 2.4b zu sehen, sinkt die normierte Bandbreite für einen maximalen Schwenkwinkel von 60° bereits unter 1% ab einer Gruppenstrahlerlänge von weniger als $12 \lambda_0$. Ab ca. $23 \lambda_0$ beträgt die Bandbreite weniger als 0,5%. Die Auswirkungen der Bandbreitenbeschränkung wird am Beispiel des Euroskyway-Szenario (s. Abschnitt 2.3) veranschaulicht. Aus einer relativen Bandbreite von 0,5% resultieren für die Signalfrequenzen von 20 GHz für Rx und 30 GHz für Tx effektive Bandbreiten von 100 MHz und 150 MHz. Da die 500 MHz-Gesamtbandsbreite dieses Systems jeweils in Kanäle von einigen 10 MHz für Rx und einigen MHz für Tx unterteilt wird, stellt dies zunächst keine wirkliche Einschränkung dar. Allerdings müsste bei einem Einsatz von Frequenzspreizungsverfahren (engl. *spread spectrum techniques*), wie sie beispielsweise für zukünftige digitale Satellitenfernsehübertragungen vorkommen können [45], genau überprüft werden, wie groß die Konstante C_P in Gleichung (2.23) tatsächlich zu wählen ist, um eine Erhöhung der Bitfehlerhäufigkeit (engl. *bit error ratio* - BER) zu vermeiden. Ein deutliche Vergrößerung von C_P könnte auch dazu führen, dass die maximal nutzbare Bandbreite durch das *pattern squint* und nicht durch das Kriterium der Schmalbandigkeit begrenzt

wird.

Es ist festzuhalten, dass die Bandbreite von *phased arrays* gewissen Beschränkungen unterliegt, die zunächst unabhängig von der Bandbreite der Antennenelemente, Filter oder aktiven Komponenten sind. Man muss also im Einzelfall überprüfen, ob die Bandbreite für ein gewähltes Szenario ausreicht, wobei auch der Einfluss der Modulation der Signale detaillierter untersucht werden sollte.

2.2.2 Hybrider Ansatz

Eine Möglichkeit, die jeweiligen Vorteile beider im vorherigen Abschnitt vorgestellten Ansätze für aktive Gruppenstrahler zu vereinen, ist die Kombination dieser Ansätze zu einer sogenannten hybriden Antenne [38]. Das Prinzip ist in Abbildung 2.5 dargestellt.

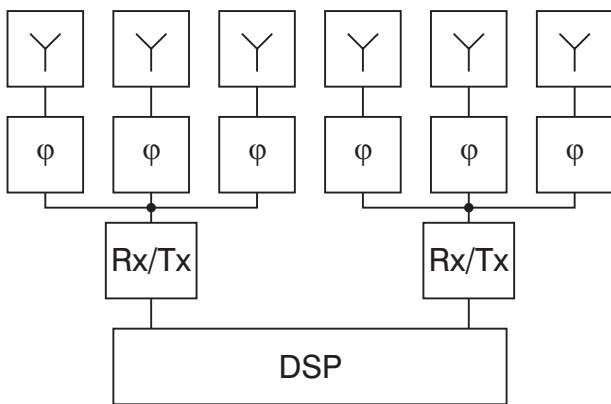


Abbildung 2.5: Vereinfachtes Blockschaltbild einer hybriden aktiven Antenne bestehend aus zwei *phased arrays* kombiniert zu einer zweikanaligen DBF-Antenne.

Zu sehen sind zwei *phased arrays* mit je drei Einzelstrahlern samt Phasenschiebern, die wie eine DBF-Antenne über Rx/Tx-Blöcke und einen DSP zusammengeschaltet sind. Zur Strahlsteuerung des Gruppenstrahlers müssen die Phasenschieber jeder Untergruppe (engl. *sub-array*) individuell eingestellt werden, wobei der Abgleich der *sub-arrays* untereinander auf digitaler Ebene erfolgt. Durch diese Art der Verknüpfung wird im Vergleich zu einer vollständigen DBF-Antenne sowohl auf analoger als auch auf digitaler Ebene Elektronik eingespart. Der gesamte Schaltungsaufwand ist ungefähr der eines *phased arrays* mit gleicher Anzahl an Einzelstrahlern plus den zusätzlichen Rx/Tx- und DSP-Einheiten. Das Einsparpotenzial kommt also auf die Größe der *sub-arrays* an.

Ein weiterer Vorteil dieses hybriden Ansatzes ist, dass beide im vorherigen Abschnitt erläuterten Bandbreitenbeschränkungen für *phased arrays* aufgehoben bzw. stark abgeschwächt werden. Auf digitaler Ebene ist es nun möglich, nicht nur die Phasen sondern echte Zeitverzögerungen zwischen den *sub-arrays* einzustellen. Sowohl *pattern squint* als auch das Kriterium für die Schmalbandigkeit werden nur noch durch die *sub-array*-Größe bestimmt.

Allerdings muss bei hybriden Ansätzen wie auch bei *phased arrays* ein weiterer Punkt berücksichtigt werden: Die Anforderung an die Phasenschieber ist ebenfalls abhängig von der Größe des Gruppenstrahlers. Der kleinste einstellbare Phasenschritt, also die Auflösung eines digitalen Phasenschiebers (Phaseninkrement), muss klein genug sein, um die Hauptkeule in Schrittweiten der 3 dB-Keulenbreite schwenken zu können, um Abtastlücken zu vermeiden. Für einen planaren Gruppenstrahler auf einem quadratischen Gitter mit quadratischer Apertur und einem Elementabstand von $0,5 \lambda_0$ ergeben sich die in Tabelle 2.1 zusammengestellten Anforderungen.

Dargestellt ist die nach [44] berechnete 3 dB-Keulenbreite (HPBW) für eine vorgegebene Anzahl

Tabelle 2.1: Anforderung an digitale Phasenschieber für den Einsatz in Gruppenstrahlern.

| Anzahl Elemente | HPBW [°] | Anzahl Bits Phasenschieber | Kleinste el. Phase [°] | Kleinster Winkel [°] |
|-----------------|----------|----------------------------|------------------------|----------------------|
| 4 | 52,52 | 2 | 90 | 42,43 |
| 25 | 20,39 | 3 | 45 | 20,48 |
| 100 | 10,15 | 4 | 22,5 | 10,16 |
| 400 | 5,07 | 5 | 11,25 | 5,07 |
| 1600 | 2,54 | 6 | 5,625 | 2,53 |
| 6400 | 1,27 | 7 | 2,813 | 1,27 |

an Elementen, das sich aus der Anzahl der Bits ergebende benötigte Inkrement eines digitalen Phasenschiebers und der damit einstellbare kleinste Winkel des Gruppenstrahlers. Da weder mögliche Toleranzen der Komponenten noch das Richtdiagramm der Einzelstrahler berücksichtigt sind, sind diese Ergebnisse eher als Richtwerte zu sehen. Gegebenenfalls sind die Anforderungen sogar noch höher.

Ein Lösungsansatz zur einfachen Realisierung der benötigten Komponente ist eine Kombination aus analogen und digitalen Phasenschiebern. Während große Phasenschritte mit zwei bis drei digitalen Einheiten eingestellt werden, ist für die kleineren Phaseneinstellungen eine analoge Einheit vorgesehen. Im Santana-Projekt wird unter anderem an solchen hybriden Phasenschiebern [46, 47] gearbeitet.

Es bleibt festzuhalten, dass beim Entwurf einer aktiven Antenne mit digitalen Phasenschiebern bereits im Vorfeld die abschließende Größe des Gruppenstrahlers bekannt sein muss. Anderenfalls ist ein optimaler Entwurf im Sinne eines guten Aufwand-zu-Nutzen-Verhältnisses nicht möglich. Dies widerspricht damit bereits dem Wesen eines modularen Konzeptes, auf das im nächsten Abschnitt noch näher eingegangen wird.

2.2.3 Schaltungstechnik

Bei der Schaltungstechnik für aktive Antennen, also der Realisierung der Rx/Tx-Einheiten in den zuvor gezeigten Blockschaltbildern, ist vieles zu beachten [48]. Oft sind die Anzahl der Komponenten und der Kompromiss zwischen Ausgangsleistung, Linearität und Effizienz entscheidende Kriterien. Aber auch unerwünschte Abstrahlung, der Leistungsbedarf insgesamt und die Modulationsart der Signale dürfen beim Entwurf nicht vernachlässigt werden.

Bei Satellitenkommunikation werden in der Regel einfache Modulationsverfahren wie BPSK (engl. *binary phase-shift keying*) oder QPSK (engl. *quadrature phase-shift keying*) eingesetzt werden. Dies ist dadurch bedingt, dass die hohe Signaldämpfung aufgrund der großen Entfernungen das Signal-Rausch-Verhältnis (engl. *signal-to-noise ratio* SNR) stark herabsetzt. Nach Shannons Satz zur Kanalkapazität [49] ist durch das SNR und die Kanalbandbreite die maximale Datenrate für eine fehlerfreie Übertragung definiert. Auch höherwertige Modulationsverfahren wie 16QAM (engl. *quadrature amplitude modulation*) würden keine größeren Datenraten zulassen. Da im Weltall, anders als im Mobilfunk, kaum Mehrfachreflexionen oder Überlagerungen mit vielen Störsignalen gleichen Pegels auftreten, ist auch der zweite Vorteil höherwertiger Modulationsverfahren wie beispielsweise

OFDM (engl. *orthogonal frequency division multiplex*) nicht relevant. Analoge Modulationsverfahren kommen heute kaum noch zum Einsatz und werden daher in dieser Arbeit nicht auf ihre Tauglichkeit für Satellitenkommunikation mit aktiven Antennen untersucht.

Zwar gibt es bereits viele AD- und DA-Wandler für Signale mit Bandbreiten von einigen 100 MHz, aber bei höheren Frequenzen kann nach wie vor nicht direkt analog-zu-digital gewandelt werden. In dieser Arbeit geht es um aktive Antennen für Signale mit Frequenzen bis in den Millimeterwellenbereich. Eine Frequenzumsetzung ist also erforderlich. Um den Informationsgehalt des bandbegrenzten Signals nicht zu verändern, dürfen nur lineare (amplituden- und phasentreue) Operationen durchgeführt werden, weshalb ausschließlich Mischer und keine Vervielfacher oder Vergleichbares in Frage kommen.

Als klassische Variante einer Senderarchitektur soll nun zunächst eine Schaltung nach dem Überlagerungsprinzip (engl. *heterodyne transmitter*) vorgestellt werden. Eine schematische Übersicht findet sich in Abbildung 2.6.

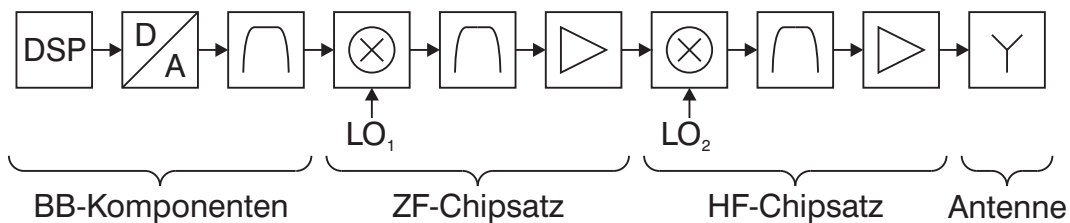


Abbildung 2.6: Vereinfachtes Blockschaltbild eines Senders nach dem Überlagerungsprinzip (engl. *heterodyn architecture*) mit zweistufiger Umsetzung.

In Abbildung 2.6 ist nicht eingezeichnet, dass die I- und Q-Komponenten des digitalen Signals im Basisband (BB) bereits im DSP digital hochgemischt (engl. *digital upconversion* - DUC) und addiert werden, weshalb im weiteren Verlauf (nach dem DA-Wandler) nur ein einpoliges Signal verarbeitet werden muss (engl. *single-ended operation*), was auf analoger Seite Schaltungskomponenten einspart. I und Q stehen für die Inphase- und Quadraturkomponenten. Diese können mit einem entsprechenden Empfänger wieder rekonstruiert werden. Das digital-zu-analog gewandelte Signal wird nach einer Filterung auf eine sogenannte Zwischenfrequenz (ZF) umgesetzt. Das unerwünschte Spiegelfrequenzsignal muss mit einem IR-Filter (engl. *image rejection*) unterdrückt werden, bevor eine Verstärkung und die zweite Umsetzung erfolgen. Das HF-Signal wird ebenfalls gefiltert und verstärkt, bevor es zur Antenne gelangt. Für jede Frequenzumsetzungen wird ein Lokalsignalsignal (engl. *local oscillator signal* - LO-Signal) benötigt.

Schaltungen nach dem Überlagerungsprinzip sind robust, weit verbreitet und werden sowohl für Sender als auch für Empfänger eingesetzt. Allerdings wird aus Abbildung 2.7 auch klar, dass zahlreiche Komponenten für eine Umsetzung benötigt werden. Zwar steigt aufgrund von Fortschritten in der Halbleitertechnologie die Leistungsfähigkeit der aktiven Bauteile. Die drei benötigten Filter sind jedoch kritische Elemente in Bezug auf Verfügbarkeit und Preis und müssen oft eigens entworfen werden.

Als Alternative zu dem Überlagerungsprinzip bietet sich die direkte Umsetzung (engl. *direct conversion*) an. Frequenzumsetzung und Modulation erfolgen hierbei in einem Schritt. Um die I- und Q-Anteile direkt umzusetzen, muss das LO-Signal die gleiche Frequenz wie das gewünschte HF-Signal haben (siehe Abbildung 2.7). Das LO-Signal ist dabei für die I-Komponente im Vergleich zu der Q-Komponente um 90° phasenverschoben.

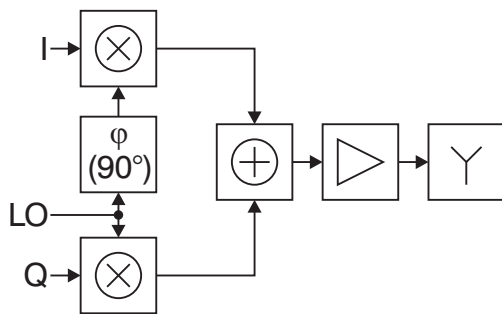


Abbildung 2.7: Vereinfachtes Blockschaltbild eines Senders mit direkter Umsetzung (engl. *direct conversion*).

Da die Frequenzumsetzung keine harmonischen Signale bei kritischen Frequenzen erzeugt, werden auch keine Filter benötigt. Nach der Zusammenführung von I- und Q-Komponente mithilfe eines Leistungsaddierers (engl. *power combiner*) gibt es im Grunde nur eine Verstärkerstufe. Der offensichtliche Vorteil ist also, dass für diese Schaltungsarchitektur relativ wenige Komponenten benötigt werden. Allerdings bringt die direkte Umsetzung auch folgende Nachteile mit sich:

- Eine schlechte HF-Isolation kann dazu führen, dass das LO-Signal im Ausgangssignal durchschlägt. Eine benötigte Trägerunterdrückung von beispielsweise 30 dB ist schwierig zu realisieren.
- Das modulierte HF-Signal kann zurück in den Sender koppeln, wodurch eine Verzerrung des eigentlichen Signals hervorgerufen wird (engl. *modulation distortion*).
- Der typischerweise für die LO-Signalerzeugung eingesetzte spannungsgesteuerte Oszillator (engl. *voltage controlled oscillator* - VCO) kann durch das HF-Signal stark gestört werden (engl. *injection pulling*, *injection locking*). Sogar eine Verschiebung des LO-Signals auf eine andere Frequenz ist möglich (engl. *LO pulling*).
- Aufgrund der Quadraturmodulation bei hohen Frequenzen ist mit erhöhtem Übersprechen zwischen der I- und Q-Komponente zu rechnen.

Zusammengefasst muss also jede Art von Verkopplung oder Rückkopplung sehr stark unterdrückt werden, um einen ungestörten Betrieb zu gewährleisten. In der Praxis hat sich gezeigt, dass die oben angegebenen Nachteile durch entsprechende schaltungstechnische Maßnahmen für einkanalige Anwendungen zufriedenstellend unterdrückt werden können. Anwendungen mit vielen Kanälen (beispielsweise einigen tausend) würden bei gleichzeitiger hoher Integrationsdichte sämtlicher Komponenten unter sehr eingeschränkter Entkopplung leiden. Diese Problematik betrifft sowohl Sende- als auch Empfangsstufen. Detaillierte Untersuchungen finden sich in [48, 50–52].

Was die Komplexität anbelangt, ist eine interessante Alternative durch eine Art Kombination beider vorgestellten Architekturen in Abbildung 2.8 dargestellt. Zwei identische, jedoch in der Phase verschobene digitale Signale werden über entsprechende ZF-Einheiten auf einen Mischer mit integrierter Spiegelfrequenzunterdrückung (engl. *IR-mixer*) gegeben. Anschließend folgt noch eine Verstärkung, bevor das Signal zu einer Antenne gelangt. Je nachdem, ob die beiden Signale um -90° oder $+90^\circ$ in der Phase verschoben sind, wird im Mischer entweder das untere oder das obere Seitenband unterdrückt, weshalb ein zusätzliches IR-Filter auf HF-Ebene nicht benötigt wird. Es ist auch möglich, zwei Signale im DSP derart zu erzeugen, dass das untere und das obere Seitenband parallel genutzt werden. Somit kann also die nutzbare Bandbreite bei doppeltem DSP- und ZF-Aufwand

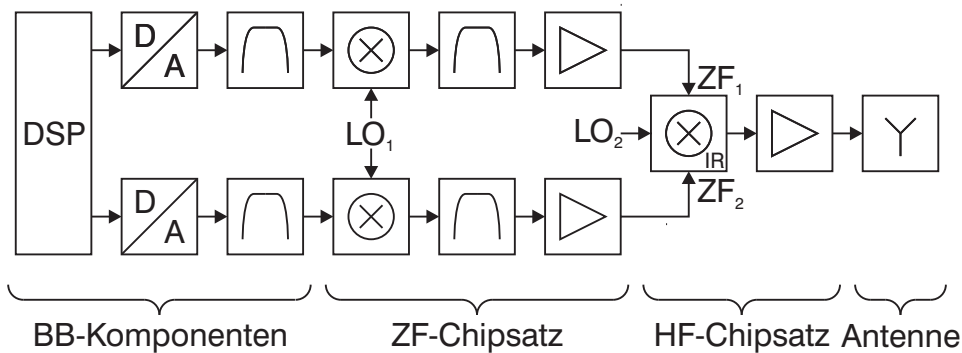


Abbildung 2.8: Vereinfachtes Blockschaltbild eines Senders für eine Abdeckung beider Seitenbänder.

ebenfalls verdoppelt werden, wobei die Komplexität des HF-Chipsatzes in etwa gleich bleibt.

Das gezeigte Konzept könnte auch mit einer einfach ausgeführten DSP- und ZF-Stufe und einem zusätzlichen 180° -Phasenschieber realisiert werden. Allerdings ist dann nur ein Seitenband nutzbar. Generell gilt, dass bei einem Betrieb beider Seitenbänder die Unterdrückung des jeweils anderen Bandes stark genug sein muss, beispielsweise größer als 30 dB, um einen möglichst störungsfreien Betrieb zu gewährleisten.

An dieser Stelle ist festzuhalten, dass die Sendearchitektur nach dem Überlagerungsprinzip zwar einen hohen analogen Schaltungsaufwand erfordert, aber aufgrund der geringen Störanfälligkeit anderen Architekturen vorzuziehen ist. Im Bezug auf aktive Antennen ergibt sich außerdem der Vorteil, ein großes abzudeckendes Band sehr einfach in viele kleinere Kanäle unterteilen zu können. Die Kanalauswahl erfolgt dann auf der ZF-Ebene durch Verstimmen der Frequenz des LO_1 -Signals. Das LO_2 -Signal bleibt konstant, und es werden keine weiteren HF-Komponenten benötigt. Sollen mehrere Kanäle parallel gesendet werden, so müssen die DSP- und ZF-Einheiten vervielfacht werden. Auf diese Art und Weise funktionieren auch die heutigen Satellitenfernsehempfänger. Die technische Umsetzung dieser Funktionalität durch eine direkte Umsetzung erfordert eine hohe Flexibilität der HF-Komponenten, die zum Einen sehr teuer sein kann und zum Anderen die Integrationsdichte erhöht.

Es ist durchaus denkbar, dass im Rahmen einer industriellen Massenfertigung eine Komponente entwickelt wird, die sämtliche Funktionen der direkten Umsetzung auf einem IC bündelt, die dargelegten Nachteile unterbindet und somit in aktiven Antennen eingesetzt werden könnte. Das gleiche gilt für die gezeigte Variante zur Abdeckung beider Seitenbänder. Derzeit sind solche Komponenten jedoch nicht erhältlich.

2.3 Beschreibung der Funkstrecke

Für die Auslegung einer breitbandigen Verbindung von einer Bodenstation über einen Satelliten zu einem mobilen Anwender, beispielsweise an Bord eines Flugzeuges, müssen relativ große Entfernungen berücksichtigt werden. Detaillierte Untersuchungen zu dieser Thematik sind unter anderem in [33,43] zu finden und sollen hier nun kurz wiedergegeben bzw. ergänzt werden. Feste Verbindungen von einer Bodenstation zu einem Satelliten im GEO, teilweise auch LEO und MEO, sind bereits seit einiger Zeit etabliert und werden deshalb hier nicht weiter erläutert.

| | |
|-----------------|---------------------------|
| <i>Uplink</i> | 29,5 GHz - 30 GHz, RHCP |
| <i>Downlink</i> | 19,7 GHz - 20,3 GHz, LHCP |
| Modulation | QPSK |
| EIRP | 54,2 dBW |
| G/T | 13 dB/K |

Tabelle 2.2: Systemparameter des Euroskyway-Satelliten.

Als Referenzszenario in [33] wurde das Euroskyway-System des italienischen Unternehmens Alenia Spazio (2005 Zusammenschluss mit Alcatel Space zu Alcatel Alenia Space, seit 2007 Teil von Thales Alenia Space) ausgewählt. Dabei handelt es sich um eine geostationäre Satellitenverbindung im Ka-Band mit einem *uplink* (Verbindung vom Benutzer zum Satelliten) von 29,5 GHz bis 30 GHz und einem *downlink* (Verbindung vom Satelliten zum Benutzer) von 19,7 GHz bis 20,2 GHz. Diese Frequenzen wurden ausgewählt, da sich im X- und auch im Ku-Band bereits Kapazitätsengpässe abgezeichnet haben, und die höheren Frequenzen ein höheres Potenzial für größere Bandbreiten und somit auch größere Datenraten mitbringen. Die Bereiche um 20 GHz und 30 GHz stellen für Satellitenkommunikation außerdem zwei sogenannte Fenster dar, also Bereiche, in denen keine erhöhte atmosphärische Dämpfung aufgrund von Element- oder Molekülresonanzen vorherrscht [53, 54]. Ka-Band-Satelliten für VSAT-Antennen, wie beispielsweise Anik F2 [55] über Nordamerika, belegen den Bedarf an erhöhter Bandbreite und bestätigen damit den Trend, möglichst frühzeitig höhere Frequenzbereiche zu erschließen.

Auch wenn es mittlerweile Ka-Band-Satelliten mit mehr Ausgangsleistung und empfindlicheren Empfängern gibt, so soll das Euroskyway-System hier als Referenz für weitere Berechnungen genutzt werden, da während der Projekte [33, 35, 41] eben genau dieses System auch als Referenz für die Auslegung der aktiven Antenne diente. Die wichtigsten Parameter des Euroskyway-Satelliten sind in Tabelle 2.2 zusammengefasst.

EIRP (engl. *equivalent isotropically radiated power*) ist das Produkt aus Antennengewinn und verfügbarer Sendeleistung des 20 GHz-Senders, **G/T** steht für das Verhältnis aus Antennengewinn und äquivalenter Rauschtemperatur des 30 GHz-Empfängers. Als Funktionen vom Antennengewinn sind beide Größen prinzipiell richtungsabhängig. Die Systemparameter eines aktiven Gruppenstrahlers berechnen sich nach [56] gemäß

$$\mathbf{EIRP} = M_{Tx}^2 P_{Elem,Tx} \mathbf{g}_{Elem,Tx}, \quad (2.24)$$

$$\mathbf{G/T} = \frac{\mathbf{g}_{Elem,Rx} M_{Rx}}{T_A + (F - 1)T_0}. \quad (2.25)$$

Der Parameter M steht jeweils für die Anzahl der Einzelstrahler (Elemente) von Sender (Tx) und Empfänger (Rx), $\mathbf{g}_{Elem,Rx}$ und $\mathbf{g}_{Elem,Tx}$ sind die Gewinne der Einzelstrahler, $P_{Elem,Tx}$ die Ausgangsleistung eines Sendekanals, T_A die Antennenrauschtemperatur und F die Rauschzahl eines Empfängerkanals. Mit T_0 ist die Referenztemperatur (beispielsweise Umgebungstemperatur 300 K) bezeichnet. Es ist zu beachten, dass die äquivalente Sendeleistung quadratisch mit der Anzahl der Elemente steigt, die Empfängerempfindlichkeit **G/T** allerdings nur linear. An dieser Stelle wird zwischen der Anzahl der Elemente für Empfänger und Sender unterschieden, da beide Einheiten auch getrennt realisiert werden sollen. Aufgrund der unterschiedlichen Frequenzen ist diese Trennung notwendig. Aber auch wenn die Frequenzen für *uplink* und *downlink* dichter zusammen lägen, also beide Signale mit einem Antennenelement abgestrahlt bzw. empfangen werden könnten, wäre eine

Trennung sinnvoll. Das Verhältnis von Sende- und Empfangspegel liegt im Bereich um 100 dB. Das Übersprechen zwischen Sender und Empfänger dürfte also -100 dB und eine noch zu definierende Reserve nicht überschreiten, was aufgrund der hohen Integrationsdichte praktisch nicht umsetzbar ist, denn, wie später in diesem Kapitel noch gezeigt wird, liegen die Abstände der Elemente eines Gruppenstrahlers im Bereich von $0,5 \lambda_0$.

Die Signale sind rechts (engl. *right handed circular polarization* - RCHP) bzw. links (LHCP) zirkular polarisiert, da trotz eines GEO-Satelliten der Nutzer mobil sein kann. Bei linearer Polarisation müssten ja nicht nur die Richtung der Antennen sondern auch die Orientierung des elektrischen Feldvektors der EM-Wellen stets nachgeführt werden. Polarisationsvielfachzugriff (engl. *polarization division multiplexing* - PDM) [57], wie man es auch beim Satellitenfernsehen im X-Band einsetzt, ist beim Euroskyway-System nicht vorgesehen, soll im Folgenden aber auch nicht kategorisch ausgeschlossen werden.

Aufgrund der QPSK-Modulation und je nach Grad der Vorwärtsfehlerkorrektur (engl. *forward error correction* - FEC) und zusätzlichen Kodierungen resultieren typische Kanalbandbreiten von 1 MHz für den *uplink* und 20 MHz für den *downlink* in vergleichbaren Größen für die Datenraten von ca. 1 Mbit/s und ca. 20 Mbit/s. Unter Annahme eines benötigten minimalen SNR von 10 dB ergeben sich bei einer Entfernung von 36.000 km eine minimale Sendeleistung von ca. 41 dBW und ein G/T von ca. 10 dB/K [56]. Dieses Ergebnis gilt für eine direkte Verbindung (engl. *line of sight* - LOS) ohne zusätzliche Dämpfung durch Regen oder andere Einflüsse (engl. *clear sky*).

Eine weitere nicht zu vernachlässigende Anforderung bei jeglicher Art von drahtloser Verbindung in bzw. über Europa ist die Einhaltung der Richtlinien des Europäischen Instituts für Telekommunikationsnormen (engl. *European Telecommunications Standards Institute* - ETSI). Diese legen fest, bei welcher Frequenz welche Transmission erlaubt ist. Einzuhaltende Parameter sind beispielsweise maximale Sendeleistung, die 3 dB-Keulenbreite oder das Verhältnis von Haupt- zu Nebenkeule (engl. *side lobe level* - SLL). Die Einhaltung vorgegebener Grenzwerte dient vor allem dazu, benachbarte Systeme nicht zu stören, also bei Satellitenverbindungen benachbarte Satellitensignale nicht zu beeinflussen.

Bei Verbindungen zu einem geostationären Satellitensystem im Frequenzbereich von 29.5 GHz bis 30 GHz ist es für Sendeantennen vorgeschrieben [58], das in Abbildung 2.9 gezeigte Richtdiagramm einzuhalten.

Die Grenzen für das EIRP gelten für jegliche Art von Signalen in einem 40 kHz breiten Band. Ebenfalls eingezeichnet in Abbildung 2.9 ist die Leistungsverteilung eines 64x64-Gruppenstrahlers mit einem Elementabstand von $\lambda_0/2$, dessen EIRP 40 dBW beträgt. Es verdeutlicht, dass bei einem benötigten EIRP von 40 dBW [33] sogar mit 4096 Elementen das geforderte Profil nicht eingehalten wird. Sämtliche Elemente werden dabei mit Signalen identischer Amplitude und Phase gespeist. Ein 64x64-Gruppenstrahler mit einem EIRP von höchstens 15 dBW würde die ETSI-Anforderungen erfüllen. Die Genauigkeit der Ausrichtung des Richtdiagramms (engl. *pointing accuracy*) muss dabei besser sein als $0,1^\circ$. Ferner sind weitere Vorschriften, wie die Leistungspegel für unerwünschte Abstrahlungen bei anderen Frequenzen, einzuhalten. Sämtliche Anforderungen sind von Eigenschaften typischer Reflektorantennen mit Durchmessern von mehreren 10 cm abgeleitet, weshalb sie für aktive Gruppenstrahler als sehr anspruchsvoll einzustufen sind. Um das geforderte Richtdiagramm in Abbildung 2.9 einzuhalten, werden entweder deutlich mehr Elemente oder eine ungleichmäßige Amplitudenbelegung (engl. *amplitude taper*) beispielsweise nach Dolph-Tschebyscheff [44] benötigt. Mit einem *amplitude taper* lassen sich beispielsweise die Nebenkeulenpegel zu Lasten der Breite der Hauptkeule senken. Da die Ausgangsleistungen einiger Verstärker herabgesetzt werden

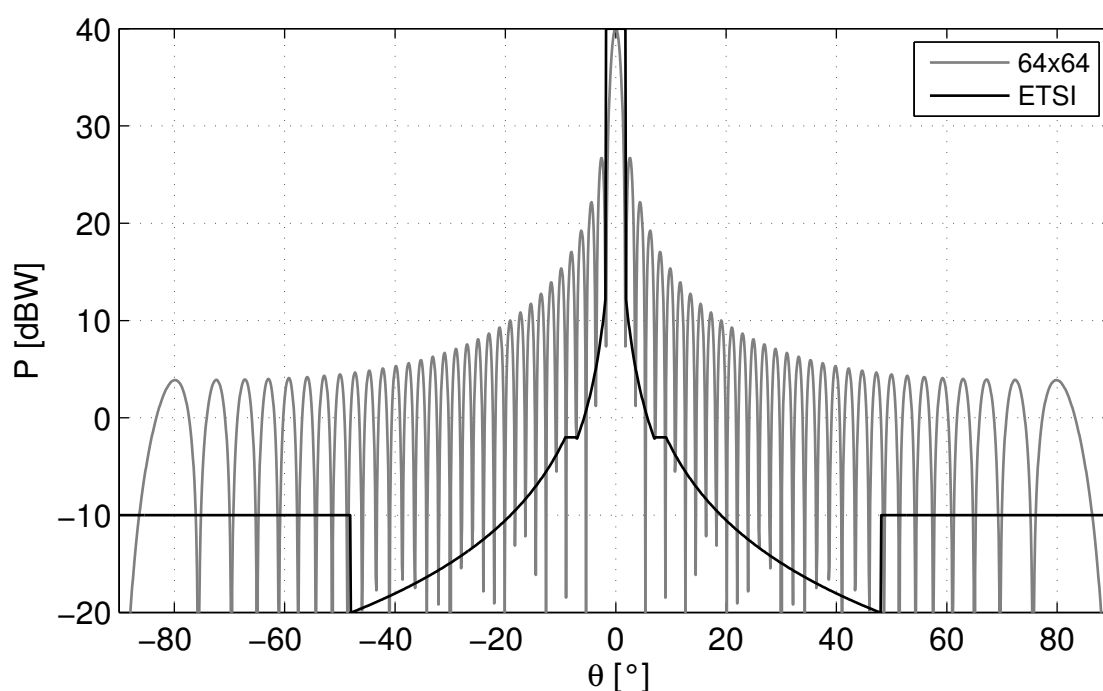


Abbildung 2.9: Forderung an EIRP für Satellitenverbindungen bei 29.5 GHz bis 30 GHz nach ETSI [58] und Leistungsverteilung eines Gruppenstrahlers mit 64x64 Elementen (Elementabstand = $\lambda_0/2$) und einem EIRP von 40 dBW.

müssen, sinkt außerdem das EIRP.

Um sämtlichen Verbindungsanforderungen gerecht zu werden, lässt sich abschätzen [33, 43], dass bei Einsatz von Mikrostreifenleitungsantennen [59] (im weiteren Verlauf als *patch*-Antennen bezeichnet) als Einzelstrahler und gängigen MMICs die Anzahl der benötigten Einzelstrahler sowohl für den Sender als auch für den Empfänger in der Größenordnung einiger Tausend liegt. Dabei ist noch keine Reserve für schlechtes Wetter eingeplant und es wird jeweils nur ein Kanal innerhalb der 500 MHz breiten Bänder berücksichtigt. Sollen mehrere Kanäle gleichzeitig verarbeitet werden, müssen die ZF- und DSP-Einheiten vervielfacht und auf Senderseite ebenfalls die Ausgangsleistung (das EIRP) linear erhöht werden. Auf Empfängerseite kann unter Umständen auf weitere ZF-Einheiten verzichten werden, sofern die Dynamik ausreichend ist.

Antennen dieser Größenordnung können im Allgemeinen nicht in einem Schritt realisiert werden. Ein modulares Konzept, bei dem eine große Antenne aus mehreren Blöcken zusammengesetzt wird, wobei jeder Block aus einer gewissen Anzahl von Einzelstrahlern besteht, ist zwingend erforderlich. Solch ein modulares Konzept bietet die Möglichkeiten, die Größe der Gesamtantenne an eine Anwendung anzupassen und auch Wartungsarbeiten effizienter durchzuführen. Die eigentliche Umsetzung des modularen Konzepts ist die Auswahl und Realisierung einer geeigneten Architektur für Gruppenstrahler, worauf in Abschnitt 2.6 näher eingegangen wird.

Als Schlussfolgerung dieses und auch des vorangegangenen Abschnittes ist festzuhalten, dass für das gegebene Anwendungsszenario eine DBF-Antenne am geeignetsten erscheint. Wenn auch die Umsetzung - gerade für große Gruppenstrahler - sowohl auf analoger wie auch auf digitaler Ebene sehr aufwändig ist, so überwiegen doch die Vorteile.

2.4 Optimale Anordnung der Einzelstrahler

Die Anordnung der Einzelstrahler in einer Gruppenantenne ist bereits seit den 1960er Jahren immer wieder aus verschiedenen Blickrichtungen betrachtet worden [60, 61], wird aber auch heute noch untersucht [62, 63]. Oft geht es darum, ein möglichst optimales Gitter zu finden, auf dem die Einzelstrahler positioniert werden. Was als Optimum anzusehen ist, ist stark von der Anwendung abhängig. Allerdings ist das Ziel oft, mit möglichst wenigen Elementen ein spezielles Richtdiagramm des Gruppenstrahlers zu realisieren. Anforderungen an das Richtdiagramm sind beispielsweise eine spezielle 3 dB-Keulbreite bei einem einzuhaltenden SLL. Aufgrund von Verkopplungen unterhalb der Einzelstrahler, und bei aktiven Antennen aufgrund der Integrationsdichte, ist auch meist ein möglichst großer Abstand zwischen den Elementen anzustreben. Diese Forderung hat jedoch unmittelbar Einfluss auf die 3 dB-Keulbreite, das SLL und das Auftreten von sekundären Hauptkeulen, was die Optimierung der Anordnung der Einzelstrahler sozusagen initiiert.

In diesem Abschnitt sollen die prinzipiellen Eigenschaften bekannter Anordnungen kurz wiedergegeben werden. Der Fokus liegt auf einer möglichen Tauglichkeit für Satellitenkommunikation im Millimeterwellenbereich inklusive PDM. Die Frage ist also, welches Gitter am besten für eine Anwendung geeignet ist, in der zwei unterschiedlich polarisierte Signale gleichzeitig genutzt werden können. Im Folgenden werden dazu, nach einer kurzen Wiederholung einiger Grundlagen, regelmäßige rechteckige und dreieckige Gitter untersucht. In [60] wird bereits beschrieben, dass dreieckige Gitter gegenüber rechteckigen einige Vorteile aufweisen. Allerdings gilt dies zunächst nur für Gruppenstrahler, deren Elemente identisch polarisiert sind.

Sekundäre Hauptkeulen

Eine sekundäre Hauptkeule bezeichnet eine Wiederholung der Hauptkeule eines Gruppenstrahlers in eine andere Richtung und ist in der Regel unerwünscht. Aufgrund der Periodizität der Exponentialfunktion im *array factor* (vgl. Gleichung 2.15) gibt es theoretisch unendlich viele sekundäre Hauptkeulen, allerdings befinden sich nur endlich viele (oder keine) im sogenannten sichtbaren Bereich.

Das Auftreten von sekundären Hauptkeulen im sichtbaren Bereich ist prinzipiell immer dann möglich, wenn das Nyquist-Kriterium nicht eingehalten wird. Vergleichbar mit der Abtastrate bei analogen Signalen müssen also immer zwei oder mehr Abtastpunkte (Antennenelemente) pro Wellenlänge vorhanden sein. Ist dieses Kriterium erfüllt, kann die Hauptkeule in jede Richtung innerhalb des sichtbaren Bereichs geschwenkt werden, ohne dass sekundäre Hauptkeulen entstehen. Anders ausgedrückt, erhält man einen vollen Schwenkbereich (engl. *scanning range*). Dieser verringert sich für einen Elementabstand zwischen einer halben und einer Wellenlänge und verschwindet darüber. Das bedeutet, es entstehen am Rande des sichtbaren Bereichs bereits sekundäre Hauptkeulen, ohne dass die Hauptkeule geschwenkt wird.

Es ist nach wie vor möglich, auch Gruppenstrahler mit einem eingeschränkten Schwenkbereich für gewisse Anwendungen einzusetzen. Man verletzt zwar das Nyquist-Kriterium, aber vergleichbar mit der Unterabtastung (engl. *undersampling*) [64] von digitalen Signalen, wo nach einer Filterung auch nur ein gewisser Anteil eines höherfrequenten Signals verarbeitet werden kann, wird nur ein Abschnitt (wie ein Fenster) des sichtbaren Bereichs benutzt.

Zur Verdeutlichung ist in Abbildung 2.10 der normierte *array factor* eines linearen Gruppenstrahlers mit 16 Elementen im Abstand von $1,5 \lambda_0$ dargestellt.

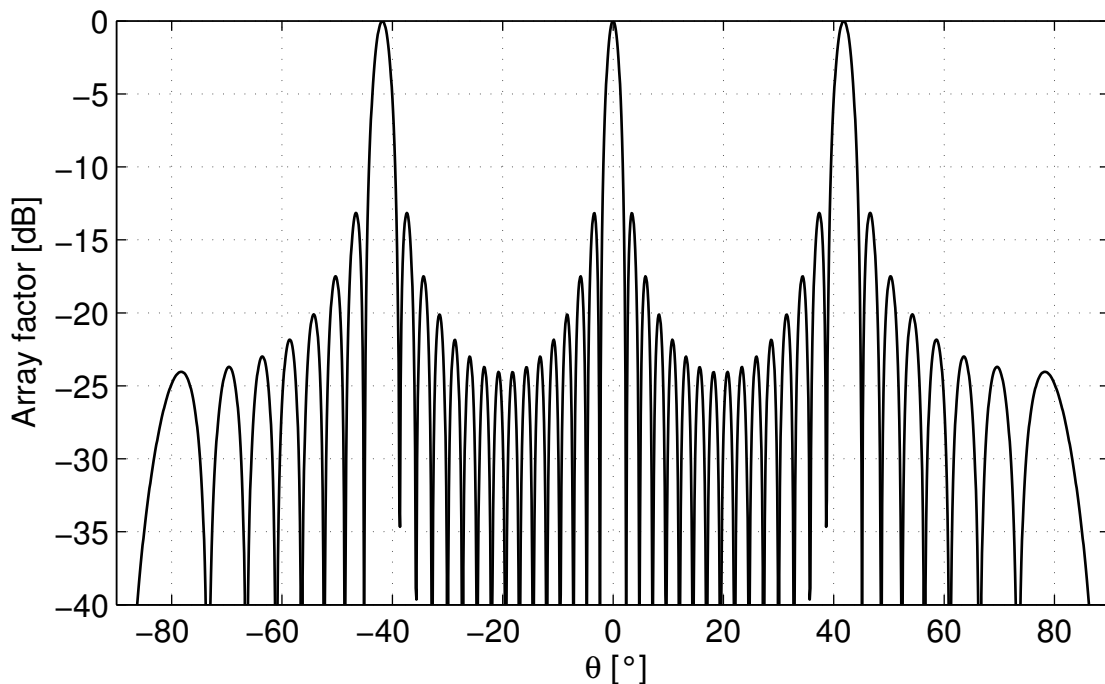


Abbildung 2.10: Normierter *array factor* eines linearen Gruppenstrahlers mit 16 Elementen ($\phi = 0^\circ$, Elementabstand = $1,5 \lambda_0$, gleichförmige Anregung).

Sämtliche Elemente werden mit Signalen identischer Amplitude und Phase gespeist. Man erkennt deutlich die beiden sekundären Hauptkeulen bei ca. $\pm 42^\circ$, wobei sich die 3 dB-Keulenbreite, verglichen mit der Hauptkeule, etwas vergrößert hat. Weder die 3 dB-Keulenbreite der sekundären Hauptkeulen noch der Abstand zur Hauptstrahlrichtung ist konstant. Vielmehr hängen sie immer von der Hauptstrahlrichtung selbst, also der Phasenbelegung der Elemente, ab.

Das Auftreten von sekundären Hauptkeulen hängt auch vom Richtdiagramm der Einzelstrahler ab. In der Richtung, in der sämtliche Einzelstrahler einen Antennengewinn von Null aufweisen, kann sich unabhängig vom Elementabstand keine sekundäre Hauptkeule ausbilden. Bei Untersuchungen zu sekundären Hauptkeulen in diesem Abschnitt werden die Einzelelemente zunächst als isotrope Kugelstrahler angenommen. Obwohl isotrope Kugelstrahler physikalisch nicht realisiert werden können, vereinfachen sie doch die mathematische Untersuchung und liefern anschauliche Ergebnisse. Falls sämtliche Einzelstrahler identisch ausgeführt sind, was oft zutrifft, können die Ergebnisse durch Multiplikation des *array factors* mit dem Richtdiagramm eines realen Einzelstrahlers angepasst werden.

Für lineare und planare Gitter und unter der Annahme von isotropen Kugelstrahlern erhält man auch immer ein Spiegelbild des Richtdiagramms in entgegengesetzter Richtung, also in den Bereichen $90^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$ und $-180^\circ \leq \theta \leq -90^\circ$ für $0^\circ \leq \phi \leq 180^\circ$. Für diese Anordnungen gibt es also immer mindestens eine sekundäre Hauptkeule, wie in Abbildung 2.11 zu sehen ist.

Dargestellt ist auch ein dritter Bereich um 360° . Wie bereits angedeutet, wiederholt sich das Richtdiagramm im nicht sichtbaren Bereich im Prinzip unendlich oft. Man hätte die Abbildung auch in negative θ -Richtung erweitern können und ein entsprechendes Bild erhalten.

Bei Einsatz von Strahlern, die keinen Antennengewinn in diesem Bereich (θ um 180°) aufwei-

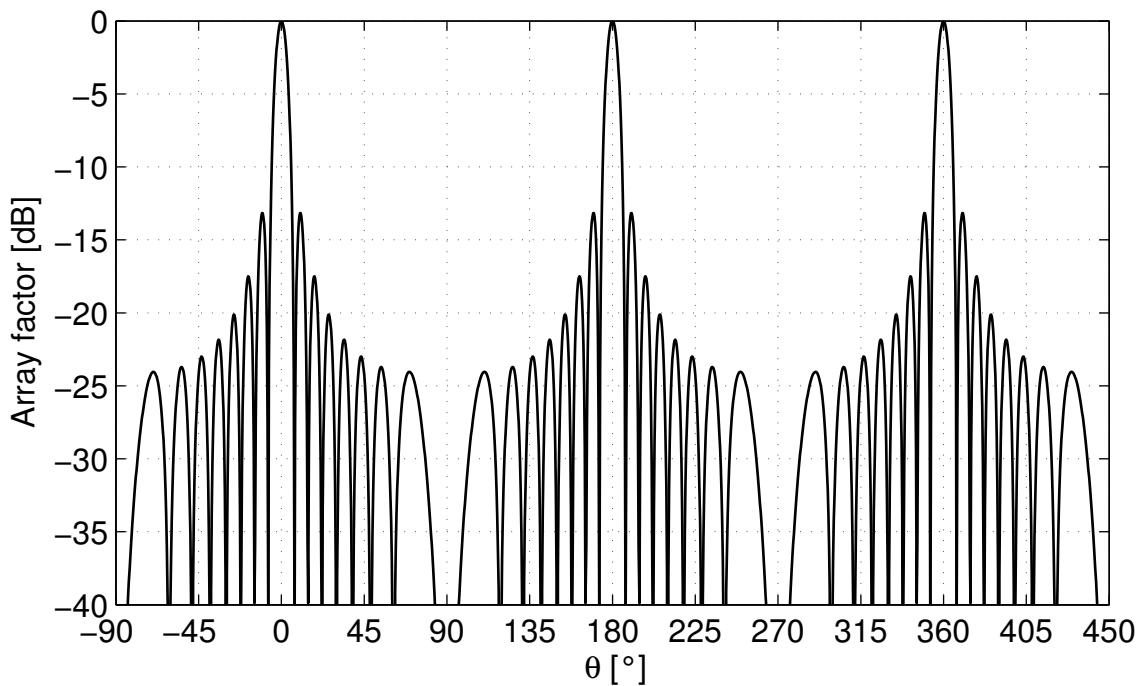


Abbildung 2.11: Normierter *array factor* eines linearen Gruppenstrahlers mit 16 Elementen ($\phi = 0^\circ$, Elementabstand = $0,5 \lambda_0$, gleichförmige Anregung).

sen, wie beispielsweise Hornstrahler oder *patch*-Antennen, verschwindet dieses Spiegelbild. Da es im späteren Verlauf dieser Arbeit um vergleichbare Antennen geht, wird jeweils nur der Bereich $-90^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ für $0^\circ \leq \phi \leq 180^\circ$ untersucht. Die beiden Bereiche $-90^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ und $90^\circ \leq \theta \leq 270^\circ$ für $0^\circ \leq \phi \leq 180^\circ$ stellen zwei Hälften einer Kugelschale dar und werden im weiteren Verlauf als obere und untere Hemisphäre bezeichnet. Die obere Hemisphäre ist bei planaren Gruppenstrahlern mit dem sichtbaren Bereich gleichzusetzen.

Bei welcher Art von Gittern und welchem Elementabstand sekundäre Hauptkeulen auftreten, sind zentrale Punkte der Untersuchungen in diesem Abschnitt. Im Vergleich zu früheren Analysen wird die potenzielle Möglichkeit von PDM betrachtet.

Gitter von Gruppenstrahlern

Bei linearen Gruppenstrahlern handelt es sich bei dem Gitter nur um eine Linie, und für planare Gruppenstrahler erhält man eine Ebene. Eine Anordnung in einem dreidimensionalen Raum ist eher selten aber ebenfalls möglich. Bewirkt durch Fortschritte in diversen Technologien sind seit einiger Zeit auch immer mehr Untersuchungen zu konformen Gruppenstrahlern (engl. *conformal arrays*) zu finden. Prominente potenzielle Anwendungsszenarien sind Antennen auf runden oder ovalen Oberflächen von Flugzeugen, wie beispielsweise auf den Tragflächen oder dem Rumpf. Für die theoretische Betrachtung von konformen Gruppenstrahlern kann man entweder auf den dreidimensionalen Fall zurückgreifen oder versuchen, planare Anordnungen auf gekrümmte Flächen zu transformieren [23]. Je nach Komplexität der Krümmung kann letzteres der effizientere Weg sein.

Ein genereller Unterschied bei Gittern von Gruppenstrahlern besteht darin, dass die Einzelstrahler regelmäßig (engl. *regular arrays*) oder unregelmäßig positioniert sein können. Des Weiteren kann

unterschieden werden, ob die Elemente zufällig angeordnet sind (engl. *random arrays*) oder ein regelmäßiges Gitter zu einem gewissen Grad ausgedünnt wird (engl. *thinned* oder *sparse arrays*). Die verschiedenen Möglichkeiten bei unregelmäßigen Anordnungen werden ebenfalls seit einigen Jahrzehnten untersucht [65, 66] und tauchen auch in heutigen einschlägigen Fachbüchern auf [44]. Ziel ist in der Regel, aus Kostengründen für eine definierte Aperturgröße Elemente einzusparen, ohne dabei sekundäre Hauptkeulen zu erzeugen.

Oft sind die Berechnungen für eine unregelmäßige Anordnung der Elemente sehr aufwendig, da es nur wenige Möglichkeiten gibt, ein Gitter für ein definiertes Richtdiagramm direkt zu bestimmen. Zahlreiche Algorithmen suchen ein Optimum durch systematisches Ausprobieren vieler (oder aller) Möglichkeiten. In [67–69] ist deshalb ein rekursiver Ansatz näher untersucht worden, mit dem für eine gegebene Anregung der Elemente ein Gitter für einen definierten *array factor* synthetisiert werden kann. Man erhält eine Anordnung mit deutlich weniger als zwei Elementen pro Wellenlänge, ohne dass sekundäre Hauptkeulen auftreten. Allerdings gilt das nur in Hauptstrahlrichtung. Der Schwenkbereich wird nach wie vor in ähnlichem Maße eingeschränkt, wie auch bei regelmäßigen Gittern mit derselben Dichte an Elementen pro Wellenlänge. Auch die Anwendung des im vorherigen Abschnitt eingeführten modularen Konzeptes ist nur noch bedingt möglich. Um dieses aufrecht zu erhalten, werden im Folgenden nur noch regelmäßige Anordnungen untersucht.

Um die Möglichkeit von PDM beurteilen zu können, müssen zunächst die Polarisationsseigenschaften der Einzelstrahler festgelegt sein. In der Literatur [59, 70] sind vor allem zwei Möglichkeiten für die Realisierung von unterschiedlichen Polarisierungen zu finden. Zum einen kann ein Einzelstrahler so aufgebaut werden, dass mehrere Speisetore vorhanden sind. Durch Auswahl des Tores wird eine Polarisation festgelegt. Da jegliche Art von TEM-Welle (transversal elektromagnetische Welle) durch Überlagerung von zwei orthogonal polarisierten Feldvektoren dargestellt werden kann, ist es in der Regel ausreichend, nicht mehr als zwei Tore (also auch zwei Polarisierungen) für einen Einzelstrahler vorzusehen. Es handelt sich in der Regel also um die Auswahl zwischen zwei linear polarisierten oder rechts und links zirkular polarisierten Wellen. Zum anderen kann die gewünschte Polarisation aus mehreren Einzelstrahlern unterschiedlicher Polarisierungen erzeugt werden [71–75]. So entsteht beispielsweise eine zirkular polarisierte Welle aus zwei orthogonalen linear polarisierten Anteilen, die um 90° phasenverschoben sind. Dies wird auch Prinzip der sequenziellen Rotation genannt (engl. *sequential rotation*), wobei durchaus mehr als zwei lineare Anteile, die nicht zwingend orthogonal zueinander sind, vorkommen können. Das gleiche Prinzip kann auch benutzt werden, um mit Strahlern identischer aber nicht idealer Polarisation ein verbessertes Richtdiagramm zu erhalten [76–78]. Die Überlagerung einer rechts und einer links zirkular polarisierten Welle wiederum ergibt eine lineare Polarisation. Zur Verdeutlichung sind in Abbildung 2.12 die zwei genannten Möglichkeiten, einen zirkular polarisierten Gruppenstrahler zu realisieren, dargestellt.



Abbildung 2.12: Zwei Möglichkeiten, eine zirkulare Polarisation zu realisieren.

Die Kreise stellen jeweils Antennenelemente im Abstand d dar, während die Pfeile die Richtung der elektrischen Feldvektoren kennzeichnen. Die Exponentialterme enthalten die Phaseninformationen.

In einer Ebene (beispielsweise xy) orthogonal zur Abstrahlrichtung (beispielsweise z) ergeben sich für die vier gängigen Polarisierungen folgende auf 1 V/m normierte elektrische Feldvektoren:

Links zirkulare Polarisation:
$$\mathbf{e}_{LHCP} = \begin{pmatrix} 1 \\ j \end{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}}, \quad (2.26)$$

Rechts zirkulare Polarisation:
$$\mathbf{e}_{RHCP} = \begin{pmatrix} 1 \\ -j \end{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}}, \quad (2.27)$$

Horizontal lineare Polarisation:
$$\mathbf{e}_{HP} = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad (2.28)$$

Vertikale lineare Polarisation:
$$\mathbf{e}_{VP} = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}. \quad (2.29)$$

Dies gilt für Sendeantennen. Im Falle von Empfangsantennen müssen die Vektoren für RCHP und LHCP getauscht werden, wenn nicht das Koordinatensystem (z -Richtung) angepasst wird [79].

Da unregelmäßige Gitter bereits ausgeschlossen wurden, sollen im Folgenden regelmäßige rechteckige und dreieckige Gitter miteinander verglichen werden. Die Polarisation des Gruppenstrahlers sei aufgrund der Zielanwendung zirkular. Wenn die Einzelstrahler auch zirkular polarisiert wären, müssten für den Fall einer Antenne mit digitaler Strahlformung und PDM jeweils zwei Chipsätze vorhanden sein, was zu einer großen Integrationsdichte von Halbleiterbauelementen führen würde. Auch der Entwurf des Antennenelements selbst wäre aufgrund der benötigten zwei Speisetore prinzipiell aufwendiger. Andererseits muss bei Einsatz von sequenziell rotierten und linear polarisierten Elementen verstärkt auf das Auftreten der kreuzpolaren Komponente [80, 81] geachtet werden.

In einer linearen Gruppenantenne bestehend aus isotropen Kugelstrahlern ist der einzuhaltende Elementabstand durch

$$d_{max} = \frac{1}{1 + |\sin \theta_{max}|}, \quad (2.30)$$

gegeben [82, S. 20-6], wobei θ_{max} der maximale Schwenkwinkel ist, ohne dass sekundäre Hauptkeulen auftreten. Der Zusammenhang aus Gleichung 2.30 ist in Abbildung 2.13 graphisch dargestellt. Bei planaren Anordnungen ist die Anwendung von Gleichung 2.30 ebenfalls möglich, wenn die elektrischen Feldvektoren in ihre orthogonalen Komponenten zerlegt werden [83]. Für das rechteckige Gitter aus Abbildung 2.14a ergibt sich die in Abbildung 2.15 dargestellte Abhängigkeit von

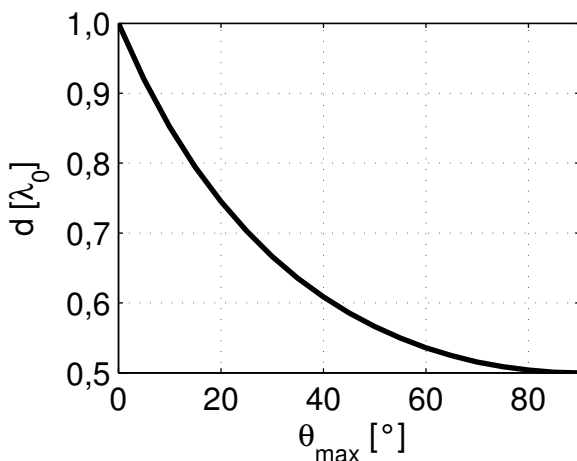


Abbildung 2.13: Einzuhaltender Elementabstand eines linearen Gruppenstrahlers als Funktion des maximalen Schwenkwinkels θ_{max} .

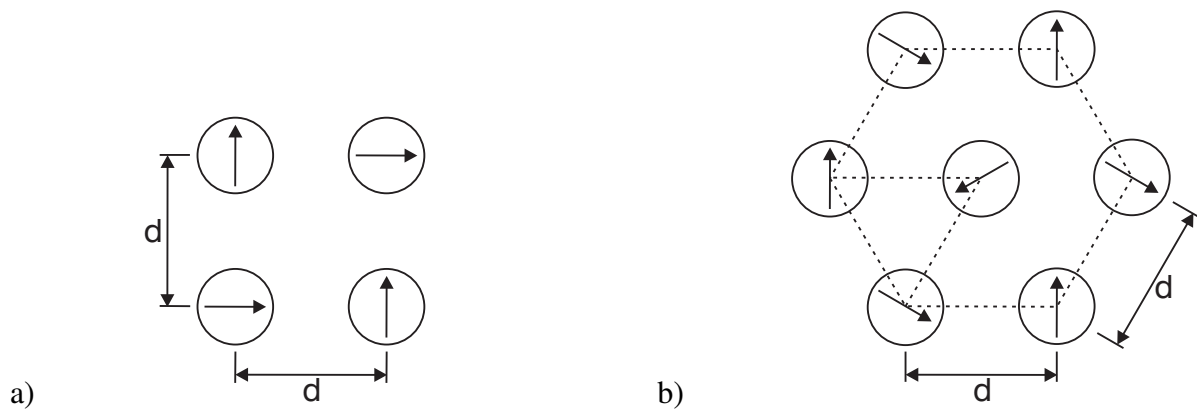


Abbildung 2.14: Zirkular polarisierte Gruppenstrahler nach dem Prinzip der sequenziellen Rotation auf a) einem quadratischen und b) einem dreieckigem Gitter.

θ_{max} von Elementabstand und Schwenkwinkel.

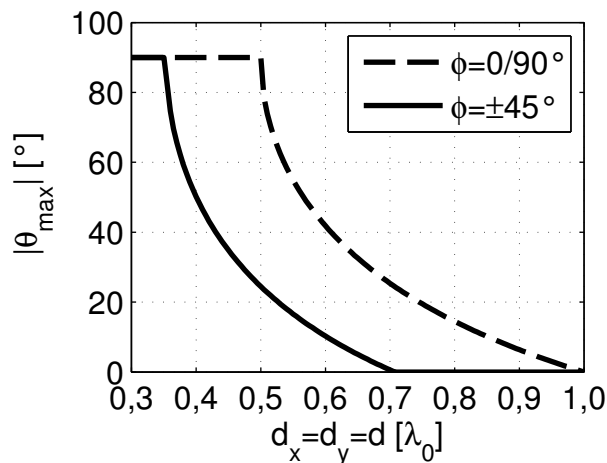


Abbildung 2.15: Maximaler Schwenkwinkel θ_{max} für Gruppenstrahler auf rechteckigen Gittern und sequenzieller Rotation der Elemente um 90° als Funktion des Elementabstandes (berechnet mit Gleichung 2.30).

Man erkennt sehr gut, wie groß der Unterschied von θ_{max} für die unterschiedlichen Richtungen $\phi = 0/90^\circ$ und $\phi = \pm 45^\circ$ ausfällt. Der Nachteil der sequenziellen Rotation ist demnach eine Erhöhung der Dichte der Elemente (und Chipsätze im Falle aktiver Antennen) um 100 %. Man erhält folglich die gleiche Dichte wie für die Konfiguration in Abbildung 2.12a und zwei Chipsätzen pro Antennenelement zur Realisierung von PDM.

Soll nun beim dreieckigen Gitter aus Abbildung 2.14b der maximale Schwenkbereich in Abhängigkeit von der Hauptstrahlrichtung ermittelt werden, ist das Ergebnis nur schwierig zu interpretieren. Zwar können die elektrischen Feldvektoren in ihre orthogonalen Komponenten zerlegt werden, wie in Abbildung 2.16 zu sehen ist, allerdings weisen nicht sämtliche Komponenten die gleiche Amplitude auf.

Jedes Element hat einen vertikalen Anteil, wobei eins von drei Elementen die Amplitude 1 hat, die verbleibenden zwei haben eine Amplitude von 0,5. Bei den horizontalen Anteilen ergibt sich die gleiche Periodizität, allerdings wechseln die Amplituden zwischen 0 und $\sqrt{3}/2$. Wegen dieser unterschiedlichen Amplituden lässt sich der Mindestabstand zwischen zwei identisch polarisierten Strahlern zur Unterdrückung von sekundären Hauptkeulen nicht direkt bestimmen.

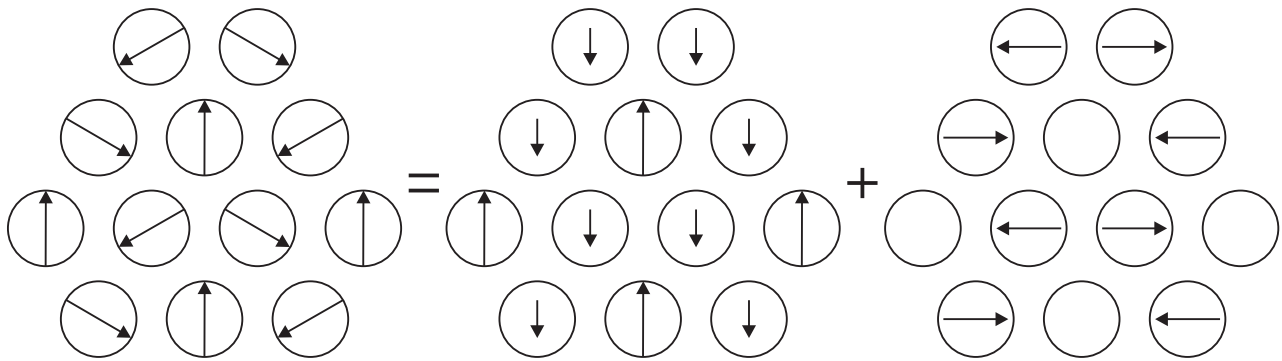


Abbildung 2.16: Auftrennung der elektrischen Feldvektoren eines hexagonalen Gitters in orthogonale Komponenten.

Wie in [83] gezeigt wird, kann der Schwenkbereich auch auf Basis numerischer Berechnungen des *array factors* untersucht werden. Diese Methode ist allerdings sehr aufwendig, wenn ein vollständiges Ergebnis für alle Schwenkrichtungen bestimmt werden soll, weshalb im nächsten Abschnitt ein analytischer Ansatz aufgezeigt wird, der unabhängig von der Anordnung und der Polarisation der Elemente einer Gruppenantenne ist.

2.4.1 Berechnung des Schwenkbereichs im uvw -Raum

Bis jetzt sind sowohl das Auftreten von sekundären Hauptkeulen als auch der sich daraus ergebende Schwenkbereich nur im $\phi\theta$ -Raum dargestellt worden. Wie in [23, S. 20] beschrieben, ist die in [84] eingeführte Untersuchung im uvw -Raum (engl. *direction cosine plane*) deutlich besser für das vollständige Verständnis diese Phänomene geeignet. Die Transformation vom $\phi\theta$ -Raum in den uvw -Raum wurde bereits in 2.1 eingeführt.

Sind alle Elemente eines Gruppenstrahlers identisch polarisiert und auf einem rechteckigen Gitter angeordnet, so treten in folgenden Richtungen sekundäre Hauptkeulen auf [26]:

$$u_{m,r} = \frac{m\lambda_0}{d_x} + u_0, \quad (2.31)$$

$$v_{n,r} = \frac{n\lambda_0}{d_y} + v_0, \quad (2.32)$$

mit

$$m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \quad m = 0 \Rightarrow n \neq 0 \quad \text{und}$$

$$n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \quad n = 0 \Rightarrow m \neq 0.$$

Wie schon in Gleichung 2.30 kann auch hier gezeigt werden, dass sich die sekundären Hauptkeulen außerhalb des sichtbaren Bereichs befinden, wenn der Elementabstand kleiner als $\lambda_0/2$ ist. Gleichungen 2.31 und 2.32 resultieren aus dem Exponentialterm im *array factor* (s. Gleichung 2.15) für eine Basiszelle von 2×2 Elementen in der xy -Ebene. Die Basiszelle eines Gruppenstrahlers ist bei der Betrachtung von sekundären Hauptkeulen repräsentativ für größere Gruppenstrahler. Man erhält:

$$F_a(u, v) = a_1 + a_2 e^{jk d_x u} + a_3 e^{jk d_y v} + a_4 e^{jk(d_x u + d_y v)}. \quad (2.33)$$

Nach Einsetzen der komplexen Speiseamplituden

$$a_1 = 1, \quad (2.34)$$

$$a_2 = e^{-jk d_x u_0}, \quad (2.35)$$

$$a_3 = e^{-jk d_y v_0} \quad \text{und} \quad (2.36)$$

$$a_4 = e^{-jk(d_x u_0 + d_y v_0)} \quad (2.37)$$

folgt:

$$F_a(u, v) = 1 + e^{jk d_x (u - u_0)} + e^{jk d_y (v - v_0)} + e^{jk(d_x(u - u_0) + d_y(v - v_0))}. \quad (2.38)$$

Der *array factor* hat immer dann ein Maximum, wenn die Exponenten einem Vielfachen von $j2\pi$ entsprechen. Die Bedingungen für das Auftreten von sekundären Hauptkeulen lauten also:

$$\frac{2\pi}{\lambda_0} d_x (u - u_0) \stackrel{!}{=} m \cdot 2\pi \quad \text{und} \quad (2.39)$$

$$\frac{2\pi}{\lambda_0} d_y (v - v_0) \stackrel{!}{=} n \cdot 2\pi \quad (2.40)$$

woraus die Gleichungen 2.31 und 2.32 resultieren.

Linear polarisierte Elemente auf rechteckigem Gitter

Sind die vier Elemente aus obigem Beispiel linear polarisiert und sequenziell rotiert, um eine in diesem Fall links zirkular polarisierte Welle zu erzeugen [83], werden die zwei benötigten Strahlertypen durch die Vektoren (vergleiche Gleichungen 2.28 und 2.29)

$$\mathbf{e}_1 = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} \quad \text{und} \quad (2.41)$$

$$\mathbf{e}_2 = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} e^{j\frac{\pi}{2}} \quad (2.42)$$

beschrieben. Beim *array factor* müssen in diesem Fall die Polarisationsinformationen jedes Elements hinzugefügt werden, woraus folgt:

$$\begin{aligned} \mathbf{F}(u, v) &= a_1 \mathbf{e}_1 + a_2 \mathbf{e}_2 e^{jk d_x u} + a_3 \mathbf{e}_2 e^{jk d_y v} + a_4 \mathbf{e}_1 e^{jk(d_x u + d_y v)} \\ &= \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} e^{j(k d_x (u - u_0) + \frac{\pi}{2})} + \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} e^{j(k d_y (v - v_0) + \frac{\pi}{2})} + \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} e^{jk(d_x(u - u_0) + d_y(v - v_0))}. \end{aligned} \quad (2.43)$$

Wie zu erwarten, sind die Bedingungen für die kopolaren sekundären Hauptkeulen identisch mit denen in [26] und ergeben die Gleichungen 2.31 und 2.32. Ist der Phasenunterschied zwischen den orthogonalen Komponenten um 180° verschoben, können kreuzpolare sekundäre Hauptkeulen auftreten. Die Bedingungen hierfür lauten:

$$\frac{2\pi}{\lambda_0} d_x (u - u_0) \stackrel{!}{=} p \cdot \pi, \quad p = \pm 1, \pm 3, \pm 5, \dots \quad (2.44)$$

$$\frac{2\pi}{\lambda_0} d_y (v - v_0) \stackrel{!}{=} q \cdot \pi, \quad q = \pm 1, \pm 3, \pm 5, \dots \quad (2.45)$$

und resultieren in

$$u_{p,r} = \frac{p\lambda_0}{2d_x} + u_0 \quad \text{und} \quad (2.46)$$

$$v_{q,r} = \frac{q\lambda_0}{2d_y} + v_0. \quad (2.47)$$

Man erkennt, dass der Abstand der Hauptstrahlrichtung zur ersten kreuzpolaren sekundären Hauptkeule geringer ist als der zur ersten kopolaren (s. Gleichungen 2.31 und 2.32). Allerdings ist der Abstand zwischen benachbarten sekundären Hauptkeulen gleich dem im kopolaren Fall. Eine kreuzpolare sekundäre Hauptkeule liegt exakt zwischen vier kopolaren und umgekehrt.

Linear polarisierte Elemente auf dreieckigem Gitter

Die gleichen Berechnungen wie im vorigen Abschnitt können für ein dreieckiges Gitter durchgeführt werden. Für linear polarisierte Strahler und nach dem Prinzip der sequenziellen Rotation lässt sich der planare Gruppenstrahler (xy-Ebene) mit den drei Vektoren

$$\mathbf{e}_1 = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad (2.48)$$

$$\mathbf{e}_2 = \begin{pmatrix} -0,5 \\ \frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad \text{und} \quad (2.49)$$

$$\mathbf{e}_3 = \begin{pmatrix} -0,5 \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} e^{j\frac{4\pi}{3}} \quad (2.50)$$

beschreiben. Um eine links zirkular polarisierte Welle zu erhalten, ergeben sich folgende Anregungen:

$$a_1 = 1, \quad (2.51)$$

$$a_2 = e^{-jk d_x u_0}, \quad (2.52)$$

$$a_3 = e^{-jk(\frac{d_x}{2}u_0 + d_y v_0)}. \quad (2.53)$$

Der resultierende *array factor* ist

$$\begin{aligned} \mathbf{F}_a(u, v) &= a_1 \mathbf{e}_1 + a_2 \mathbf{e}_2 e^{jk d_x u} + a_3 \mathbf{e}_3 e^{jk(\frac{d_x}{2}u + d_y v)} \\ &= \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -0,5 \\ \frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} e^{j(k d_x (u - u_0) + \frac{2\pi}{3})} + \begin{pmatrix} -0,5 \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} e^{j(k(\frac{d_x}{2}(u - u_0) + d_y(v - v_0)) + \frac{4\pi}{3})}. \end{aligned} \quad (2.54)$$

Hieraus folgen wiederum die Bedingungen für die ko- und kreuzpolaren sekundären Hauptkeulen:

$$\frac{2\pi}{\lambda_0} d_x (u - u_0) \stackrel{!}{=} m \cdot 2\pi, \quad (2.55)$$

$$\frac{2\pi}{\lambda_0} \left(\frac{d_x}{2} (u - u_0) + d_y (v - v_0) \right) \stackrel{!}{=} n \cdot 2\pi, \quad (2.56)$$

$$\frac{2\pi}{\lambda_0} d_x (u - u_0) + \frac{2\pi}{3} \stackrel{!}{=} \frac{4\pi}{3} + p \cdot 2\pi, \quad (2.57)$$

$$\frac{2\pi}{\lambda_0} \left(\frac{d_x}{2} (u - u_0) + d_y (v - v_0) \right) + \frac{4\pi}{3} \stackrel{!}{=} \frac{2\pi}{3} + q \cdot 2\pi \quad (2.58)$$

mit

$$m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \quad m = 0 \Rightarrow n \neq 0, \quad (2.59)$$

$$n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \quad n = 0 \Rightarrow m \neq 0, \quad (2.60)$$

$$p = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \quad (2.61)$$

$$q = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (2.62)$$

Die resultierenden Richtungen für die sekundären Hauptkeulen sind somit

$$u_{n,d} = \frac{n\lambda_0}{d_x} + u_0, \quad (2.63)$$

$$v_{m,d} = \frac{\lambda_0(m - \frac{n}{2})}{d_y} + v_0, \quad (2.64)$$

$$u_{p,d} = \frac{\lambda_0}{d_x} \left(\frac{1}{3} + p \right) + u_0 \quad \text{und} \quad (2.65)$$

$$v_{q,d} = \frac{\lambda_0}{d_y} \left(-\frac{1}{2} - \frac{p}{2} + q \right) + v_0. \quad (2.66)$$

Die Gleichungen 2.63 und 2.64 für die kopolaren sekundären Hauptkeulen können - wie auch beim rechteckigen Gitter - in [23, 26] oder ähnlichen Werken über Grundlagen von Gruppenstrahlern gefunden werden.

Ergebnisse

Wie bereits angedeutet, können Einzelstrahler mit einer starken Direktivität die Amplitude von sekundären Hauptkeulen für große Schwenkwinkel stark absenken. Es könnte also ein zweites Kriterium für sekundäre Hauptkeulen definiert werden, derart, dass diese erst ab einer Amplitude in der Größenordnung der Nebenkeulen in Betracht gezogen werden. Allerdings wäre diese Herangehensweise sehr stark anwendungsabhängig, weshalb im Folgenden nach wie vor von isotropen Kugelstrahlern ausgegangen wird.

Abbildung 2.17 zeigt die Richtungen der ko- und kreuzpolaren sekundären Hauptkeulen eines planaren Gruppenstrahlers auf einem rechteckigen Gitter mit einem Elementabstand von $d_x = d_y = 0,5 \lambda_0$, errechnet mit den Gleichungen (2.31), (2.32), (2.46) und (2.47) im uv -Raum. Man erkennt, dass die sekundären Hauptkeulen ebenfalls auf einem rechteckigen Gitter liegen. Es ist das inverse Gitter des Gruppenstrahlers, die Abstände sind λ_0/d_x und λ_0/d_y [23].

Wenn die Hauptkeule exemplarisch in Richtung $\phi_0 = 30^\circ$ und $\theta_0 = 60^\circ$ geschwenkt wird, befinden sich keine kopolaren sekundären Hauptkeulen im sichtbaren Bereich, jedoch eine kreuzpolare, wie in Abbildung 2.18 zu sehen ist. Abhängig vom Elementabstand und der Hauptstrahlrichtung können mehrere oder keine sekundären Hauptkeulen im sichtbaren Bereich entstehen.

Der Schwenkbereich dieses Gruppenstrahlers kann direkt mit einfachen trigonometrischen Mitteln berechnet werden (Flächenberechnung). Dazu wird die Hauptkeule auf $\phi_0 = 0^\circ$ und $\theta_0 = 0^\circ$ ausgerichtet. Der Schwenkbereich entspricht der Fläche des sichtbaren Bereichs abzüglich der von vier Kreisen mit dem gleichen Durchmesser wie der sichtbare Bereich und mit den Mittelpunkten auf den am nächsten gelegenen vier sekundären Hauptkeulen, wie in Abbildung 2.19 zu sehen ist.

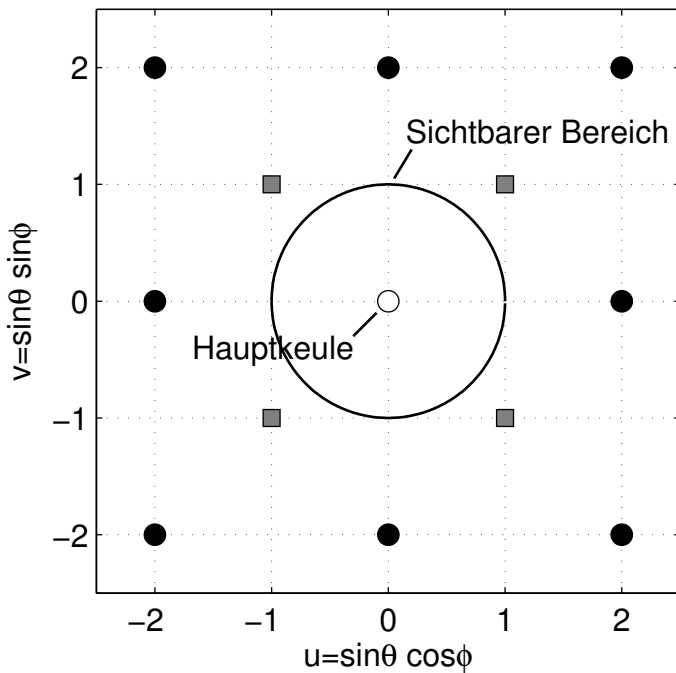


Abbildung 2.17: Richtungen der ko- (schwarze Kreise) und kreuzpolaren (graue Quadrate) sekundären Hauptkeulen eines planaren Gruppenstrahlers auf einem rechteckigen Gitter (sequenzielle Rotation), $d_x = d_y = 0,5 \lambda_0$, $\phi_0 = 0^\circ$, $\theta_0 = 0^\circ$.

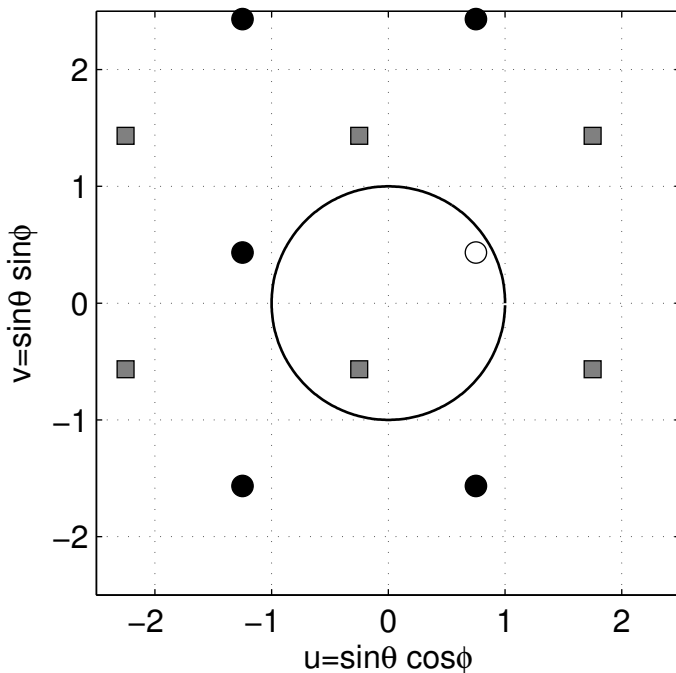


Abbildung 2.18: Richtungen der ko- (schwarze Kreise) und kreuzpolaren (graue Quadrate) sekundären Hauptkeulen eines planaren Gruppenstrahlers auf einem rechteckigen Gitter (sequenzielle Rotation), $d_x = d_y = 0,5 \lambda_0$, $\phi_0 = 30^\circ$, $\theta_0 = 60^\circ$.

Jeder dieser Kreise resultiert aus der dem sichtbaren Bereich diagonal gegenüberliegenden sekundären Hauptkeule, beispielsweise der mit dem Mittelpunkt bei $u = 1$ und $v = 1$ aus der sekundären Hauptkeule mit der Richtung $u_{p,r} = -1$ und $v_{q,r} = -1$. Für diesen Gruppenstrahler sind die vier nächsten sekundären Hauptkeulen immer kreuzpolar. Der sich ergebende Schwenkbereich ist gleich der verbleibenden Fläche des sichtbaren Bereichs. Mit den angegebenen Elementabständen und idealisierten Keulenbreiten von 0° ergibt sich ein Schwenkbereich von 27,3% des sichtbaren Bereichs im uv -Raum. Bei realen Gruppenstrahlern muss stets die Anzahl an Elementen und die sich dar-

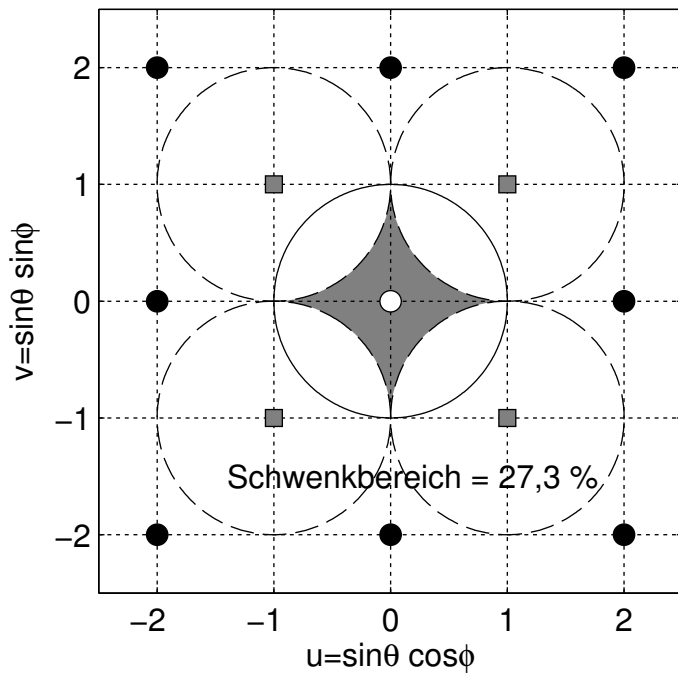


Abbildung 2.19: Schwenkbereich (graue Fläche) und Richtungen der ko- (schwarze Kreise) und kreuzpolaren (graue Quadrate) sekundären Hauptkeulen eines planaren Gruppenstrahlers auf einem rechteckigen Gitter (sequenzielle Rotation), $d_x = d_y = 0,5 \lambda_0$.

aus ergebende Keulenbreite mitberücksichtigt werden, wodurch sich der Schwenkbereich wiederum verkleinert. Bei einem gewünschten SLL des Gruppenstrahlers von SSL_{min} dB sollte mindestens die Hälfte der SSL_{min} dB-Keulenbreite abgezogen werden.

Die Größen der Aussparungen des sichtbaren Bereichs durch die vier anderen Kreise ändern sich mit den Elementabständen d_x und d_y . Für $d_x = d_y \leq (\sqrt{2}/4) \lambda_0$ kann die Hauptkeule in jede Richtung des sichtbaren Bereichs gesteuert werden, ohne dass sekundäre Hauptkeulen auftreten werden.

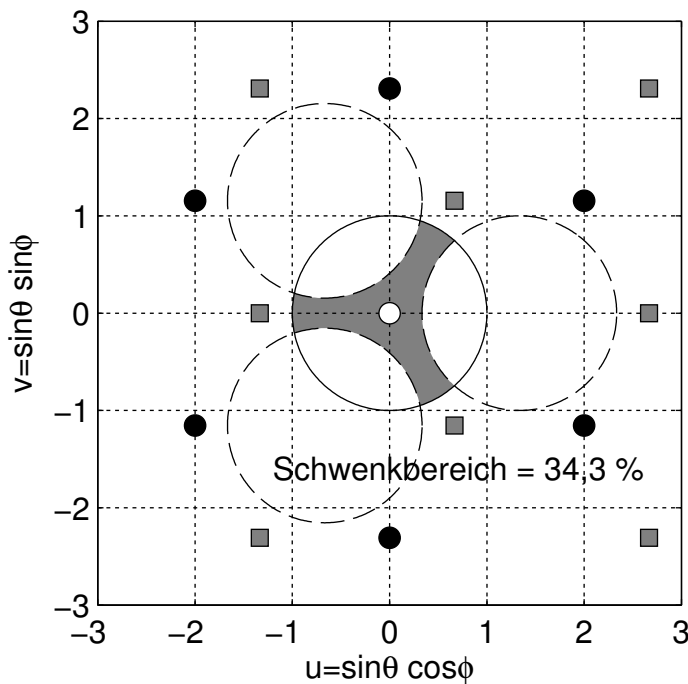


Abbildung 2.20: Schwenkbereich (graue Fläche) und Richtungen der ko- (schwarze Kreise) und kreuzpolaren (graue Quadrate) sekundären Hauptkeulen eines planaren Gruppenstrahlers auf einem dreieckigen Gitter, $d_x = 0,5 \lambda_0$, $d_y = \frac{\sqrt{3}}{2} d_x$.

Wenn d_x und d_y genau $(\sqrt{2}/2)\lambda_0$ groß sind, liegt die erste sekundäre Hauptkeule gerade auf der Kante des sichtbaren Bereichs, woraus sich ein Schwenkbereich von Null ergibt. Für noch größere Abstände können bereits mehrere sekundäre Hauptkeulen im sichtbaren Bereich liegen, ohne dass die Hauptstrahlrichtung verändert wird.

In Abbildung 2.20 sind die mit den Gleichungen 2.63 bis 2.66 berechneten Richtungen der ko- und kreuzpolaren sekundären Hauptkeulen eines planaren Gruppenstrahlers auf einem dreieckigen Gitter (siehe Abbildung 2.14b) mit einem Elementabstand $d = 0,5\lambda_0$ ($d_x = d$ und $d_y = \frac{\sqrt{3}}{2}d_x$) dargestellt. Man erkennt, dass die sekundären Hauptkeulen ebenfalls auf einem dreieckigen (oder hexagonalen) Gitter liegen.

Die drei am nächsten gelegenen sekundären Hauptkeulen - welche abermals immer kreuzpolar sind - bestimmen den Schwenkbereich für diesen Gruppenstrahler. Sie gehören zu den Kreisen, die diagonal gegenüber dem sichtbaren Bereich liegen. Der Schwenkbereich beträgt 34,3 % des sichtbaren Bereichs, also 7 % mehr als für den Gruppenstrahler auf einem rechteckigen Gitter mit den Elementabständen $d_x = d_y = 0,5\lambda_0$. Allerdings kann hier, je nach Elementabständen, im Gegensatz zu Gruppenstrahlern auf rechteckigen Gittern der Schwenkbereich innerhalb des sichtbaren Bereichs unterteilt sein (Inselbildung).

Vergleich im uv -Raum

In Abbildung 2.21 ist der Schwenkbereich für beide Gruppenstrahlertypen als Funktion des Elementabstandes dargestellt. Für rechteckige Gitter gilt $d = d_x = d_y$, für dreieckige $d = d_x$ und $d_y = \frac{\sqrt{3}}{2}d$.

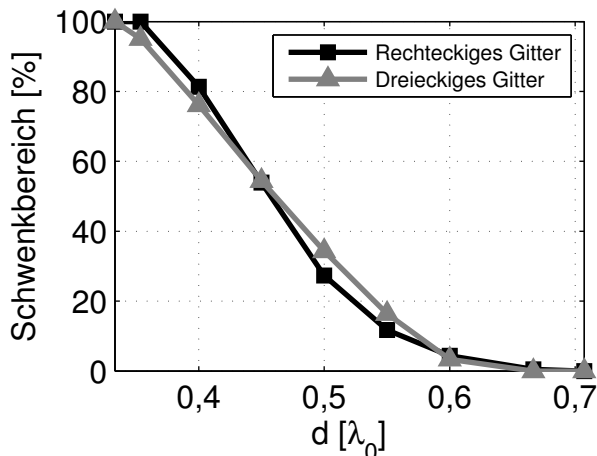


Abbildung 2.21: Schwenkbereich für beide Gruppenstrahlertypen als Funktion des Elementabstandes d .

Man erkennt, dass sich die Schwenkbereiche nur wenig unterscheiden. Während er für $d = 0,5\lambda_0$ und $d = 0,55\lambda_0$ etwas größer bei dreieckigen Gittern ausfällt, ist er für die übrigen Abstände von $d = \frac{1}{3}\lambda_0$ bis $d = \frac{\sqrt{2}}{2}\lambda_0 \cong 0,71\lambda_0$ größer für Gruppenstrahler auf rechteckigem Gitter.

Was bis jetzt nicht berücksichtigt wurde, ist, dass die Dichte der Elemente auf einem dreieckigen Gitter $\frac{2}{\sqrt{3}d^2}$ beträgt und daher näherungsweise 15 % größer ist als die Dichte der Elemente auf einem rechteckigen Gitter mit $d = d_x = d_y$. Wird nun das Beispiel aus Abbildung 2.20 wieder aufgegriffen und der Elementabstand derart geändert, dass beide Gitter die gleiche Dichte aufweisen (von $d = 0,5\lambda_0$ zu $d = 0,5\sqrt{\frac{2}{\sqrt{3}}}\lambda_0 \cong 0,54\lambda_0$), so ergibt diese Konfiguration nur noch einen Schwenk-

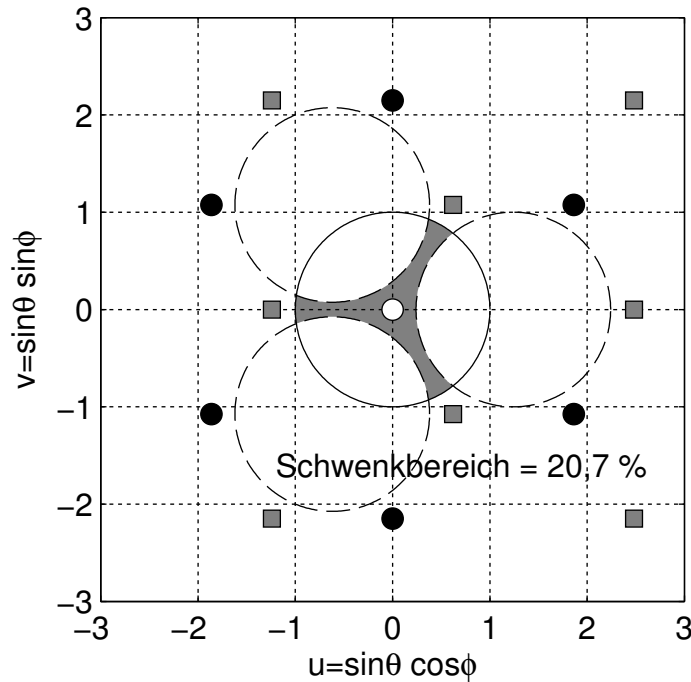


Abbildung 2.22: Schwenkbereich (graue Fläche) und Richtungen der ko- (schwarze Kreise) und kreuzpolaren (graue Quadrate) sekundären Hauptkeulen eines planaren Gruppenstrahlers auf einem dreieckigen Gitter, $d_x = 0,5\sqrt{\frac{2}{\sqrt{3}}}\lambda_0 \cong 0,54\lambda_0$, $d_y = \frac{\sqrt{3}}{2}d_x$.

bereich von 20,7% des sichtbaren Bereichs, wie in Abbildung 2.22 zu sehen ist. Dieser ist also 6,6% kleiner als für Gruppenstrahler auf einem rechteckigen Gitter gleicher Dichte.

In Tabelle 2.3 ist der Schwenkbereich mit korrigiertem Elementabstand dargestellt. Die Anzahl der Elemente pro Fläche (M/λ_0^2) ist identisch für beide Gruppenstrahlertypen. Tabelle 2.3 und Abbildung 2.23 zeigen deutlich, dass für den Fall der sequenziellen Rotation Gruppenstrahler auf einem rechteckigen Gitter einen größeren Schwenkbereich aufweisen als jene auf einem dreieckigen Gitter. Allerdings ist der Schwenkbereich in beiden Fällen nicht gleichmäßig verteilt, es gibt Vorzugsrichtungen die im $\phi\theta$ -Raum betrachtet werden müssen.

Tabelle 2.3: Schwenkbereich beider Gruppenstrahlertypen für identische Elementdichten M/λ_0^2 .

| $\frac{M}{\lambda_0^2}$ | Elementabstand d [λ_0] | | Schwenkbereich [%] | |
|-------------------------|------------------------------------|--------------------|---------------------|--------------------|
| | Rechteckiges Gitter | Dreieckiges Gitter | Rechteckiges Gitter | Dreieckiges Gitter |
| 1 | 1,00 | 1,07 | 0,00 | 0,00 |
| 2 | 0,71 | 0,76 | 0,00 | 0,00 |
| 3 | 0,58 | 0,62 | 7,08 | 1,40 |
| 4 | 0,50 | 0,54 | 27,30 | 20,70 |
| 5 | 0,45 | 0,48 | 55,50 | 41,80 |
| 6 | 0,41 | 0,44 | 76,90 | 59,20 |
| 7 | 0,38 | 0,41 | 92,20 | 73,40 |
| 8 | 0,35 | 0,38 | 100,00 | 84,80 |
| 9 | 0,33 | 0,36 | 100,00 | 93,50 |
| 10 | 0,31 | 0,34 | 100,00 | 99,10 |
| 11 | 0,30 | 0,32 | 100,00 | 100,00 |

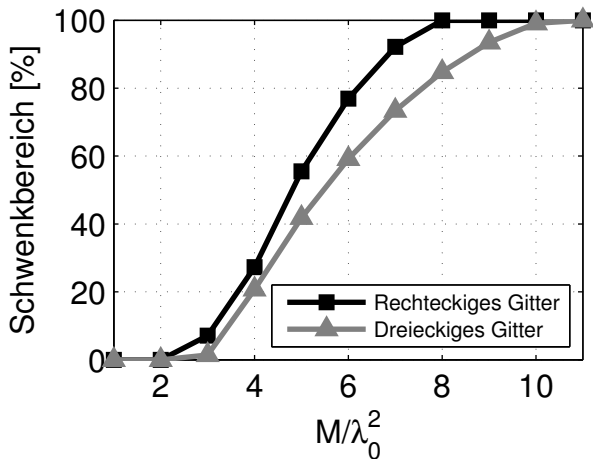


Abbildung 2.23: Schwenkbereich für beide Gruppenstrahlertypen als Funktion der Anzahl der Elemente pro Fläche.

Vergleich im $\phi\theta$ -Raum

Die in den Abbildungen 2.19 und 2.22 dargestellten Schwenkbereiche im uv -Raum sind in den Abbildungen 2.24 und 2.25 in den $\phi\theta$ -Raum transformiert zu sehen.

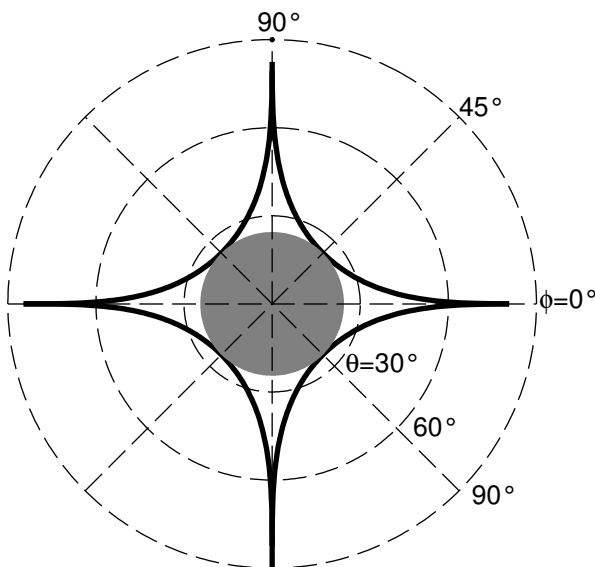


Abbildung 2.24: Schwenkbereich (schwarze Linie) eines planaren Gruppenstrahlers auf einem rechteckigen Gitter im $\phi\theta$ -Raum, $d_x = d_y = 0,5 \lambda_0$, $\theta_{min} = 24,47^\circ$.

Man erkennt, dass die äußere Form des Schwenkbereichs nach der Transformation erhalten bleibt. Die Kreisabschnitte sind lediglich etwas verzerrt und können den äquivalenten Abschnitten gut zugeordnet werden. Des Weiteren werden große Flächen im uv -Raum auch in große Flächen im $\phi\theta$ -Raum transformiert und umgekehrt.

Es besteht die Möglichkeit, die Fläche des Schwenkbereichs innerhalb des sichtbaren Bereiches ebenfalls im $\phi\theta$ -Raum zu berechnen. Allerdings ist in der Praxis oft ein anderer Wert von größerem Interesse, und zwar der kleinste Abstand θ_{min} zwischen der Hauptkeule und der Grenze des Schwenkbereichs. Daraus ergibt sich ein kreisförmiger Abschnitt im Zentrum des sichtbaren Bereichs im $\phi\theta$ -Raum mit einem Radius von θ_{min} .

Für die in den Abbildungen 2.24 und 2.25 dargestellten Ergebnisse ergibt sich ein θ_{min} von $24,47^\circ$

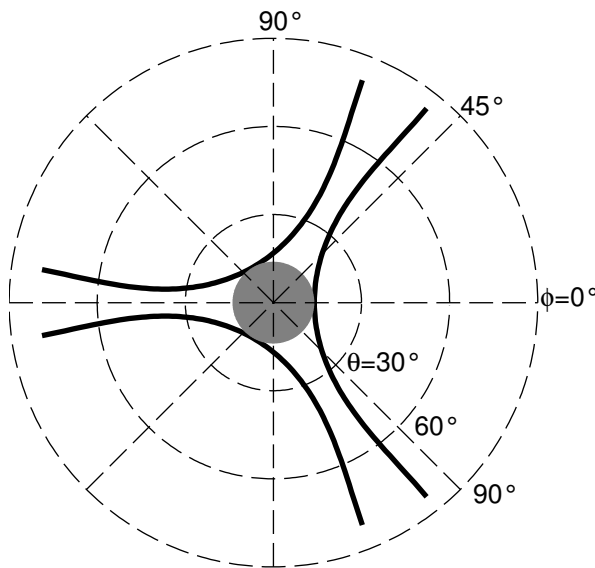


Abbildung 2.25: Schwenkbereich (schwarze Linie) eines planaren Gruppenstrahlers auf einem dreieckigen Gitter im $\phi\theta$ -Raum, $d_x = 0,5\sqrt{\frac{2}{\sqrt{3}}}\lambda_0, d_y = \frac{\sqrt{3}}{2}d_x, \theta_{min} = 13,93^\circ$.

und $13,93^\circ$. Auch hier ist das rechteckige dem dreieckigen Gitter überlegen. Dies gilt auch für andere Elementdichten M/λ_0^2 , wie in Abbildung 2.26 zu erkennen ist.

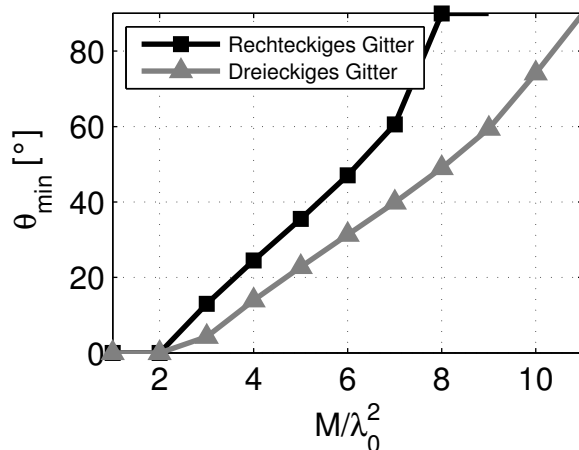


Abbildung 2.26: Kleinster Schwenkwinkel θ_{min} für beide Gruppenstrahlertypen als Funktion der Anzahl der Elemente pro Fläche.

Die Überlegenheit von Gruppenstrahlern auf rechteckigen Gittern gegenüber jeder entsprechenden Konstellation auf dreieckigen Gittern ist etwas überraschend. Es entspricht nicht dem, was beispielsweise in [60, 61] dargestellt wird. In diesen Veröffentlichungen wird die benötigte Anzahl an Elementen für eine feste Gruppenstrahlergröße (Apertur) und einem festen Schwenkbereich auf rechteckigen und dreieckigen Gittern untersucht, was im Wesentlichen identisch zu dem hier gezeigten ist. Allerdings sind die Untersuchungen in [60, 61] unter der Bedingung durchgeführt worden, dass sämtliche Elemente identisch polarisiert sind. Sequenzielle Rotation und PDM werden folglich nicht diskutiert, wodurch der Unterschied im Endergebnis entsteht.

Folgende Beobachtung kann festgehalten werden: In je mehr Anteile die gewünschte zirkulare Polarisation aufgeteilt wird (zwei für rechteckige und drei für dreieckige Gitter), desto eher treten sekundäre Hauptkeulen auf und desto stärker verringert sich der Schwenkbereich. Es gibt jedoch Ausnahmen. Wenn man nun dreieckige Gitter nicht mehr aus drei sondern aus zwei Basisvektoren

für die Polarisierungen aufbaut, so vergrößert sich der Schwenkbereich nicht. Es ist mit zwei Vektoren nicht möglich, die Elemente entsprechend gleichmäßig auf einem dreieckigen Gitter zu verteilen. Berechnungen des *array factors* zeigen, dass nicht nur der Schwenkbereich nicht größer wird, sondern auch das Richtdiagramm verzerrt wird und zudem ein höheres SLL auftritt.

Ein weiteres Ergebnis der Untersuchungen ist, dass, verglichen mit zirkular polarisierten Strahlern, die sequenzielle Rotation linear polarisierter Elemente die Integrationsdichte der Halbleiterbauelemente in aktiven Antennen nicht verringern kann. Für einen Schwenkbereich von 100 % mit einem planaren Gruppenstrahler auf einem rechteckigen Gitter werden Elementabstände von $0,5 \lambda_0$ bzw. $0,35 \lambda_0$ benötigt, was bei einem bzw. zwei Chipsätzen pro Antenne auf eine identische Integrationsdichte der Halbleiterbauelemente hinausläuft. Der Vorteil eines einfacheren Antennenentwurfs bei linearer Polarisation zieht zudem eine stärkere Verkopplung aufgrund des geringeren Elementabstandes nach sich. Wie in diesem Unterkapitel gezeigt wird, verringert sich für Gruppenstrahler auf einem dreieckigen Gitter der Schwenkbereich sogar durch Einsatz der sequenziellen Rotation von linear polarisierten Elementen und gleichbleibender Integrationsdichte.

Vergleich mit neun Basisvektoren

Die Annahme, dass der Schwenkbereich sinkt, wenn mehr Basisvektoren für ein Gitter eines Gruppenstrahlers benutzt werden, soll im Folgenden anhand eines Beispiels überprüft werden. Dies stellt keinen mathematischen Beweis dar. Zusammen mit den zuvor präsentierten Ergebnissen erhält man jedoch einen guten Eindruck, wie sich die Anzahl der Basisvektoren auf den Schwenkbereich auswirkt.

Es werden je neun linear polarisierte Elemente auf einem rechteckigen und einem dreieckigen Gitter angeordnet. Um eine gleichmäßige Aufteilung der elektrischen Feldvektoren zu erreichen, sind die Basisvektoren in einem Raster von 20° bzw. $\pi/9$ gegenüber dem vorherigen Basisvektor im Raum rotiert. Beide Gitter sind in Abbildung 2.27 dargestellt.

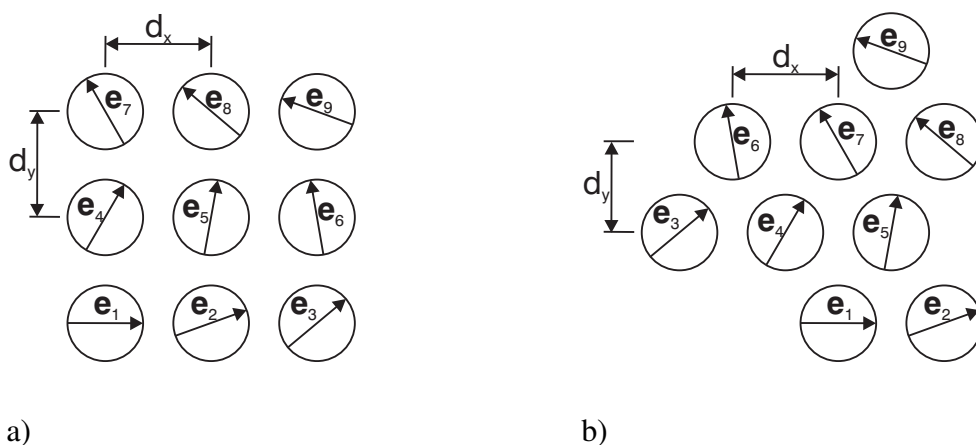


Abbildung 2.27: Gruppenstrahlereinheitszelle mit neun Basisvektoren auf a) einem rechteckigen und b) einem dreieckigen Gitter.

Im Falle des rechteckigen Gitters ergibt sich wieder eine rechteckige Einheitszelle, beim dreieckigen Gitter werden drei gegeneinander versetzte Dreiecke zu einer Einheitszelle zusammengesetzt. Jedes Element hat, verglichen mit den direkten Nachbarelementen, den dreifachen Abstand zu einem Ele-

ment identischer Polarisation, und zwar gleichmäßig verteilt in jede Richtung. Für beide Gitter sind auch andere Einheitszellen möglich.

Element 1 liegt jeweils im Koordinatenursprung und sämtliche Amplituden sind identisch ($a_1 = 1$). Für das rechteckige Gitter ergibt sich der *array factor*

$$\mathbf{F}_a(u, v) = \sum_{m=1}^9 a_i \left(\begin{array}{c} \cos \left((m-1) \frac{\pi}{9} \right) \\ \sin \left((m-1) \frac{\pi}{9} \right) \end{array} \right) e^{j(k(x_m(u-u_0)+y_m(v-v_0))+(m-1)\frac{\pi}{9})}, \quad (2.67)$$

wobei x_m und y_m die Positionen der Elemente kennzeichnen. Die Bedingungen für ein Auftreten kopolarer sekundärer Hauptkeulen gleichen dem Fall, dass sämtliche Strahler identisch polarisiert sind (siehe Gleichungen 2.31 und 2.32 und Herleitung). Die Bedingungen für ein Auftreten kreuzpolarer sekundärer Hauptkeulen lauten:

$$\frac{2\pi}{\lambda_0} (x_m(u - u_0) + y_m(v - v_0)) + \frac{(m-1)\pi}{9} \stackrel{!}{=} n \cdot 2\pi + \left(2\pi - \frac{(m-1)\pi}{9} \right) \quad (2.68)$$

mit

$$n = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots \quad (2.69)$$

Es ergeben sich die direkt lösbaren Ausdrücke:

$$u_m = \frac{\lambda_0(n + \frac{10-m}{9})}{x_m} + u_0 \quad \text{mit } m = 2, 3, \quad (2.70)$$

$$v_m = \frac{\lambda_0(n + \frac{10-m}{9})}{y_m} + v_0 \quad \text{mit } m = 4, 7, \quad (2.71)$$

und, in Abhängigkeit davon, weitere Gleichungen für u_m und v_m :

$$u_{m,t} = \frac{\lambda_0(n + \frac{10-m}{9}) - y_m(v_t - v_0)}{x_m} + u_0 \quad \text{mit } m = 5, 6, 8, 9 \quad \text{und } t = 4, 7, \quad (2.72)$$

$$v_{m,t} = \frac{\lambda_0(n + \frac{10-m}{9}) - x_m(u_t - u_0)}{y_m} + v_0 \quad \text{mit } m = 5, 6, 8, 9 \quad \text{und } t = 2, 3, \quad (2.73)$$

Die Ergebnisse aus diesen Gleichungen können ebenfalls wieder ineinander eingesetzt werden. Man erhält mehr Bedingungen als Unbekannte, genauer gesagt stehen acht Gleichungen zur Findung der beiden unbekannt Richtungen u und v zur Verfügung. Da nicht jede Gleichung durch identische Richtungen u und v gelöst wird, erhält man mehrere sekundäre Hauptkeulen, die allerdings eine geringere Amplitude als die Hauptkeule aufweisen können. Diese Lösungen sollen deshalb nicht als sekundäre Hauptkeulen sondern als Zwischenergebnisse bezeichnet werden.

Der *array factor* für das dreieckige Gitter ist mit Ausnahme der Position der Elemente (x_m und y_m) identisch zu Gleichung 2.67. Die Richtungen für die kopolaren sekundären Hauptkeulen sind die gleichen wie beim „normalen“ dreieckigen Gitter. Die Bedingungen für ein Auftreten kreuzpolarer sekundärer Hauptkeulen ergeben sich analog. Sie führen zu zwei direkt lösbaren Ausdrücken:

$$u_2 = \frac{\lambda_0(m + \frac{8}{9})}{d_x} + u_0, \quad (2.74)$$

$$v_7 = \frac{\lambda_0(m + \frac{3}{9})}{2d_y} + v_0, \quad (2.75)$$

und, in Abhängigkeit davon, weitere Gleichungen für u_m und v_m :

$$u_{m,t} = \frac{\lambda_0(n + \frac{10-i}{9}) - y_m(v_t - v_0)}{x_m} + u_0 \quad \text{mit } m = 3, 4, 5, 6, 8, 9 \quad \text{und } t = 7, \quad (2.76)$$

$$v_{m,t} = \frac{\lambda_0(n + \frac{10-i}{9}) - x_m(u_t - v_0)}{y_m} + v_0 \quad \text{mit } m = 3, 4, 5, 6, 8, 9 \quad \text{und } t = 2, \quad (2.77)$$

Die Zwischenergebnisse beider Gleichungssysteme sind zahlreich. Ein Teil ist für beide Einheitszellen in den Abbildungen 2.28 und 2.29 dargestellt.

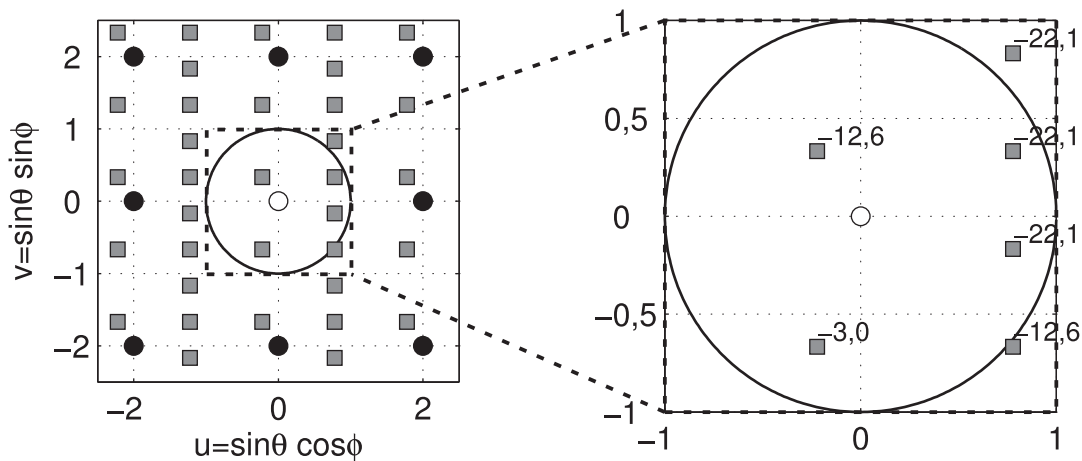


Abbildung 2.28: Richtungen der potenziellen sekundären Hauptkeulen einer Einheitszelle mit neun Basisvektoren auf einem rechteckigen Gitter und vergrößerter Ausschnitt mit Angabe der Amplituden in dB.

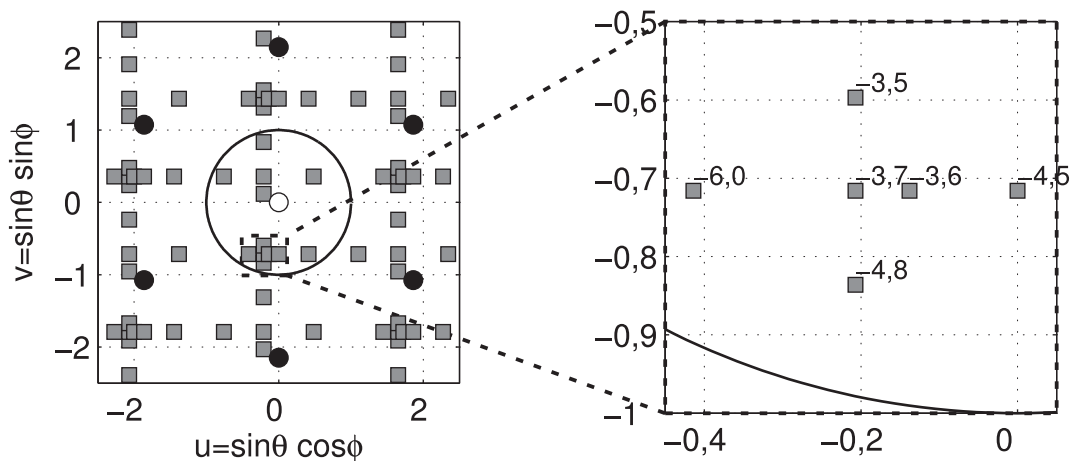


Abbildung 2.29: Richtungen der potenziellen sekundären Hauptkeulen einer Einheitszelle mit neun Basisvektoren auf einem dreieckigen Gitter und vergrößerter Ausschnitt mit Angabe der Amplituden in dB.

Für das rechteckige Gitter gilt $d = d_x = d_y = 0,5 \lambda_0$, für das dreieckige $d_x = 0,5 \sqrt{\frac{2}{\sqrt{3}}} \lambda_0 \cong$

$0,54\lambda_0$, $d_y = \frac{\sqrt{3}}{2}d_x$. Es sind sowohl ko- (schwarze Kreise) als auch kreuzpolare (graue Quadrate) Zwischenergebnisse angezeigt. Die Amplitude der Zwischenergebnisse kann mit Hilfe des *array factors* bestimmt werden. Da jedoch mit neun Elementen noch keine starke Strahlbündelung erreicht wird, kann erst nach einer weiteren Untersuchung des *array factors* mit vielen Elementen festgestellt werden, dass die sekundären Hauptkeulen mit großer Amplitude bei beiden Einheitszellen jeweils im dritten Quadranten des sichtbaren Bereichs ($u < 0$ und $v < 0$) liegen. Vergrößerte Ausschnitte dieser Bereiche sind ebenfalls in den Abbildungen 2.28 und 2.29 dargestellt. Außerdem sind in den vergrößerten Ausschnitten jeweils die Amplituden der Zwischenlösungen in dB angegeben. Die Amplitude in Hauptstrahlrichtung (weißer Kreis) beträgt -3 dB. Die Amplituden der anderen Zwischenlösungen verringern sich stetig durch Erhöhung der Anzahl der Elemente, liegen dann auf dem gleichen Niveau wie die Nebenkeulen und sind daher als unkritisch einzustufen.

Man erkennt, dass der Schwenkbereich beider Anordnungen gleich Null ist, da in beiden Fällen bereits mindestens eine sekundäre Hauptkeule innerhalb des sichtbaren Bereichs liegt, ohne dass die Hauptstrahlrichtung geändert wird. Die Amplitude der sekundären Hauptkeulen ist zwar teilweise etwas kleiner als die der Hauptstrahlrichtung, verringert sich aber auch nicht bei einer Erhöhung der Anzahl der Elemente des Gruppenstrahlers. Allerdings kann sich im Falle des dreieckigen Gitters bei einer Erhöhung der Anzahl der Elemente die Lage der sekundäre Hauptkeule noch etwas verändern (wenige Grad). Dies resultiert daraus, dass sich die Anteile der Einzelstrahler nicht alle in eine bestimmte Richtung konstruktiv überlagern und mit der Einheitszelle unterschiedliche Aperturen realisierbar sind. Je nach Apertur, beispielsweise dreieckig, hexagonal oder ganz anders, ergibt sich eine leicht andere Richtung.

Um einen Schwenkbereich größer Null zu erhalten, müsste man die Elementabstände deutlich verringern, was allerdings zu einer sehr hohen Elementdichte führen würde. Ziel der Betrachtung der verschiedenen Gitter war stets eine mögliche Verringerung der Elementdichte, weshalb von einer weiteren Untersuchung dieser beiden Einheitszellen, also einer Wiederholung aller Berechnungen wie sie für zwei und drei Basisvektoren durchgeführt wurden, abgesehen wird.

Dennoch ist im Verlauf der Untersuchungen deutlich geworden, dass der Schwenkbereich eines Gruppenstrahlers sich umso stärker verringert, je mehr unterschiedliche Basisvektoren eine Einheitszelle aufspannen. Dies ist somit auch eine Bestätigung für die Beobachtung aus dem Vergleich des rechteckigen Gitters mit zwei Basisvektoren und dem dreieckigen Gitter mit drei Basisvektoren.

2.4.2 Exkurs: Allgemeiner Ansatz

Es ist ebenfalls möglich, den Schwenkbereich für einen beliebigen Gruppenstrahler - aufgebaut aus einer endlichen Anzahl Einheitszellen mit N Elementen - zu bestimmen. Die Polarisation der Elemente und die Zielpolarisation des Gruppenstrahlers sollen dabei im Prinzip frei wählbar sein. Wenn weiterhin von einem zirkular polarisierten Gruppenstrahler, aufgebaut aus linear polarisierten Elementen, ausgegangen wird, so ergeben sich die Feldvektoren der Einheitszelle zu $\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2, \dots, \mathbf{e}_N$. Das Koordinatensystem ist auch frei wählbar. Legt man das erste Element in den Ursprung, so nehmen die übrigen Elemente die Positionen $(x_2, y_2, z_2), (x_3, y_3, z_3), \dots, (x_N, y_N, z_N)$ ein. Der sich ergebende *array factor* lautet dann:

$$\mathbf{F}_a(u, v, w) = a_1\mathbf{e}_1 + a_2\mathbf{e}_2e^{jk(x_2u+y_2v+z_2w)} + \dots + a_N\mathbf{e}_Ne^{jk(x_Nu+y_Nv+z_Nw)}, \quad (2.78)$$

mit $w = \cos \theta$. Die Bedingung für kopolare sekundäre Hauptkeulen ist, dass sich für den Exponentialterm des *array factors* ein Vielfaches von 2π ergibt. Daraus folgt:

$$\frac{2\pi}{\lambda_0}(x_2(u - u_0) + y_2(v - v_0) + z_2(w - w_0)) \stackrel{!}{=} m_2 \cdot 2\pi \quad (2.79)$$

⋮

$$\frac{2\pi}{\lambda_0}(x_N(u - u_0) + y_N(v - v_0) + z_N(w - w_0)) \stackrel{!}{=} m_N \cdot 2\pi \quad (2.80)$$

Die Indizes 2 bis N von m_n zeigen die Zugehörigkeit zum entsprechenden Element an. Ob sämtliche Bedingungen gleichzeitig erfüllt sein müssen, oder ob schon eine Bedingung das Auftreten einer sekundären Hauptkeule verursacht, hängt von der Einheitszelle ab und kann nicht vorausgesagt werden (vergleiche auch rechteckige und dreieckige Gitter).

Die benötigte Rotation der Elemente zur Erzeugung der zirkular polarisierten Welle resultiert in einer Phasenverschiebung ψ_n für jedes Element, berücksichtigt in den Vektoren \mathbf{e}_n und einem weiteren Phasenterm in den Bedingungen für kreuzpolare sekundäre Hauptkeulen:

$$\frac{2\pi}{\lambda_0}(x_2(u - u_0) + y_2(v - v_0) + z_2(w - w_0)) + \psi_2 \stackrel{!}{=} m_2 \cdot 2\pi + (2\pi - \psi_2), \quad (2.81)$$

⋮

$$\frac{2\pi}{\lambda_0}(x_N(u - u_0) + y_N(v - v_0) + z_N(w - w_0)) + \psi_N \stackrel{!}{=} m_N \cdot 2\pi + (2\pi - \psi_N). \quad (2.82)$$

Sämtliche Bedingungen sollten immer einen lösbaren Satz von Gleichungen für die Richtungen der sekundären Hauptkeulen ergeben. Im Falle eines überbestimmten Gleichungssystems können sich für die sekundären Hauptkeulen unterschiedliche Amplituden ergeben, auch unter Einsatz von isotropen Kugelstrahlern (vergleiche vorherigen Fall mit Einheitszelle bestehend aus neun Elementen). Für dreidimensionale Gruppenstrahler wird gemäß $u^2 + v^2 + w^2 = 1$ aus dem sichtbaren kreisförmigen Bereich im uv -Raum eine Kugeloberfläche im uvw -Raum. Zur Bestimmung des Schwenkbereichs muss abermals die nutzbare Fläche im uvw -Raum bestimmt werden. Dies kann jedoch je nach Einheitszelle des Gruppenstrahlers eine komplexe Aufgabe sein, die gegebenenfalls besser numerisch gelöst werden sollte.

Dreidimensionales Beispiel

Für in der Praxis relevante dreidimensionale Anordnungen von Gruppenstrahlerelementen kann die vorgestellte Methode unter Umständen nicht direkt angewendet werden. Bei gestapelten Dipolantennen beispielsweise ist eine starke gegenseitige Verkopplung der Elemente gewünscht, um ein bestimmtes Richtdiagramm zu formen. Bei konformen Gruppenstrahlern ist das Richtdiagramm nicht nur im Raum verschoben sondern auch gedreht. In beiden Fällen können die nicht identischen Richtdiagramme das Auftreten von sekundären Hauptkeulen stark beeinflussen, vor allem die Amplitude wird nicht immer identisch ausfallen.

Als Beispiel soll an dieser Stelle die in Abbildung 2.14a gezeigte Anordnung leicht modifiziert werden. Die ursprüngliche Anordnung soll in der xy -Ebene liegen, der Parameter d wird in d_x und d_y aufgeteilt. Die beiden Elemente auf der rechten Seite werden um d_z in z -Richtung verschoben. Diese

Anordnung könnte als die Einheitszelle eines konformen Gruppenstrahlers angesehen werden. Der *array factor* ist dann

$$\begin{aligned} \mathbf{F}_a(u, v, w) = & \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} e^{j(k(d_x(u-u_0)+d_z(w-w_0))+\frac{\pi}{2})} \\ & + \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} e^{j(kd_y(v-v_0)+\frac{\pi}{2})} + \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} e^{jk(d_x(u-u_0)+d_y(v-v_0)+d_z(w-w_0))}. \end{aligned} \quad (2.83)$$

Aufgrund des nun dreidimensionalen uvw -Raumes sind die Richtungen der ko- und kreuzpolaren sekundären Hauptkeulen mit sechs Gleichungen zu bestimmen:

$$u_m = \frac{m\lambda_0}{d_x} + u_0 - \frac{d_z}{d_x}(w_p - w_0), \quad (2.84)$$

$$v_n = \frac{n\lambda_0}{d_y} + v_0, \quad (2.85)$$

$$w_p = \frac{p\lambda_0}{d_y} + w_0 - \frac{d_x}{d_z}(u_m - u_0), \quad (2.86)$$

$$u_q = \frac{(2q+1)\lambda_0}{2d_x} + u_0 - \frac{d_z}{d_x}(w_s - w_0), \quad (2.87)$$

$$v_r = \frac{(2r+1)\lambda_0}{2d_y} + v_0, \quad (2.88)$$

$$w_s = \frac{(2s+1)\lambda_0}{2d_y} + w_0 - \frac{d_x}{d_z}(u_q - u_0), \quad (2.89)$$

mit

$$m, n, p, q, r, s = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (2.90)$$

Für den hier verwendeten Gruppenstrahler ist u eine lineare Funktion von w . Im uvw -Raum stellt sich dieser Zusammenhang als eine Gerade dar, wie in Abbildung 2.30 zu sehen ist. Es sind die Richtungen der ko- und kreuzpolaren sekundären Hauptkeulen im uvw -Raum für die Elementabstände $d_x = 0,2\lambda_0$, $d_y = 0,05\lambda_0$ und $d_z = 0,25\lambda_0$ dargestellt. Die relativ hohe Packungsdichte der Elemente dient dabei der besseren Übersicht in der Abbildung.

Ebenfalls abgebildet ist der sichtbare Bereich als gitterförmige Oberfläche einer Kugel im Koordinatenursprung mit dem Radius 1. Die eingestellte Hauptstrahlrichtung ist $u_0 = 0$, $v_0 = 0$ und $w_0 = 1$. Die Richtungen der sekundären Hauptkeulen sind genau dort, wo die Geraden in den sichtbaren Bereich treten, was hier nicht geschieht, weil der Elementabstand klein genug ist. Um die Richtungen der sekundären Hauptkeulen in ϕ und θ zu erhalten, müssen die Schnittpunkte von Kugeloberfläche und den Geraden in den $\phi\theta$ -Raum zurück transformiert werden.

Man könnte die Gleichungen (2.84) bis (2.89) im Übrigen auch direkt lösen, nachdem man die Terme $u = \sin\theta \cos\phi$, $v = \sin\theta \sin\phi$ und $w = \cos\theta$ ergänzt hat. Man erhält eine quadratische Gleichung, wobei das Ergebnis reell für eine sekundäre Hauptkeule im sichtbaren Bereich ist und komplex für sekundäre Hauptkeulen, die außerhalb liegen. Allerdings erhält man bei der direkten Lösung keinen Überblick über die Lage der sekundären Hauptkeulen in unmittelbarer Nähe des sichtbaren Bereichs. Der einfachere - und auch viel praktischere - Weg zur Lösung dieser Fragestellung wäre, die Einheitszelle soweit im Ursprung zu drehen, bis wieder sämtliche Elemente in einer Ebene liegen. Dies

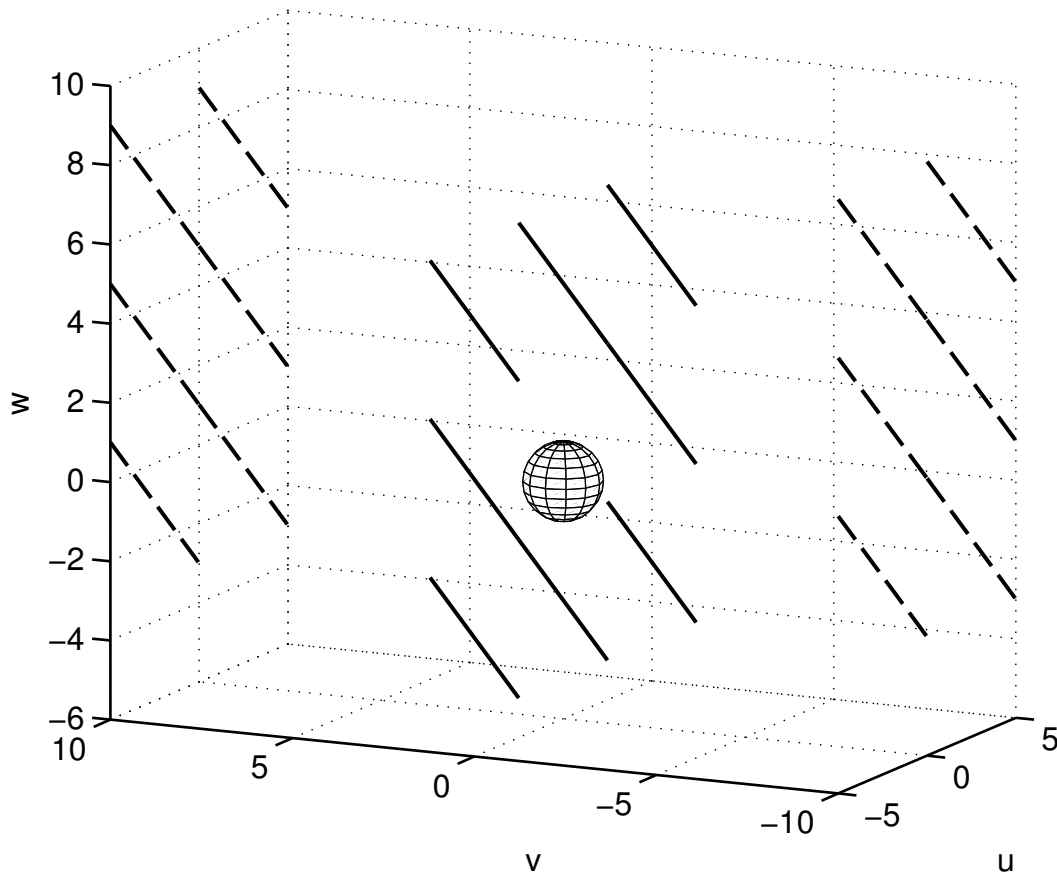


Abbildung 2.30: Richtungen der ko- (durchgezogene Linien) und kreuzpolaren (unterbrochene Linien) sekundären Hauptkeulen für ein dreidimensionales Gitter mit $d_x = 0,2 \lambda_0$, $d_y = 0,05 \lambda_0$ und $d_z = 0,25 \lambda_0$.

führt auch zu einem Rotieren der Geraden in Abbildung 2.30: Sie sind dann parallel zur w -Richtung. Die Geraden stellen also auf der uv -Ebene nur noch Punkte dar, und man erhält wieder das gleiche Ergebnis, wie bei der planaren Untersuchung im uv -Raum.

2.4.3 Zirkular polarisierte Einzelstrahler

Wie in den vorherigen Abschnitten dargestellt, bewirkt die sequenzielle Rotation linear polarisierter Elemente eines aktiven Gruppenstrahlers eine erhöhte oder bestenfalls gleich bleibende Integrationsdichte von Halbleiterbauelementen bei vorgegebenem Schwenkbereich. Es bringt also kaum Vorteile mit sich, dieses Verfahren zur Erzeugung eines zirkular polarisierten Signals einzusetzen.

Bei Einsatz von identisch polarisierten Strahlern ist das Ergebnis, was die Wahl des optimalen Gitters angeht, eindeutig, wenn die Integrationsdichte für einen vorgegebene Schwenkbereich möglichst klein sein soll. Ohne auf die Berechnungen im uv -Raum näher einzugehen, sind in den Abbildungen 2.31 und 2.32 die Ergebnisse im $\phi\theta$ -Raum für einen Schwenkbereich von 60° dargestellt.

Die Elementabstände sind $d_x = d_y = 0,54 \lambda_0$ für das rechteckige und $d_x = 0,62 \lambda_0$ und $d_y = \frac{\sqrt{3}}{2} d_x$

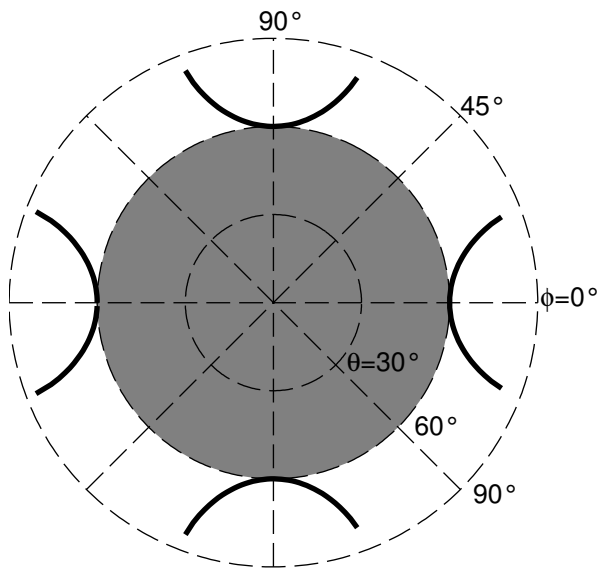


Abbildung 2.31: Schwenkbereich (schwarze Linie) eines planaren Gruppenstrahlers auf einem rechteckigen Gitter im $\phi\theta$ -Raum, $d_x = d_y = 0,54 \lambda_0$, $\theta_{min} = 60^\circ$.

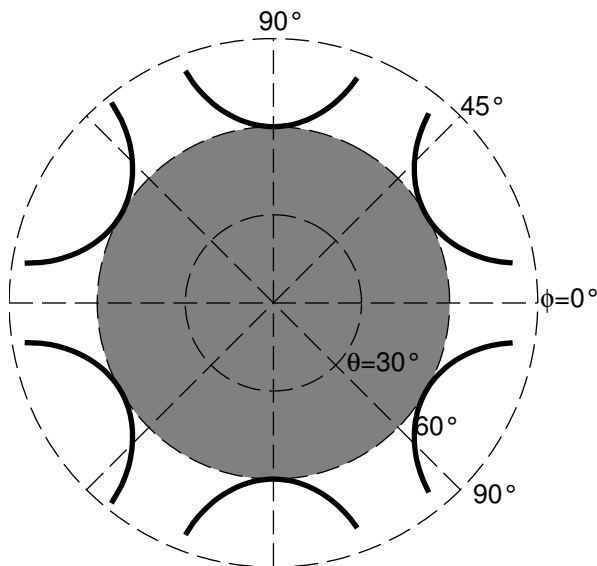


Abbildung 2.32: Schwenkbereich (schwarze Linie) eines planaren Gruppenstrahlers auf einem dreieckigen Gitter im $\phi\theta$ -Raum, $d_x = 0,62 \lambda_0$, $d_y = \frac{\sqrt{3}}{2} d_x$, $\theta_{min} = 60^\circ$.

für das dreieckige Gitter. Man erhält 3,48 bzw. 2,61 Elemente/ λ_0^2 . Ein ähnliches Verhältnis ergibt sich auch für andere Schwenkbereiche.

Als Gesamtergebnis dieses Unterkapitels bleibt festzuhalten, dass für eine aktive Antenne die Einzelstrahler identisch polarisiert und auf einem dreieckigen Gittern angeordnet sein müssen, wenn die geringste Integrationsdichte von Halbleiterbauelementen erreicht werden soll. Für ein symmetrisches Richtdiagramm mit möglichst geringem SLL sollte die Apertur dabei kreisförmig ausgeführt werden [44]. Bei Einsatz von *patch*-Antennen als Einzelelemente bietet sich eine dreieckige Form an, da diese Elemente, verglichen mit üblicherweise rechteckigen Elementen, auf einem dreieckigen Gitter gut platziert werden können. Allerdings haben Untersuchungen in [85] gezeigt, dass die Abstrahlungseigenschaften nur sehr schwierig anzupassen bzw. zu optimieren sind. Im Falle von zirkularer Polarisation ist sowohl mit einem hohen Achsenverhältnis als auch mit einem unsymmetrischen Einzelrichtdiagramm zu rechnen.

Zu beachten ist bei sämtlichen Überlegungen allerdings auch, dass der Entwurf der aktiven Antennen konform mit dem modularen Prinzip sein muss. Wie bereits erwähnt, sind Antennen bestehend aus vielen tausenden Einzelementen anders nur schwierig zu realisieren. Dies kann in der Tat mit auf einem rechteckigen Gitter aufgebauten Antennenmodulen einfacher ausfallen. Für diese Wahl des Gitters ist die gewählte Gesamtarchitektur entscheidend, worauf in Abschnitt 2.6 näher eingegangen werden soll.

2.5 Verkopplung und Kalibrierung

Nicht erst im Ka-Band sondern auch schon bei niedrigeren Frequenzen ist davon auszugehen, dass die einzelnen Kanäle eines aktiven Gruppenstrahlers unterschiedliche Eigenschaften besitzen. Sowohl die Amplituden als auch die Phasen der Signale unterscheiden sich und verursachen somit Fehler bei der Ausbildung einer Hauptkeule [86]. Ohne eine möglichst genaue Kenntnis dieser Variationen unter den Kanälen ist ein effizienter Betrieb eines Gruppenstrahlers nicht möglich.

Um die Variationen zu kompensieren werden M komplexe Kalibrierkoeffizienten benötigt, also ein Koeffizient für jedes Antennenelement. Für einen Gruppenstrahler ohne jegliche Verkopplung der Antennenelemente wäre diese Art der Kalibrierung nicht nur ausreichend sondern perfekt. Allerdings können in der Regel die Verkopplungen der Antennenelemente und auch die der aktiven Kanäle nicht vernachlässigt werden. Je nach Integrationsdichte kann dieser Beitrag Fehler in ähnlicher Größenordnung verursachen. Ohne Ausnutzung von Symmetrien werden zur Kompensation von Variation und Verkopplung $M \times M$ bis $2M \times M$ Kalibrierkoeffizienten benötigt [87]. Ausführliche Informationen über die Kalibrierung von Gruppenstrahlern inklusive passender Messverfahren finden sich unter anderem ebenfalls in [87] und in [88]. Sowohl die Messverfahren als auch die eigentlichen Kalibriervorschriften können sich wesentlich unterscheiden, je nachdem ob es sich um ein *phased array*, eine DBF-Antenne oder eine hybride Konstruktion handelt.

Mittels geeigneter auf [89–91] aufbauenden Kalibrierungsvorschriften sollen in dieser Arbeit zwei Ziele verfolgt werden. Ziel 1 ist die Überprüfung der Funktionstüchtigkeit einer realisierten Antenne, stellt also einen notwendigen Zwischenschritt von der Messung bis zur Auswertung dar. Als zweites sollen aus den Kalibrierergebnissen Rückschlüsse auf die Eigenschaften des Gruppenstrahlers, beispielsweise auf die Verkopplung der Elemente, gezogen werden.

Die in Abschnitt 2.1 gezeigten Gleichungen gelten nur für den idealen, ungestörten Fall. In diesem Abschnitt werden die Grundlagen der Kalibrierung von Antennen wiedergegeben. Ziel ist es, ein ausreichend gutes Gruppenstrahlermodell sowie einen geeigneten Kalibrieralgorithmus zu entwickeln, um in der Lage zu sein, aktive Antennen auch bei Einsatz von PDM erfolgreich zu kalibrieren.

2.5.1 Einmodige Verkopplung

Ein häufig verwendeter Ansatz zur Beschreibung einer einfachen Verkopplung von Gruppenstrahlerelementen ist in Abbildung 2.33 für den Empfangsfall schematisch dargestellt. Die aktive Charakteristik eines Einzelstrahlers setzt sich dabei aus der Überlagerung seiner eigenen Charakteristik und den Einflüssen von anderen Einzelstrahlern zusammen.

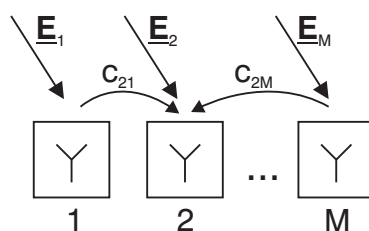


Abbildung 2.33: Schematische Darstellung der Verkopplung in einem Gruppenstrahler mit M Elementen.

Dieses Verhalten wird für ein *array* bestehend aus M Einzelstrahlern durch

$$f_m^a(u, v) = c_{mm}f_m^i(u, v) + \sum_{n=1, n \neq m}^M c_{mn}f_n^i(u, v) \quad (2.91)$$

beschrieben. In den Einzelcharakteristiken f_n^i ist bereits die örtliche Verschiebung der Einzelstrahler berücksichtigt, so dass alle Strahler auf ein Phasenzentrum bezogen sind. Die c_{mn} sind die komplexen Koeffizienten der Verkopplungsmatrix $\underline{\underline{c}}$, die die komplette Verknüpfung zwischen aktiver und idealer Charakteristik gemäß

$$\mathbf{v}_e(u, v) = \begin{pmatrix} f_1^a(u, v) \\ f_2^a(u, v) \\ \vdots \\ f_M^a(u, v) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} c_{11} & c_{12} & \cdots & c_{1M} \\ c_{21} & c_{22} & \cdots & c_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{M1} & c_{M2} & \cdots & c_{MM} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} f_1^i(u, v) \\ f_2^i(u, v) \\ \vdots \\ f_M^i(u, v) \end{pmatrix} = \underline{\underline{c}}\mathbf{v}(u, v) \quad (2.92)$$

formuliert. Die Einzelcharakteristiken werden hierfür zu dem sogenannten *steering vector* $\mathbf{v}(u, v)$ zusammengefasst. Der Index e von $\mathbf{v}_e(u, v)$ kennzeichnet die fehlerbehaftete, aktive Charakteristik. In [87] wird aufgezeigt, dass diese Verkopplungsmatrix mit der üblichen Streumatrix \mathbf{S} der Antennen gemäß

$$\underline{\underline{c}} = \mathbf{S} + \mathbf{I} \quad (2.93)$$

zusammenhängt. \mathbf{I} kennzeichnet hierbei die Einheitsmatrix. Mit dieser Beschreibung können nun neben der eigentlichen Verkopplung auch andere nichtideale Effekte eines Antennenarrays berücksichtigt werden. Bei Annahme einer einmodigen und linearen Verkopplung ist diese Beschreibung exakt und vollständig, jedoch nur für eine Frequenz gültig. Einmodige Verkopplung bedeutet, dass zwischen der Charakteristik des Strahlers in der Gruppe und der Anregung in der Torebene der Streumatrix ein einmodiger Zusammenhang vorliegt. Die Stromverteilung auf einem isolierten Antennenelement und einem Antennenelement in einem Gruppenstrahler unterscheidet sich also nur durch eine komplexe Konstante, die Form der Stromverteilung unterscheidet sich jedoch nicht.

Zur Wiederherstellung des gewünschten Systemverhaltens muss die inverse Verkopplungsmatrix $\underline{\underline{c}}^{-1}$ gefunden werden, um mittels

$$\mathbf{v}(u, v) = \underline{\underline{c}}^{-1}\mathbf{v}_e(u, v) \quad (2.94)$$

den idealen Antennenausgangsvektor zu rekonstruieren. Wie bereits erwähnt, ist diese Entkopplung für den linearen, einmodigen Fall vollständig und vor allem winkelunabhängig. Außerdem ist nach der Entkopplung keine weitere Kalibrierung erforderlich; die unterschiedlichen Eigenschaften der

Einzelelemente sind ebenfalls in \underline{c} bzw. \underline{c}^{-1} berücksichtigt.

Eine schematische Übersicht zur Entkopplung ist in Abbildung 2.34 dargestellt. Die inverse Verkopplungsmatrix muss dazu durch Multiplikation mit dem Antennenausgangsvektor in das System eingebunden werden. Alle anderen Empfangs- bzw. SendeprozEDUREN (engl. *array processing*) - wie digitale Signalverarbeitung oder Algorithmen zur Richtungsschätzung (engl. *direction of arrival estimation* - DOA estimation) - bleiben unverändert.

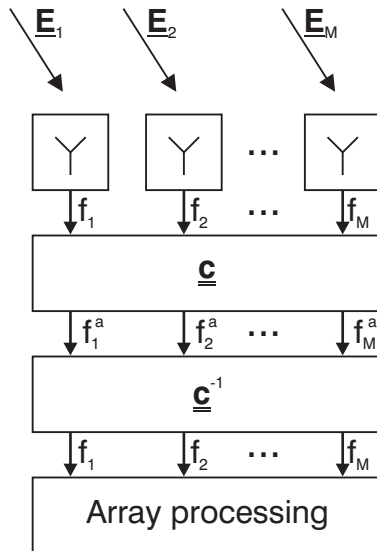


Abbildung 2.34: Kompensation der Verkopplung durch inverse Verkopplungsmatrix.

Ziel eines Kalibrierverfahrens, wie es in Abbildung 2.34 dargestellt ist, muss es sein, die Verkopplungskoeffizienten möglichst genau zu bestimmen. Dafür werden in der Literatur mehrere Möglichkeiten und Ansätze beschrieben, die z. B. auf Diagrammsynthese oder statistischer Signalverarbeitung beruhen. Jedoch kann nicht jedes Verfahren auf jeden Gruppenstrahler angewendet werden. Es gibt z. B. Einschränkungen bezüglich der Art der Antenne (ein- oder zweidimensional) oder der Gleichheit der Einzelstrahler. In [87] ist zu dieser Thematik eine gute Übersicht vorhanden. Neben der *Fourier-* [92] und der *Beamspace-* Analyse als Möglichkeit zur Bestimmung der Verkopplungskoeffizienten wird auch die in [93] erstmalig in diesem Zusammenhang vorgestellte Methode der kleinsten Fehlerquadrate ohne Berücksichtigung möglicher Symmetrien behandelt. Diese Methode vermeidet einige Einschränkungen anderer Verfahren und wird im Folgenden näher betrachtet. Zunächst wird Gleichung (2.92) umgestellt zu

$$\begin{pmatrix} f_1^i(u, v) \\ f_2^i(u, v) \\ \vdots \\ f_M^i(u, v) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} c_{11}^{(-1)} & c_{12}^{(-1)} & \dots & c_{1M}^{(-1)} \\ c_{21}^{(-1)} & c_{22}^{(-1)} & \dots & c_{2M}^{(-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{M1}^{(-1)} & c_{M2}^{(-1)} & \dots & c_{MM}^{(-1)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} f_1^a(u, v) \\ f_2^a(u, v) \\ \vdots \\ f_M^a(u, v) \end{pmatrix}. \quad (2.95)$$

Der obere Index (-1) bedeutet, dass es sich um die Koeffizienten der inversen Verkopplungsmatrix handelt. Wenn man durch Abtastung über N Raumwinkel die Richtungen $(u, v)_n$ definiert, kann

man die erste Zeile von (2.95) umschreiben zu

$$f_1^a(u, v)_1 c_{11}^{(-1)} + f_2^a(u, v)_1 c_{12}^{(-1)} + \dots + f_M^a(u, v)_1 c_{1M}^{(-1)} = f_1^i(u, v)_1 \quad (2.96)$$

$$f_1^a(u, v)_2 c_{11}^{(-1)} + f_2^a(u, v)_2 c_{12}^{(-1)} + \dots + f_M^a(u, v)_2 c_{1M}^{(-1)} = f_1^i(u, v)_2 \quad (2.97)$$

⋮

$$f_1^a(u, v)_N c_{11}^{(-1)} + f_2^a(u, v)_N c_{12}^{(-1)} + \dots + f_M^a(u, v)_N c_{1M}^{(-1)} = f_1^i(u, v)_N. \quad (2.98)$$

Die Erweiterung dieses Aufbaus für jedes Einzelstrahlerdiagramm führt zu

$$\begin{pmatrix} f_1^a(u, v)_1 & f_2^a(u, v)_1 & \dots & f_M^a(u, v)_1 \\ f_1^a(u, v)_2 & f_2^a(u, v)_2 & \dots & f_M^a(u, v)_2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ f_1^a(u, v)_N & f_2^a(u, v)_N & \dots & f_M^a(u, v)_N \end{pmatrix} \begin{pmatrix} c_{11}^{(-1)} & c_{21}^{(-1)} & \dots & c_{M1}^{(-1)} \\ c_{12}^{(-1)} & c_{22}^{(-1)} & \dots & c_{M2}^{(-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{1M}^{(-1)} & c_{2M}^{(-1)} & \dots & c_{MM}^{(-1)} \end{pmatrix} \quad (2.99)$$

$$= \begin{pmatrix} f_1^i(u, v)_1 & f_2^i(u, v)_1 & \dots & f_M^i(u, v)_1 \\ f_1^i(u, v)_2 & f_2^i(u, v)_2 & \dots & f_M^i(u, v)_2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ f_1^i(u, v)_N & f_2^i(u, v)_N & \dots & f_M^i(u, v)_N \end{pmatrix},$$

in Kurzform

$$\underline{\underline{\mathbf{f}}}^a (\underline{\underline{\mathbf{c}}}^{-1})^T = \underline{\underline{\mathbf{f}}}^a \begin{bmatrix} \mathbf{c}_1^{-1} & \mathbf{c}_2^{-1} & \dots & \mathbf{c}_M^{-1} \end{bmatrix} = \underline{\underline{\mathbf{f}}}^i. \quad (2.100)$$

Falls die Anzahl der Richtungen gleich der Anzahl der Einzelstrahler ist - also $N = M$ - muss zur Gewinnung von $\underline{\underline{\mathbf{c}}}^{-1}$ nur ein komplexes lineares Gleichungssystem gelöst werden. Für den Fall $N > M$ handelt es sich um ein überbestimmtes Gleichungssystem, dessen Lösung ein Minimierungsproblem darstellt. Es müssen also M Probleme im Sinne des kleinsten Fehlerquadrates (*least square*)

$$\min_{\mathbf{c}_m} \left\| \underline{\underline{\mathbf{f}}}^a \mathbf{c}_m - \mathbf{f}_m^i \right\|^2 \quad (2.101)$$

gelöst werden. In [93] wird für die Lösung von Gleichung 2.101 die QR-Zerlegung

$$\underline{\underline{\mathbf{f}}}^a = \underline{\underline{\mathbf{Q}}}\underline{\underline{\mathbf{R}}} \quad (2.102)$$

angewendet. Für die unitäre $N \times N$ Matrix $\underline{\underline{\mathbf{Q}}}$ gilt nach [94]

$$\underline{\underline{\mathbf{Q}}}^H \underline{\underline{\mathbf{Q}}} = \underline{\underline{\mathbf{I}}} \quad (2.103)$$

mit

$$\underline{\underline{\mathbf{Q}}}^H = \left[\underline{\underline{\mathbf{Q}}}^* \right]^T. \quad (2.104)$$

$\underline{\underline{\mathbf{R}}}$ stellt eine obere Dreiecksmatrix der Dimension $N \times M$ dar. Für die Lösungsvektoren $\tilde{\mathbf{c}}_m$ kann man jeweils die Gleichung

$$\underline{\underline{\mathbf{Q}}}\underline{\underline{\mathbf{R}}}\tilde{\mathbf{c}}_m = \mathbf{f}_m^i \quad (2.105)$$

aufstellen und nach

$$\underline{\underline{\mathbf{R}}}\tilde{\mathbf{c}}_m = \underline{\underline{\mathbf{Q}}}^H \mathbf{f}_m^i \quad (2.106)$$

umformen. Die Tilde auf den Vektoren \tilde{c}_m bedeutet, dass es sich um die Lösung eines Problems im Sinne des kleinsten Fehlerquadrates handelt. Die Gleichungssysteme können nun mittels Rückwärtssubstitution gelöst werden.

Dieses Kalibrierverfahren besitzt den Vorteil, dass es universell ist. Es spielt keine Rolle, ob es sich um ein lineares, planares oder dreidimensionales System handelt, und die Einzelstrahler können ohne Weiteres unterschiedliche Strahlungscharakteristiken aufweisen. Auch der numerische Aufwand ist vernachlässigbar und schon mit relativ wenigen Abtastungen N kann unter Umständen bereits ein gutes Ergebnis erreicht werden.

In [95, 96] wird dieses Verfahren eingehend untersucht und sowohl mit simulierten als auch gemessenen Daten verifiziert. Während die Kompensation der Verkopplung bei simulierten Daten sehr gut funktioniert, ergeben sich bei den Messdaten einige Probleme bzw. Einschränkungen, die in Abschnitt 2.5.2 noch dargestellt werden. Hier soll zunächst auf weitere Möglichkeiten hingewiesen werden, ein überbestimmtes Gleichungssystem zu lösen. In [97] werden neben der QR-Zerlegung auch die Methode der kleinsten Fehlerquadrate mit pseudoinverser Matrix sowie die orthogonale Regression (*engl. total least squares method*) [98] eingesetzt. Im Wesentlichen können keine Unterschiede beim Kalibrierergebnis festgestellt werden. In Grenzbereichen zeigt die orthogonale Regression leichte Vorteile. Deutlich entscheidender als die Variante des quadratischen Ausgleichs ist eine möglichst gleichmäßige Verteilung der Messpunkte, also der abzutastenden Winkel. Sind Verteilung und Anzahl der Messpunkte ausreichend, schneiden die drei Verfahren im Prinzip gleich ab.

2.5.2 Berücksichtigung realer Einflüsse

Es gibt viele Einflüsse während einer Antennenmessung, die man prinzipiell berücksichtigen kann, wobei nicht alle wesentlich für das Mess- bzw. Kalibrierergebnis sind. In der Regel können nicht alle berücksichtigt werden. Im Folgenden werden die in [97, 99] aufgezeigten Möglichkeiten zur Berücksichtigung realer Einflüsse wiedergeben.

Zwischen aktiver und entkoppelter Charakteristik wird bei allen Verfahren ein linearer Zusammenhang vorausgesetzt. Die Einzelstrahler sind keine isotropen Kugelstrahler. Bei Antennen kleiner quadratischer Apertur (*patch*-Antennen, offene Hohlleiter) lässt sich die Strahlungscharakteristik gut durch

$$a(\theta, p) = \cos^p(\theta) \quad (2.107)$$

annähern. Bei anderen Antennen muss gegebenenfalls ein anderer Term gefunden werden.

Zur anschaulichen Erklärung von möglichen Phasenfehlern ist in Abbildung 2.35 ein linearer Gruppenstrahler mit drei Elementen dargestellt, auf den eine ebene Welle mit der Wellenzahl k einfällt. Zur Messung aus verschiedenen Richtungen wird die Antenne um den Winkel θ geschwenkt. Anstatt einer reinen Rotation ergibt sich eine Kreisbewegung, wenn das Phasenzentrum des Gruppenstrahlers nicht mit dem Drehpunkt übereinstimmt. Dies erzeugt einen winkelabhängigen Laufzeitenunterschied, welcher im ursprünglichen Modell nicht berücksichtigt wird.

Aus einer Verschiebung des Phasenzentrums in z -Richtung um δ_z und einem Drehwinkel θ (siehe Abbildung 2.35) ergibt sich ein Gangunterschied l_z zwischen dem tatsächlichen und dem angenommenen Phasenzentrum von

$$l_z(\theta) = \delta_z(1 - \sin(\frac{\pi}{2} - |\theta|)). \quad (2.108)$$

Ein weiterer Gangunterschied von

$$l_{x,y}(\theta, \phi) = \sin(\theta) \cos(\phi) \delta_x - \sin(\theta) \sin(\phi) \delta_y \quad (2.109)$$

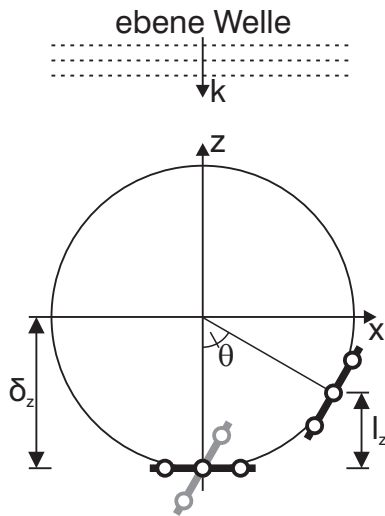


Abbildung 2.35: Phasenfehler bei nicht exakter Ausrichtung des Phasenzentrums ($\delta_x = \delta_y = 0$ und $\delta_z \neq 0$): ideal (grau), tatsächlich (schwarz).

entsteht bei einer Verschiebung des Drehpunktes in x- oder y-Richtung um δ_x oder δ_y . Für die resultierende Phase wird der Fehlerterm

$$d_E(\theta, \phi, \delta_x, \delta_y, \delta_z) = e^{-jk[\sin(\theta) \cos(\phi)\delta_x - \sin(\theta) \sin(\phi)\delta_y + (1 - \sin(\pi/2 - |\theta|))\delta_z]} \quad (2.110)$$

eingeführt. Um systematische Fehler durch eine ungenügende Approximation der Einzelrichtdiagramme und nicht exakter Ausrichtung des Phasenzentrums im zuvor beschriebenen Lösungsansatz zu berücksichtigen, wird, wie in [100] dargestellt, das Gleichungssystem (2.100) erweitert zu

$$\underline{\underline{\mathbf{f}}}^a(\underline{\underline{\mathbf{c}}}^{-1})^T = \underline{\underline{\mathbf{A}}}(\theta, p)\underline{\underline{\mathbf{D}}}(\theta, \phi, \delta_x, \delta_y, \delta_z)\underline{\underline{\mathbf{f}}}^i \quad (2.111)$$

mit

$$\underline{\underline{\mathbf{A}}}(\theta, p) = \begin{bmatrix} \cos^p(\theta_1) & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \cos^p(\theta_N) \end{bmatrix} \quad (2.112)$$

und

$$\underline{\underline{\mathbf{D}}}(\theta, \phi, \delta_x, \delta_y, \delta_z) = \begin{bmatrix} d_E(\theta_1, \phi_1, \delta_x, \delta_y, \delta_z) & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & d_E(\theta_N, \phi_N, \delta_x, \delta_y, \delta_z) \end{bmatrix}. \quad (2.113)$$

Das Minimierungsproblem wird um die Terme $\delta_x, \delta_y, \delta_z$ und p erweitert:

$$\min_{(\underline{\underline{\mathbf{c}}}^{-1})^T, \delta_x, \delta_y, \delta_z, p} \left\| \underline{\underline{\mathbf{f}}}^a(\underline{\underline{\mathbf{c}}}^{-1})^T - \underline{\underline{\mathbf{A}}}\underline{\underline{\mathbf{D}}}\underline{\underline{\mathbf{f}}}^i \right\|_F^2, \quad (2.114)$$

wobei die Frobeniusnorm gewählt wird [100]. Eine Multiplikation von Gleichung (2.111) von links mit dem adjungierten $\underline{\underline{\mathbf{f}}}^a$ und Auflösen nach $(\underline{\underline{\mathbf{c}}}^{-1})^T$ ergibt

$$(\underline{\underline{\mathbf{c}}}^{-1})^T = ((\underline{\underline{\mathbf{f}}}^a)^* \underline{\underline{\mathbf{f}}}^a)^{-1} (\underline{\underline{\mathbf{f}}}^a)^* \underline{\underline{\mathbf{A}}}\underline{\underline{\mathbf{D}}}\underline{\underline{\mathbf{f}}}^i, \quad (2.115)$$

woraus nach Einsetzen in (2.114) die Fehlerfunktion

$$\begin{aligned} \chi &= \left\| \underline{\mathbf{f}}^a (\underline{\mathbf{c}}^{-1})^T - \underline{\mathbf{A}} \underline{\mathbf{D}} \underline{\mathbf{f}}^i \right\|_F^2 \\ &= \left\| \underline{\mathbf{f}}^a ((\underline{\mathbf{f}}^a)^* \underline{\mathbf{f}}^a)^{-1} (\underline{\mathbf{f}}^a)^* \underline{\mathbf{A}} \underline{\mathbf{D}} \underline{\mathbf{f}}^i - \underline{\mathbf{A}} \underline{\mathbf{D}} \underline{\mathbf{f}}^i \right\|_F^2 \end{aligned} \quad (2.116)$$

folgt. Nach Minimierung dieser Funktion ist die Lösung in (2.111) einzusetzen, um die zuvor beschriebenen Lösungsansätze auf das so modifizierte Gleichungssystem anwenden zu können.

2.5.3 Zweimodige Verkopplung

Von nun an soll die Vereinfachung der einmodigen Verkopplung eines Gruppenstrahlers nicht mehr gelten. Sowohl das elektrische Feld eines Elementes als auch die Verkopplung der Elemente werden somit zu vektoriellen Größen. Es gilt nach wie vor die Fernfeldnäherung, alle Felder sind also rein transversal elektromagnetisch. Die allgemeine Polarisation einer Antenne ist elliptisch und kann zum Beispiel in horizontale und vertikale oder in links und rechts zirkulare Komponenten zerlegt werden (vgl. Gleichungen 2.26 bis 2.29).

In Abbildung 2.36 ist das 4-Tor-Ersatzschaltbild (ESB) eines zweifach gespeisten, zweifach polarisierten Elementarstrahlers für rechts und links zirkulare Polarisation in Streuparameterdarstellung zu sehen [99]. Es entspricht auch dem ESB zweier einfach polarisierten, einfach gespeisten Elementarstrahler und ist reziprok. Anstelle rechts und links zirkularer könnten auch horizontal und vertikal lineare Polarisationen eingesetzt werden.

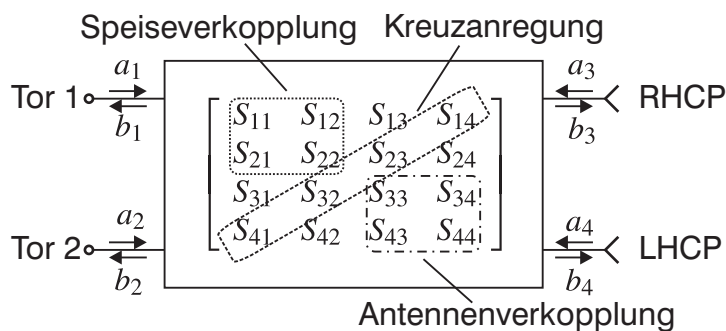


Abbildung 2.36: 4-Tor ESB eines zweifach gespeisten, zweifach polarisierten Elementarstrahlers.

Wie in [83] beschrieben, hat die ideale Streumatrix solch eines Netzwerkes die Form:

$$\underline{\mathbf{S}}_{id} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.117)$$

Die physikalische Bedeutung der Verkopplungskoeffizienten ist ebenfalls in Abbildung 2.36 angedeutet. Die vier Elemente oben links repräsentieren die Streumatrix der Antennenspeisetore. Sie können direkt gemessen oder mit entsprechenden Programmen simuliert werden (vgl. [101, 102]). Die Elemente der zweiten Nebendiagonale beschreiben die kreuzpolare Anregung und sind nur schwierig durch direkte Messungen zu ermitteln, können aber indirekt aus Richtdiagrammen (Achsenverhältnisse) gewonnen werden. Die untere rechte Ecke repräsentiert die Streumatrix der Antennen und

ist Bestandteil der in Gleichung 2.93 eingeführten Verkopplungsmatrix.

Für die Kalibrierung bei zweimodiger Verkopplung folgt, dass die Charakteristiken f_n^a und f_n^i nun vektoriell sind. Das Gleichungssystem wird wie in [103, 104] aufgestellt:

$$\begin{bmatrix} \underline{\mathbf{f}}_{=ko,m1}^a & \underline{\mathbf{f}}_{=kr,m2}^a \\ \underline{\mathbf{f}}_{=kr,m1}^a & \underline{\mathbf{f}}_{=ko,m2}^a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (\underline{\mathbf{c}}^{-1})_{ko,m1}^T & (\underline{\mathbf{c}}^{-1})_{kr,m1}^T \\ (\underline{\mathbf{c}}^{-1})_{kr,m2}^T & (\underline{\mathbf{c}}^{-1})_{ko,m2}^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{f}}_{=m1}^i & 0 \\ 0 & \underline{\mathbf{f}}_{=m2}^i \end{bmatrix}. \quad (2.118)$$

Die zwei Moden werden durch $m1$ und $m2$ unterschieden, und die Indizierungen kr und ko stehen für die kreuz- bzw. kopolaren Verkopplungen und Anteile. Es werden folglich Verkopplungen von identischen und unterschiedlichen Feldverteilungen der Antennen berücksichtigt, um das reale Verhalten der Einzelstrahlerelemente zu modellieren, um also beispielsweise eine elliptisch anstelle einer linear oder zirkular polarisierten Welle darzustellen.

Dazu muss allerdings zwischen den ko- und kreuzpolaren Anteilen unterschieden werden. Beide Moden sind demzufolge getrennt voneinander anzuregen und zu vermessen. Für eine zweifach gespeiste und zweifach polarisierte Antenne werden daher vier komplexwertige Messungen für jeden Winkel durchgeführt.

Das Ergebnis rechtfertigt diesen Aufwand. Nicht nur, dass die Einzelstrahler entkoppelt und die gewünschten Richtdiagramme hergestellt sind, aufgrund der Nullen auf der rechten Seite des Gleichungssystems wird auch die kreuzpolare Komponente minimiert. Dies alles geschieht in einem Schritt durch die Lösung im Sinne des kleinsten Fehlerquadrates.

Im Falle einer Serienfertigung wären aufwendige Kalibriermessungen für jede aktive Antenne unter Umständen sehr kostenintensiv, weshalb dann ein Einsatz interner Kalibriernetzwerke [41] oder externer Kalibrierungs sonden [41, 88, 105] erwogen werden sollte, die zusätzlich zu einer Basis kalibrierung Informationen während des Betriebs beisteuern. Auch Szenarien, in denen definierte Signale mit einer anderen Antenne bekannter Position ausgetauscht werden, sind denkbar.

Auch wenn gute Antennenentwürfe und neue Methoden zur Reduzierung der Verkopplung [106–110] den Bedarf einer Kompensation verringern, so wird eine numerische Entkopplung in absehbarer Zeit und vor allem bei komplexen und sehr großen aktiven Antennen immer eine Verbesserung der Leistungsfähigkeit mit sich bringen. Allerdings ist eine Anwendung der in diesem Kapitel gezeigten Methoden nur Gruppenstrahlern vorbehalten, deren Einzelkanäle in Betrag und Phase manipuliert werden können. *Phased arrays* scheiden also aus, sofern nicht Maßnahmen zur Amplitudenregelung getroffen werden.

Neben den hier gezeigten allgemeinen Ansätzen zur Kalibrierung und Entkopplung gibt es auch Fälle, bei denen anwendungsbezogene Lösungen benötigt werden. In [98] wird beispielsweise beschrieben, wie man eine Entkopplung über eine gewisse Frequenzbandbreite optimiert. Dies ist dann sinnvoll, wenn nur eine und nicht mehrere Entkopplungsmatrizen eingesetzt werden sollen. In [111, 112] wird aufgezeigt, wie man den Effekt der Abstrahlung vom Substratrand bei Gruppenstrahlern bestehend aus *patch*-Antennen bei der Entkopplung kompensieren kann. Auf diese oder andere Speziallösungen wird in der vorliegenden Arbeit nicht weiter eingegangen.

2.6 Aufbauarchitekturen

In diesem Abschnitt sollen die wesentlichen Architekturen für aktive Antennen vorgestellt werden. Nach einem Vergleich der grundlegenden Eigenschaften werden auch realisierte Antennen präsentiert und verglichen. Es wird dabei zunächst weder zwischen Sender und Empfänger noch zwischen

phased arrays und DBF-Antennen unterschieden.

Abbildung 2.37 zeigt eine vereinfachte Übersicht der Entwicklung von Antennenarchitekturen der letzten Jahrzehnte, wie sie auch in [113] beschrieben ist. Die beiden Antennen auf der linken Seite

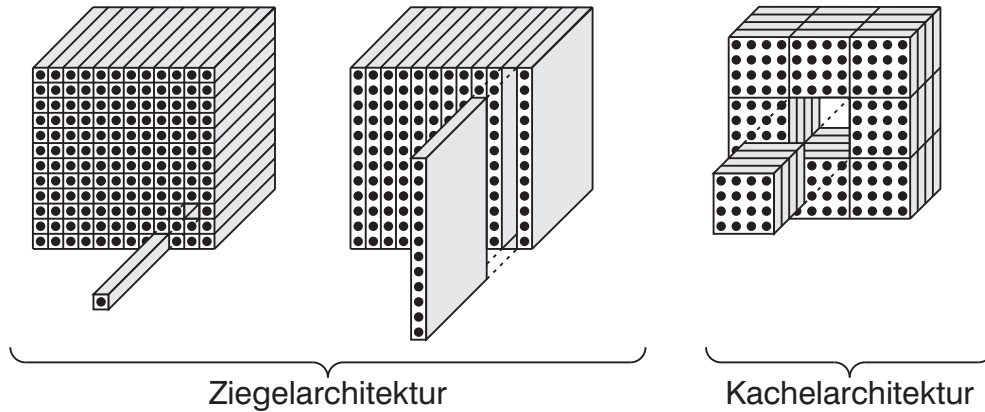


Abbildung 2.37: Vereinfachte Übersicht von Antennenarchitekturen.

sind in der Ziegelarchitektur (engl. *brick architecture*) realisiert. Ein Gruppenstrahler wird dabei aus einzelnen aktiven Antennenelementen oder linearen Gruppenstrahlern zusammengesetzt [114]. Dies war in der Vergangenheit die am häufigsten genutzte Architektur für aktive Antennen; für Antennen mit sehr vielen Elementen ist sie das zum Teil auch heute noch. Sie zeichnet sich aus durch Einsatz von einfachen bekannten HF-Verbindungen und einer möglichen physikalischen Trennung von Systemkomponenten oder Funktionen.

Die rechte Seite in Abbildung 2.37 zeigt eine Antenne in Kachelarchitektur (engl. *tile architecture*), zusammengesetzt aus kleineren planaren Gruppenstrahlern. Aufgrund technologischer Fortschritte auf Halbleiter- wie auch auf Leiterkartenebene ist diese Architektur heute weit verbreitet. Die strahlenden Elemente, die aktiven Bauteile und die Digitalschaltungen sind dabei in parallelen Ebenen angeordnet. Dieser Aufbau ermöglicht eine hohe Dichte an Verbindungen (engl. *high density interconnect* - HDI), wodurch Größe, Gewicht und letztendlich auch Kosten reduziert werden können. Allerdings werden für die Realisierung neuartige HF-Verbindungen zwischen den Ebenen sowie zwischen den Modulen und einer rückseitigen Hauptplatine (engl. *backplane*) benötigt. Übergänge für HF-Signale in Mehrlagenplatinen (engl. *multilayer printed circuit boards* - *multilayer PCB*) sind beispielsweise in [115–117] beschrieben.

In den Projektphasen I bis III des Vorhabens Santana [35, 38, 41, 118] wurde für die HF-Teile der aktiven Antennen erfolgreich die Kachelarchitektur eingesetzt. Abbildung 2.38 zeigt schematisch die realisierte Architektur (HF und ZF) aus der zweiten Projektphase, die wiederum nur unwesentlich von der Architektur aus der Phase I abweicht. Lediglich die HF-Module sind anders aufgebaut.

Die passive Antenne [119] und die Trägerplatine für die aktiven Komponenten (engl. *front-end*) werden getrennt aufgebaut und durch einen anisotrop leitfähigen Klebstoff verbunden [120]. Die in den Chipsätzen entstehende Wärme wird mit Hilfe metallisierter Durchkontaktierungen (engl. *vias*) in der *front-end*-Platine zu einer Kühlplatte geleitet und von dort über eine Flüssigkeit abgeführt. In Projektphase I wurde für das Empfangsmodul zunächst noch Luftkühlung eingesetzt. Dies ist weniger aufwendig als Flüssigkeitskühlung, kann aufgrund der deutlich geringeren Kühlwirkung jedoch nicht für jeden Gruppenstrahler verwendet werden.

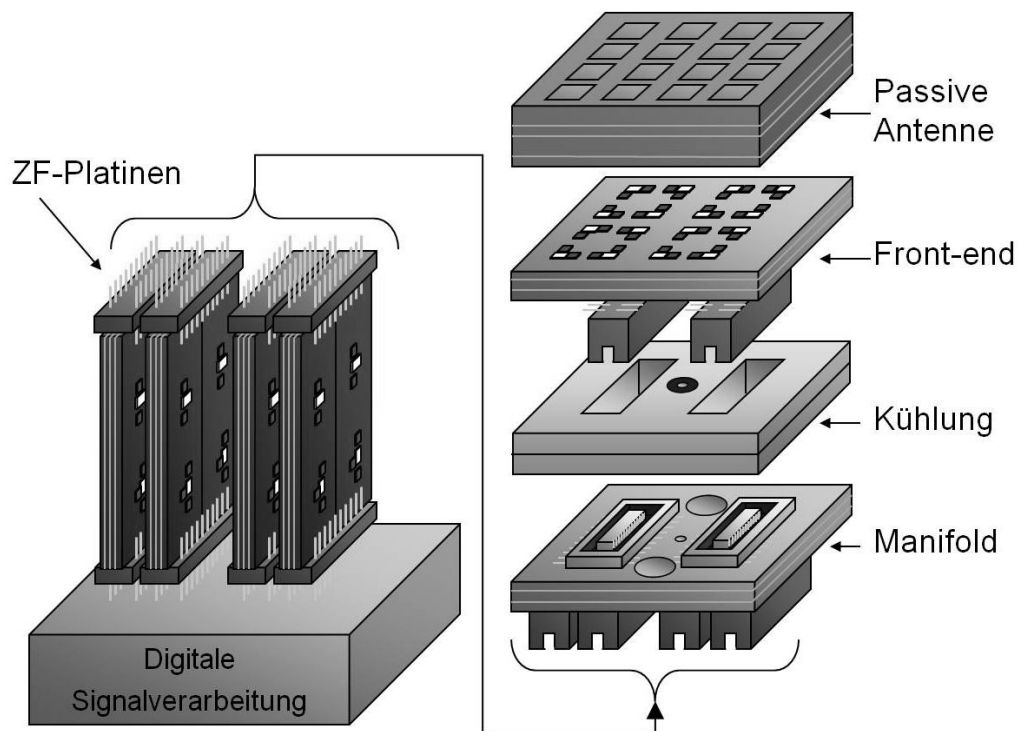


Abbildung 2.38: Architektur des Santana-Systems aus der zweiten Projektphase.

Durch die Kühlplatte hindurch werden mit kommerziellen Steckverbindern sämtliche Gleichspannungs- (engl. *direct current* - DC) und ZF-Signale wie auch das LO-Signal geleitet. Eine Verteilerplatte (engl. *manifold*) dient als Übergang zwischen den HF- und ZF-Platinen, die horizontal bzw. vertikal angeordnet sind. Die Zwischenfrequenzen betragen für Sender und Empfänger 870 MHz und 1855 MHz, das digitale Basisband liegt bei 14 MHz und 70 MHz. Da die HF-Module in Kachel- und die ZF-Platinen in Ziegelarchitektur realisiert sind, handelt es sich strenggenommen um einen hybriden Aufbau, wenn man die gesamte Antenne betrachtet.

Generell gilt für aktive Antennen im Millimeterwellenbereich, dass, um die Übertragungsverluste gering zu halten, die HF-Komponenten nah an der Antenne platziert sein sollten. Und auch die ZF-Komponenten sollten nicht zu weit entfernt vom HF-Teil platziert werden, weshalb diese beiden Punkte bei der Realisierung berücksichtigt werden müssen. Das Basisbandsignal kann auch über weite Strecken verlustarm übertragen werden, weshalb auf die Eigenschaften der Basisbandelektronik wie Platzbedarf, Stromverbrauch, etc. im weiteren Verlauf nicht eingegangen wird.

In Phase III des Vorhabens Santana sind die HF-Module abermals anders realisiert worden [38], jedoch nach wie vor in Kachelarchitektur. Die ZF-Platinen werden nicht mehr direkt am HF-Teil aufgesteckt, sondern befinden sich in einem externen Gehäuse. Die ZF-Verbindung zwischen beiden Einheiten erfolgt über Miniaturkoaxialkabel vom Typ HQCD/EQCD [121]. Die Empfangsantenne bei 20 GHz setzt dabei auf eine Kombination von flexiblen und starren Substraten [122, 123], so dass die HF-Komponenten nicht in einer, sondern zwei Lagen platziert werden können. In Abbildung 2.39 ist dieser Ansatz vereinfacht dargestellt, wobei der benötigte Abstandshalter zwischen den HF-Platinen nicht mit aufgeführt ist.

Durch diese geschickte Erweiterung der Kachelarchitektur wird die Integrationsdichte stark ver-

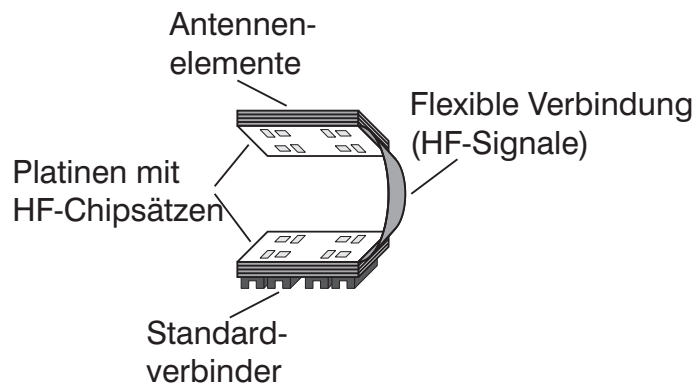


Abbildung 2.39: Erweiterte Kachelarchitektur mit flexiblen HF-Substraten.

ringert, so dass für jedes Antennenelement Platz für einen zweiten Chipsatz zur Verfügung steht, wodurch wiederum eine höhere Verstärkung oder PDM realisiert werden kann. Allerdings kann bei gleich bleibender Funktionalität die Frequenz nicht deutlich erhöht werden, solange nicht effizientere MMICs mit geringerem Platzbedarf zur Verfügung stehen. Dies ist im Grunde auch die Limitierung des ursprünglichen im Vorhaben Santana verfolgten Ansatzes mit nur einer Lage für die HF-Chipsätze auf eine obere Frequenzgrenze von ungefähr 45 GHz [43].

Eine Möglichkeit zur Verringerung der Integrationsdichte der Halbleiterbauelemente, die parallel in Projektphase II des Vorhabens Santana untersucht wurde und in [124] beschrieben wird, ist in Abbildung 2.40 zu sehen. Ein passiver Gruppenstrahler in Kachelarchitektur wird mit Koaxialverbindungen vom Typ MiniSMP [125] mit HF-Platinen verbunden, die wiederum in Ziegelarchitektur aufgebaut sein können. Auch eine Verbindung mit Kabeln ist denkbar, aufgrund der Übertragungsverluste jedoch nicht effizient. Es werden also so viele Koaxialverbindungen wie Einzelstrahler benötigt. Die obere Frequenzgrenze dieses Ansatzes ist hauptsächlich durch die physikalischen Abmessungen der Koaxialverbinder gegeben [101]. Bei einem Platzbedarf von ungefähr $3,7 \times 3,7 \text{ mm}^2$ kann bei einem Elementabstand von $0,5 \lambda_0$ auf einem quadratischen Gitter eine maximale Frequenz von ungefähr 40 GHz erreicht werden, jedoch ohne PDM. Um dies zu realisieren werden doppelt so viele Koaxialverbinder benötigt, wodurch sich der Platzbedarf um den Faktor $\sqrt{2}$ erhöht und die maximale Frequenz sich um den gleichen Faktor verringert.

Neben den zuvor erläuterten Ansätzen aus dem Santana-Projekt gibt es natürlich noch andere Möglichkeiten zur Realisierung aktiver Gruppenstrahler [32, 36, 126–131], wie auch weitere hybride Ansätze, wie beispielsweise eine Kombination aus einem kleinen Gruppenstrahler und einer Reflektorantenne mit großer Antennenwirkfläche. Wie in [38] gezeigt, kann beispielsweise auch durch Maßnahmen auf ZF-Ebene - ohne den HF-Teil zu ändern - der Digitalaufwand reduziert werden, wobei nur geringfügige Einschränkungen resultieren, die das DBF betreffen. Auf diese Ansätze soll hier allerdings nicht näher eingegangen werden. Verschiedene Untersuchungen haben gezeigt, dass vor allem aufgrund der hohen Integrationsdichte der Halbleiterbauelemente weder Frequenz noch Funktionalität dieser Antennen sowie jener aus dem Santana-Projekt in naher Zukunft deutlich gesteigert werden können. Selbst mit MMICs, die für eine spezielle Anwendung entworfen sind (siehe [132]), lassen sich die physikalischen Abmessungen nur geringfügig verringern. Aus diesem Grund wird im Folgenden ein alternativer Ansatz vorgestellt.

Wie zuvor dargelegt, könnten mit den Ansätzen aus dem Santana-Projekt - je nach Ausführung -

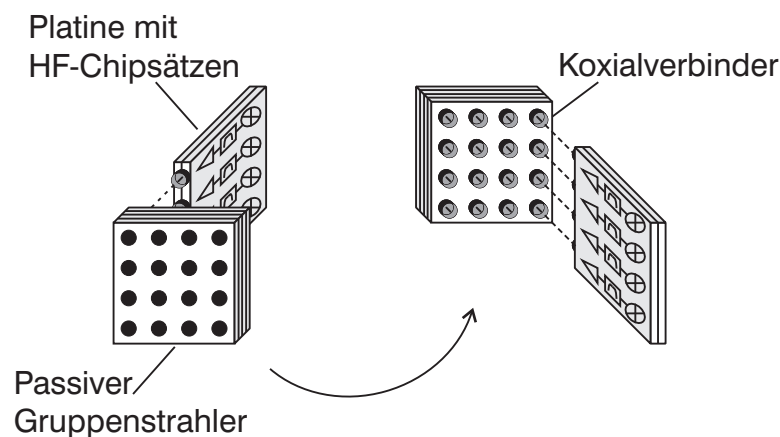


Abbildung 2.40: Vorder- und Rückansicht einer hybriden aktiven Antenne (Ziegel- und Kachelarchitektur).

theoretisch aktive Antennen bis ca. 40 GHz aufgebaut werden. Durch Ausreizen sämtlicher technologischer Möglichkeiten ist sehr wahrscheinlich auch der untere Bereich des U-Bandes (40 bis 60 GHz) erreichbar. Unter der Voraussetzung, dass Randbedingungen wie der Elementabstand (Größenordnung $\lambda_0/2$) identisch bleiben, sind jedoch höhere Frequenzbereiche wie das V-Band (50 bis 75 GHz) oder gar das W-Band (75 bis 110 GHz) nicht zu erreichen. Während passive Komponenten wie die Antennen ohne größere Toleranzprobleme auch noch im W-Band realisierbar sind (siehe beispielsweise Kfz-Radar [133]), so steht für aktive Komponenten in der Kachelarchitektur einfach nicht genügend Platz zur Verfügung.

Anders sieht es bei einer ausschließlichen Anwendung der Ziegelarchitektur aus, wie sie in [101] beschrieben wird. Man gewinnt dadurch einen Freiheitsgrad in Längsrichtung der HF-Platinen, die der Bautiefe der Antenne entspricht. Bei einem typischen Flächenbedarf eines MMIC von 1 bis 2 mm² sind bei linearen *sub-arrays* (mittlerer Gruppenstrahler in Abbildung 2.37) Frequenzen bis 75 GHz erreichbar. Dies gilt für eine einseitige Bestückung der Platinen. Bei einer beidseitigen Bestückung stünde bis 75 GHz genügend Platz für zwei Chipsätze zur Verfügung, wodurch wiederum PDM ermöglicht würde. Bei beidseitiger Bestückung und gleichmäßiger Verteilung der Chipsätze ohne PDM wären theoretisch bis zu 150 GHz möglich. Allerdings eignen sich typische HF-Substrate nicht mehr für diesen Frequenzbereich [134], und auch die Toleranzen bei der heutigen Leiterkartenherstellung wären wohl nicht mehr ausreichend klein. Bei Frequenzen spätestens ab dem W-Band müssen außerdem die Dicke der Leiterkarten und auch die Höhe der MMICs (ungefähr 100 bis 127 μm) berücksichtigt werden.

Was die Entwicklung von Antennenaufbaumöglichkeiten betrifft, ist die Ziegelarchitektur ein Schritt zurück, und durch den in der Bautiefe erworbenen Freiheitsgrad handelt man sich einen bekannten Nachteil ein: eine - verglichen mit der Kachelarchitektur - größere Tiefenabmessung der aktiven Antenne. Ein weiterer Nachteil ist, dass konforme oder quasi-konforme Antennen (modular aufgebaut wie in [135, 136]) praktisch nur in Kachelarchitektur möglich sind.

Nichtsdestotrotz sind die Vorteile der Ziegelarchitektur nicht von der Hand zu weisen. Die verringerte Integrationsdichte ermöglicht nicht nur höhere Frequenzen sondern bedeutet auch eine verkleinerte thermische Belastung, wodurch ein vereinfachtes Kühlkonzept ermöglicht wird. Des Weiteren können zusätzliche Funktionen integriert werden, wie eine Überwachung der Temperatur sowie eine

Stromregelung für die HF-Chipsätze. Diese Funktionen, die in den Santana-Antennen nicht vorhanden sind, was die Messungen und Feldtests [137–139] teilweise erschwert hat, würden vor allem bei sehr großen Gruppenstrahlern einen reibungslosen Betrieb unterstützen.

Das Schlüsselement für eine aktive Antenne in Ziegelarchitektur ist der Einzelstrahler. In der Kachelarchitektur steht ein breites Spektrum an linear wie zirkular polarisierten Strahlern [59, 140] zur Verfügung. Für lineare Polarisation sind in der Literatur einige kantenemittierende Strahler zu finden, wie beispielsweise Dipol- oder Vivaldiantennen [141, 142]. Um eine zirkulare Polarisation in Ziegelarchitektur zu realisieren, könnten die Elemente im linken Gruppenstrahler in Abbildung 2.37 linear polarisiert und sequenziell rotiert werden, was andererseits wieder zu den in Abschnitt 2.4 beschriebenen Einschränkungen führen würde.

Es bleibt festzuhalten, dass die reine Ziegelarchitektur für eine aktive Antenne im Millimeterwellenbereich viele Vorteile mit sich bringt, allerdings auch Nachteile wie eine größere Bautiefe der Antenne. Bei Einsatz zirkularer Polarisation kommt dem Einzelstrahler eine hohe Bedeutung zu.

2.7 Bewertung und Auswahl

Nachdem in den vorherigen Abschnitten wesentliche Eigenschaften von Gruppenstrahlern diskutiert und im Speziellen die Anforderungen an aktive Antennen für die Satellitenkommunikation im Ka-Band dargelegt worden sind, sollen in diesem Abschnitt eine Bewertung der Realisierungsmöglichkeiten und eine abschließende Auswahl erfolgen.

Auf der mathematischen Beschreibung grundlegender Eigenschaften von Gruppenstrahlern in Abschnitt 2.1 folgte in Abschnitt 2.2 eine Diskussion möglicher Aufbaukonzepte. Bei steuerbaren Antennen kann zwischen einem *phased array*, einer DBF-Antenne oder einem hybriden Ansatz aus beiden unterschieden werden. Tabelle 2.4 fasst die wesentlichen Eigenschaften zusammen.

Tabelle 2.4: Wesentliche Eigenschaften von Aufbaukonzepten aktiver Antennen.

| | <i>Phased array</i> | DBF-Antenne | Hybride Antenne |
|-------------------------|---------------------|--------------|--------------------|
| Integrationsdichte | mittel | hoch | mittel |
| Thermische Belastung | gering | hoch | mittel |
| Digitalaufwand | gering | hoch | mittel |
| Modulares Aufbaukonzept | eingeschränkt | ja | eingeschränkt |
| Maximale Antennengröße | eingeschränkt | unbeschränkt | eingeschränkt |
| Nutzbandbreite | eingeschränkt | unbeschränkt | kaum eingeschränkt |
| Funktionalität | gering | hoch | mittel |

Es ergeben sich Vorteile für *phased arrays* und hybride Antennen bei den Eigenschaften Integrationsdichte, thermische Belastung und Digitalaufwand, wobei die thermische Belastung als nahezu identisch mit der einer DBF-Antenne einzustufen ist, wenn zwischen Phasenschieber und Antenne noch Verstärker zum Einsatz kommen. Bei der Integrationsdichte müssen Komponenten, Leitungen und Netzwerke berücksichtigt werden, weshalb beim *phased array* dieser Punkt nur als mittel und nicht als gering eingestuft wird. Abschätzungen in Projektphase III des Vorhabens Santana mit kommerziell erhältlichen 5-Bit-Phasenschiebern [143] für das Ka-Band haben sogar gezeigt, dass die Integrationsdichte auf HF-Ebene fast gleich der einer DBF-Antenne ist.

Ein modulares Konzept kann mit *phased arrays* und hybriden Antennen nicht konsequent angewendet werden, da die Auflösung von digitalen Phasenschiebern den kleinsten Schwenkwinkel und damit auch die maximale Antennengröße (Apertur) vorgibt. Ist der kleinste Schwenkwinkel größer als die 3 dB-Keulbreite, so entstehen Abtastlücken. Ein Phasenschieber mit sehr hoher Auflösung führt andererseits zu einer schlechten Effizienz bei kleinen Gruppenstrahlern (Transmissionsverluste, Preis, etc.). Die Begrenzung der nutzbaren Bandbreite von *phased arrays* und hybriden Antennen durch Laufzeitphänomene spielt zwar erst bei sehr breitbandigen Signalen eine Rolle, darf bei modernen Systemen mit Frequenzspreizungsverfahren aber auch nicht vernachlässigt werden. Die Funktionalität ist bei DBF-Antennen am höchsten. Dazu zählen neben der Strahlsteuerung auch Strahlformung, Störerausblendung und die Mehrfachkeulenausbildung. Wegen dieser zuletzt genannten Gründe wurde in Abschnitt 2.3 bereits die DBF-Antenne favorisiert. Als Schaltungstechnik für die Umsetzung liegen dabei die Vorteile des in Abschnitt 2.2 erläuterten Überlagerungsprinzips auf der Hand, wobei für eine spätere Serienfertigung die direkte Umsetzung ebenfalls in Frage kommt.

Aus Abschnitt 2.4 geht eindeutig hervor, dass die Polarisierung der Einzelstrahler der des Gruppenstrahlers entsprechen sollten, um den Schwenkbereich möglichst groß zu halten. Dies gilt sowohl für rechteckige als auch für dreieckige Gitter, wobei letztere im Allgemeinen den größten Schwenkbereich mit sich bringen. Der für die Anwendung geforderte minimale Schwenkbereich von $\theta = \pm 60^\circ$ kann bereits bei einem Elementabstand über $\lambda/2$ erreicht werden, für die Realisierung soll jedoch trotzdem ein Elementabstand von $\lambda/2$ benutzt werden, um einen Schwenkbereich bis zu $\theta = \pm 90^\circ$ nicht prinzipiell auszuschließen.

Die Ergebnisse aus Abschnitt 2.5 untermauern nochmals die Vorteile von DBF-Antennen. Durch fortschrittliche Kalibrier- und Entkopplungsmöglichkeiten kann die Leistungsfähigkeit, verglichen mit *phased arrays*, gesteigert werden.

Tabelle 2.5 fasst die wesentlichen Eigenschaften der in Abschnitt 2.6 diskutierten Architekturen zusammen.

Tabelle 2.5: Wesentliche Eigenschaften von Architekturen aktiver Antennen.

| | Kachelarchitektur | Ziegelarchitektur | Hybride Architektur |
|----------------------|-------------------|-------------------|---------------------|
| Integrationsdichte | hoch | niedrig | niedrig |
| Thermische Belastung | hoch | niedrig | niedrig |
| Maximale Frequenz | mittel | hoch | mittel |
| Funktionalität | gering | hoch | hoch |

Was die Integrationsdichte und die damit verbundene thermische Belastung angeht, so ist die Kachelarchitektur der Ziegelarchitektur und auch den hybriden Ansätzen unterlegen. Ausgenommen sind Fälle, in denen Miniaturisierung im Vordergrund steht. Bei der Integrationsdichte müssen Übergänge und auch Verbindler berücksichtigt werden. Die maximale Frequenz - hauptsächlich begrenzt durch die physikalischen Abmessungen heutiger Verbindler und MMICs - ist bei der Ziegelarchitektur am höchsten, genau wie die Funktionalität. Hiermit ist in diesem Zusammenhang gemeint, dass, zusätzlich zu Eigenschaften aktiver Antennen, weitere Funktionen wie beispielsweise Temperaturüberwachung oder Stromregelung integriert werden können.

Auf Basis der Ergebnisse der vorangegangenen Untersuchungen wird im weiteren Verlauf dieser Arbeit die Realisierung einer DBF-Antenne für PDM in der Ziegelarchitektur angestrebt. Die Ein-

zelstrahler auf einem dreieckigen Gitter anzuordnen wäre zwar prinzipiell vorteilhaft, ist dafür aber auch schwieriger mit dem modularen Prinzip und der Ziegelarchitektur zu verknüpfen, vor allem bei einer erstmaligen Umsetzung. An dieser Stelle wird also als Kompromisslösung ein rechteckiges Gitter ausgewählt.

Die Untersuchung wird mit einer Sendeantenne fortgesetzt. Auf Unterschiede bei einer Umsetzung für Empfänger - die gerade bei einer vollständigen DBF-Antenne eher gering ausfallen - wurde bereits an gegebenen Stellen hingewiesen.

3 Untersuchung von Antennenmodulen in Ziegelarchitektur

Da die Einzelstrahler der in dieser Arbeit realisierten Antennenmodule als im Substrat integrierte Wellenleiter (engl. *substrate-integrated waveguides* - SIW) aufgebaut werden sollen, wird im ersten Abschnitt dieses Kapitels eine kurze Übersicht der wesentlichen Eigenschaften dieser Wellenleiter gegeben. Basierend auf den Erkenntnissen aus diesem Abschnitt wird im Weiteren die Umsetzung einer aktiven Antenne in der Ziegelarchitektur betrachtet. Die Untersuchung erfolgt dabei in zwei Schritten. Zunächst wird ein passiver SIW-Gruppenstrahler aufgebaut und untersucht. Die Erkenntnisse aus diesen Untersuchungen fließen dann in einen zweiten Entwurf ein, in dem auch aktive Komponenten mit den benötigten Netzwerken und einer erweiterten Funktionalität integriert werden sollen. Zur besseren Unterscheidung werden die beiden Entwürfe im Folgenden mit SIW-Antenna A und SIW-Antenna B bezeichnet.

3.1 SIW - Technologie und Eigenschaften

Die potenzielle Leistungsfähigkeit von SIW-Komponenten ist direkt mit den aktuellen Möglichkeiten der Aufbau- und Verbindungstechnik verknüpft, weshalb diese Thematik kurz behandelt wird, bevor in Unterabschnitt 3.1.2 die elektrischen Eigenschaften betrachtet werden.

3.1.1 Aufbau- und Verbindungstechnik

Auf dem Gebiet der Aufbau- und Verbindungstechnik wurden in den letzten Jahrzehnten große Fortschritte erzielt. Strukturgrößen wie auch Toleranzen konnten verkleinert werden, und die Entwicklung schreitet weiter voran. Eine gute technische Übersicht der Grundlagen ist in [144] und im Bezug auf aktive Antennen in [43] zu finden. Die aktiven Komponenten werden auf Schaltungsträgern, den sogenannten Multi-Chip-Modulen (MCM) integriert. Die MCM unterscheiden sich dabei im Wesentlichen in ihrer Herstellungstechnologie. Im vorliegenden Abschnitt soll nur die MCM-Fertigung aus organischen Laminaten und Metallfolien kurz erläutert werden, was im Prinzip die klassische Leiterkartentechnologie (engl. *printed circuit board* - PCB) darstellt. Ein grundlegendes Verständnis dieser Technologie ist wesentlich für die Bewertung von Möglichkeiten und Limitierungen bei der SIW-Realisierung.

In Abbildung 3.1 ist beispielhaft der Querschnitt einer Mehrlagenplatine schematisch dargestellt. Man erkennt sechs Metalllagen, die in der Regel aus Kupfer bestehen. Auf diesen Lagen können durch verschiedene Prozesse (Ätzen, Fräsen, ...) Leiterbilder erzeugt werden. Zwischen den Metalllagen befinden sich zur Isolation sogenannte Substrate. In einer Mehrlagenplatine dienen sie ebenfalls als haftende Verbindung der einzelnen Lagen, wobei sie dann als *prepreg* bezeichnet werden und oft auf einem Gemisch aus Epoxidharz und Kunststofffasern basieren.

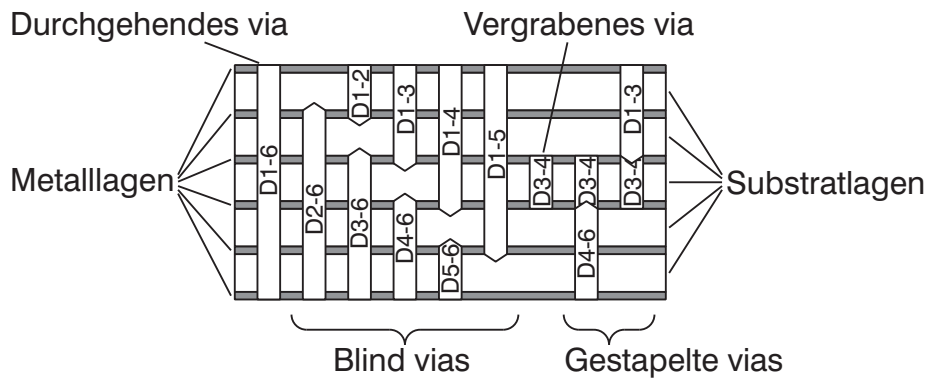


Abbildung 3.1: Beispiel einer Mehrlagenplatine mit verschiedenen *via*-Konfigurationen.

Um Verbindungen zwischen den Metalllagen zu erreichen, kommen Durchkontaktierungen (engl. *vias*) zum Einsatz. Hierbei handelt es sich in der Regel um Bohrungen, die per Galvanisierung mit einem leitfähigen Mantel (Kupferhülse) ausgestattet werden. Komplette Verfüllungen der Löcher mit leitfähigen Pasten - oft auf Silberbasis - sind ebenfalls möglich, werden aber eher bei manueller Fertigung oder bei LTCC-Prozessen (*low temperature cofired ceramics*) eingesetzt.

Bei *vias* unterscheidet man zwischen komplett durchgehenden Kontaktierungen (engl. *through hole vias*), Sacklochkontaktierungen (engl. *blind vias*), vergrabenen Kontaktierungen (engl. *buried vias*) und gestapelten Kontaktierungen (engl. *stacked vias*). Für eine erfolgreiche Galvanisierung der Löcher müssen Bedingungen bezüglich Durchmesser und Länge eingehalten werden. Bei durchgehenden *vias* darf die Länge etwa das Zehnfache des Durchmessers betragen, bei *blind vias* ist das Verhältnis (engl. *via ratio*) ungefähr 1:1. Diese Werte gelten als gute Richtwerte für Standardprozesse mit FR4 (*flame retardant*, Gemisch aus Epoxidharz und Glasfasergewebe) als Substrat, dem am häufigsten eingesetzten Material bei der Leiterkartenherstellung. Für andere Materialien sind die Verhältnisse in der Regel geringer. Mit modernen Bohrmaschinen können kleinste *via*-Durchmesser von $50\ \mu\text{m}$ erreicht werden.

Eine gängige Unterteilung der Auflösungen von Leitungen und Abständen auf den Metalllagen ist in Tabelle 3.1 zusammengefasst.

Tabelle 3.1: Typische Leiterkartenstandards [145].

| | Minimale Strukturgrößen (Leiter und Abstände) |
|-------------------|---|
| Standard | $> 200\ \mu\text{m}$ |
| Feinleiter | 199 bis $180\ \mu\text{m}$ |
| Feinstleiter | 179 bis $150\ \mu\text{m}$ |
| Mikrofeinleiter | 149 bis $90\ \mu\text{m}$ |
| Mikrofeinstleiter | 90 bis $50\ \mu\text{m}$ |

Die kleinstmöglichen Strukturgrößen hängen dabei sehr stark von der Metallisierungstärke und Effekten wie Unterätzung ab. Für eine hohe Auflösung werden also sehr dünne Metalllagen benötigt. Deshalb und aufgrund von Limitierungen der fotolithografischen und chemischen Prozesse sind Strukturgrößen kleiner als $50\ \mu\text{m}$ nur sehr schwierig zu realisieren. Von einer hohen Dichte an Verbindungen spricht man bei Leiterbahnstrukturen von $150\ \mu\text{m}$ und feiner sowie bei An- oder Durchkontaktierungen mit einem Bohrl Lochdurchmesser von $200\ \mu\text{m}$ oder kleiner [146].

Die elektrischen Eigenschaften der Substrate sind je nach Material sehr unterschiedlich (siehe Tabelle 3.2). FR4 beispielsweise weist eine dielektrische Konstante (DK) von $\epsilon_r \approx 4$ auf, wobei der Wert stark von der Frequenz abhängt und - je nach Hersteller - für hohe Frequenzen oft nicht bekannt ist. Die dielektrischen Verluste liegen im Bereich von $\tan \delta \approx 0.01$ [147], was aus Effizienzgründen bereits für viele HF-Anwendungen zu hoch ist. Bessere elektrische Eigenschaften weisen Substrate auf Basis von Keramiken oder PTFE (Polytetrafluorethylen, gebräuchlicher Handelsname: Teflon®) auf. Viele Hersteller [134, 148, 149] bieten Materialien auf dieser Basis an, wobei ein Bereich von ϵ_r zwischen 2 und 10 und von $\tan \delta$ zwischen 0,004 und 0,0009 abgedeckt wird. Beide Parameter sind bis zu einigen 10 GHz konstant. Allerdings sind von diesen Materialien nur sehr wenige kompatibel mit dem Standardprozess für FR4-Substrate, weshalb komplexe Mehrlagenplatinen mit kleinen *vias* nur schwierig (kostenintensiv) oder gar nicht zu realisieren sind. Die Mehrzahl HF-tauglicher Substrate, die kompatibel mit dem FR4-Standardprozess sind, beschränken sich auf Materialien mit einem ϵ_r zwischen 3 und 4.

Tabelle 3.2: Exemplarische Übersicht über Leiterkartenmaterialien.

| Material | DK | $\tan(\delta)$ | Preis | Verarbeitung |
|--------------------------------|---------|----------------|---------|--------------|
| FR4 | 3,8-4,5 | >0,01 | niedrig | Standard |
| FR4-kompatibel und HF-tauglich | 3-4 | <0,004 | mittel | Standard |
| Reine HF-Materialien | 2-10 | <0,002 | hoch | aufwendig |

Bei der Auswahl der Aufbautechnologie muss also in der Regel ein Kompromiss zwischen Kosten, Verarbeitbarkeit und HF-Tauglichkeit eingegangen werden. Aufgrund der Anwendung (Satellitenkommunikation im Ka-Band) und der daraus resultierenden potenziellen Serienfertigung werden in dieser Arbeit sämtliche Komponenten kompatibel zu dem FR4-Standardverfahren entworfen. Dafür spricht außerdem der Vorteil, komplexe Mehrlagenplatinen mit feinen Strukturen und kleinen *vias* herstellen zu können, wie sie für zukünftige Anwendungen bei hohen Frequenzen voraussichtlich benötigt werden. Da am Institut der Hochfrequenztechnik der TU Hamburg-Harburg mit dem Materialsystem der RO4000-Serie [134] die meisten Erfahrungen vorliegen, werden sämtliche HF-Platinen hiermit realisiert.

3.1.2 Im Substrat integrierte Wellenleiter

Der grundsätzliche Aufbau eines SIWs ist in Abbildung 3.2 dargestellt. Zu sehen ist ein kupferkassiertes Substrat der Dicke b mit zwei *via*-Reihen im Abstand a . Die *vias* haben den Durchmesser d_W und sind in ihrer Reihe periodisch im Abstand p angeordnet. Erfüllen diese Parameter die Bedingungen [150]

$$p \leq 2d_W, \quad (3.1)$$

$$d_W \leq \lambda_W/5, \quad (3.2)$$

so verhält sich die Struktur äquivalent zu einem mit einem Material der DK ϵ_r gefüllten Rechteckhohlleiter. Die Wellenlänge der im SIW ausbreitungsfähigen transversal-elektrische Mode (TE_{mn} -Welle) ist [79]

$$\lambda_W = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi}{\sqrt{k_W^2 - k_c^2}} \quad (3.3)$$

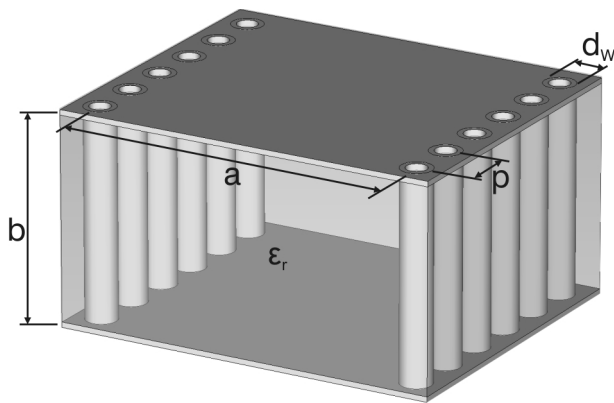


Abbildung 3.2: Aufbau eines SIW.

mit

$$k_W = \omega \sqrt{\mu \epsilon}, \quad (3.4)$$

$$k_c = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (3.5)$$

und

$$\begin{aligned} m &= 0, 1, 2, \dots, \\ n &= 0, 1, 2, \dots, \\ (m, n) &\neq (0, 0). \end{aligned}$$

Anstelle der physikalischen SIW-Breite a ist die effektive Breite a_{eff} zu verwenden. Für $a_{eff} > b$ ist die TE_{10} -Welle ($m=1, n=0$) mit der Grenzfrequenz

$$f_{c01} = \frac{1}{2a_{eff}\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (3.6)$$

als erste ausbreitungsfähig. Während die Substrathöhe b des SIW direkt eingesetzt werden kann, gibt es verschiedene Modelle sowie aufwendige numerische Wege, um die effektive Breite a_{eff} zu berechnen. In dieser Arbeit wird hierzu das Modell aus [151] genutzt, welches über einen weiten Parameterbereich mit numerischen Ergebnissen bis auf Prozentbruchteile übereinstimmt. Die effektive Breite ist demnach

$$a_{eff} = a \left(\xi_1 + \frac{\xi_2}{\frac{p}{d} + \frac{\xi_1 + \xi_2 - \xi_3}{\xi_3 - \xi_1}} \right), \quad (3.7)$$

mit

$$\xi_1 = 1,0198 + \frac{0,3465}{\frac{a}{p} - 1,0684}, \quad (3.8)$$

$$\xi_2 = -0,1183 - \frac{1,2729}{\frac{a}{p} - 1,2010}, \quad (3.9)$$

$$\xi_3 = 1,0082 - \frac{0,9163}{\frac{a}{p} + 0,2152}. \quad (3.10)$$

In [151] wird ebenfalls die effektive Ausbreitungskonstante in einem SIW untersucht. Das Ergebnis ist, dass die Verluste in einem SIW ziemlich genau den Verlusten eines äquivalenten rechteckigen Hohlleiters entsprechen, wenn die metallische Leitfähigkeit und die Materialparameter übereinstimmen.

Typische Anwendungen für SIW-Strukturen sind, abgesehen von Wellenleitern für Signale hoher Frequenzen [152], prinzipiell die gleichen wie auch für Hohlleiter. In der Literatur sind viele Beispiele für Filter [153–156], Koppler [152, 157] oder Leistungsteiler [158] zu finden. Allgemeine Entwurfsrichtlinien sind gut zusammengefasst in [150, 159, 160]. Um die Integration von SIW-Strukturen in gängigen Technologien zu realisieren, sind verschiedene Übergänge zu Mikrostreifen (engl. *microstrip line* - MSL) und Koplanarleitungen (engl. *coplanar waveguide* - CPW) entstanden [161–163]. Auch als Antennen oder Gruppenstrahler werden SIW bereits eingesetzt, wobei die Abstrahlung dann oft aus geschlitzten Strukturen [164, 165] in einer der metallisierten Lagen erfolgt. Eine Möglichkeit, die Abstrahlung aus der SIW-Öffnung heraus zu realisieren, wird in [166] beschrieben, allerdings nur für linear polarisierte Wellen. Der Entwurf einer zirkular polarisierten SIW-Antenne als kantenemittierendes Element wird in den nächsten Abschnitten detailliert vorgestellt.

3.2 SIW-Antenne A

Die Antenne weist drei Funktionsblöcke auf: die Speisung, den Polarisator und die Struktur zur Anpassung an den Freiraum. Nach einer Erläuterung der Funktionsweise und Eigenschaften dieser Blöcke werden Messergebnisse der realisierten SIW-Antenne vorgestellt und diskutiert, bevor dieser Abschnitt mit einer Zwischenbewertung abschließt. Für die SIW-Antenne A wurde herstellungsbedingt ein *via*-Durchmesser von 0,5 mm gewählt. Der Abstand der *vias* innerhalb einer Reihe beträgt für sämtliche Komponenten 0,7 mm.

3.2.1 Speisung

Wie bereits im vorangegangenen Kapitel erwähnt, gibt es viele Speisemöglichkeiten von SIW mit Standardleitungen wie MSL und CPW. In der Regel sind diese Übergänge allerdings für relativ flache SIW ausgelegt, was bedeutet, dass die Abmessung b deutlich kleiner als a ist. Sobald das Verhältnis von a zu b im Bereich 2:1 oder gar 1:1 liegt, werden beispielsweise die Abmessungen einer 50 Ω -MSL zu groß, um eine gute Anpassung an den SIW zu erreichen [161, 167, 168].

Eine Speisung mit einem Koaxialleiter - wie auch in der klassischen Hohlleitertechnik - ist ebenfalls denkbar [167, 169]. Allerdings sind zwei Faktoren zu beachten. Zum einen ist eine koaxiale Speisung nicht direkt mit MSL oder CPW kompatibel, ein weiterer Übergang zwischen der koaxialen Struktur und später zu integrierenden aktiven Komponenten (MMICs) würde benötigt. Zum anderen mündet der Innenleiter des koaxialen Anschlusses in ein *blind via* einer bestimmten Tiefe. Wird diese Tiefe aus fertigungstechnischen Gründen nicht bis auf eine bestimmte Toleranz eingehalten, funktioniert der Übergang nicht wunschgemäß, da gerade die *via*-Tiefe die elektrischen Eigenschaften des Übergangs maßgeblich mitbestimmt.

Die Speisung der SIW-Antenne A ist in Abbildung 3.3a dargestellt. Eine am Ende kurzgeschlossene CPW regt die TE_{10} -Welle des SIW mit einem *via* an. Dieses ist durchgehend und stellt keine hohen Anforderungen an die Fertigung. Der Unterschied zu [163] ist die verlängerte CPW vom Speise-*via*

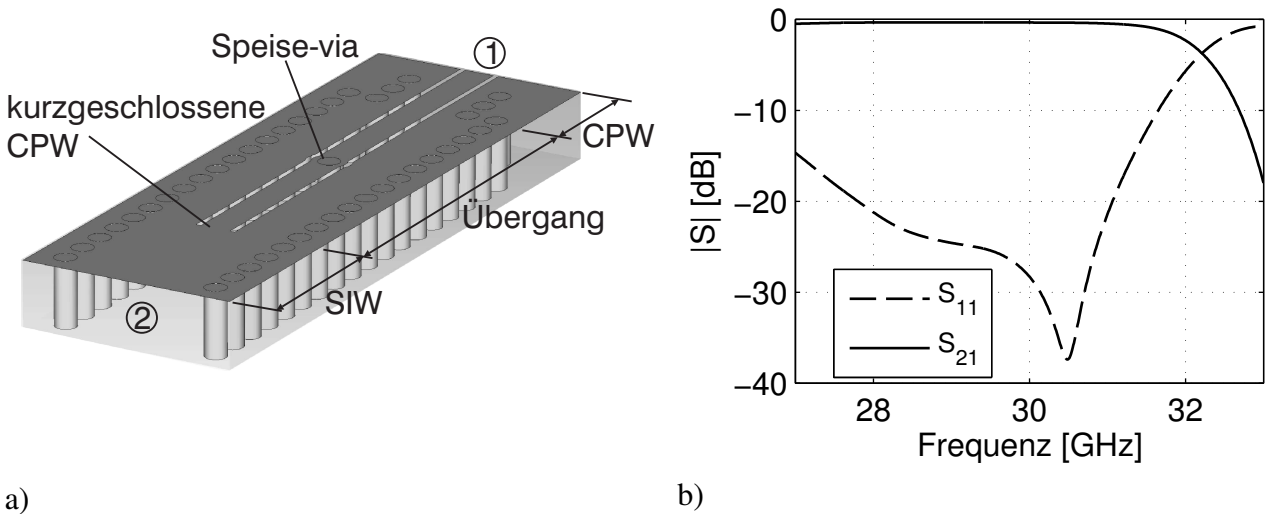


Abbildung 3.3: a) Speisestruktur der SIW-Antenne A und b) Simulationsergebnis.

bis zum CPW-Kurzschluss. Mit diesem Abschnitt kann die Anpassung des Übergangs noch verbessert werden. Das benutzte RO4003-Substrat hat eine Dicke von 1,52 mm, die SIW-Breite a beträgt 3,64 mm, woraus sich eine effektive Breite von $a_{eff} \cong 3,23$ mm ergibt. Die Grenzfrequenz für die TE_{10} -Welle ist 25,29 GHz. Abbildung 3.3b zeigt die Streuparameter des Übergangs. Die Rückflussdämpfung im interessierenden Frequenzbereich von 29,5 bis 30 GHz ist besser als 20 dB, die Einfügedämpfung liegt unterhalb von 1 dB.

3.2.2 Polarisator

Um eine zirkular polarisierte Welle zu erzeugen, wird der bekannte Hohlleiterpolarisator aus [170] eingesetzt. In Abbildung 3.4 ist die Umsetzung in einem SIW zu sehen. Die obere und untere Metallisierung ist aus Gründen der besseren Darstellung nicht abgebildet.

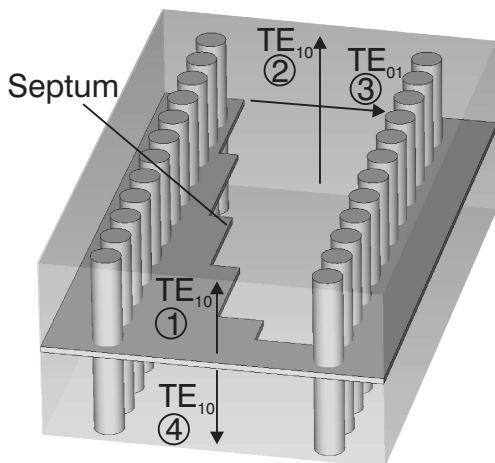


Abbildung 3.4: SIW-Polarisator von SIW-Antenne A.

Die Tore 1 und 4 des Polarisators haben die gleichen Abmessungen wie der SIW des Übergangs aus Abschnitt 3.2.1. Am anderen Ende des Polarisators hat der SIW mit $2b$ etwa die doppelte Höhe,

weshalb sowohl die TE_{10} - als auch die TE_{01} -Welle ausbreitungsfähig sind, hier dargestellt durch die beiden Tore 2 und 3. Da die Abmessungen nicht exakt quadratisch sind - $a_{eff} = 3,23$ mm und $b = 3,14$ mm (Innenmaße) - ergeben sich leicht unterschiedliche Grenzfrequenzen von 25,29 GHz und 25,69 GHz für die Tore 2 und 3.

Das Septum des Polarisators muss so ausgeführt sein, dass ein in Tor 1 oder Tor 4 eingespeistes Signal in jeweils zwei betragsmäßig gleichgroße Anteile auf die Tore 2 und 3 aufgeteilt wird. Dabei soll eine Phasendifferenz von 90° zwischen den Signalen an den Toren 2 und 3 entstehen. In Abbildung 3.5a sind die wesentlichen Streuparameter des Polarisators betragsmäßig dargestellt.

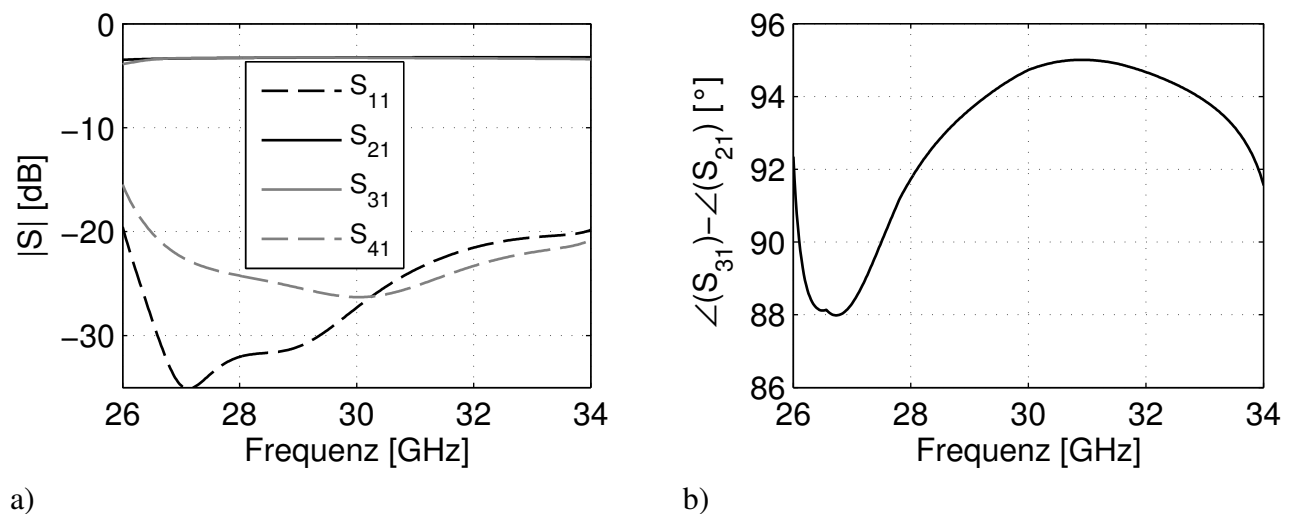


Abbildung 3.5: Simulationsergebnis für den Polarisator von SIW-Antenne A nach a) Betrag und b) Phase.

Die Rückflussdämpfung wie auch die Isolation der Tore 1 und 4 ist besser als 20 dB, und ein in Tor 1 oder 4 eingespeistes Signal wird zu nahezu gleichen Teilen - die Einfügedämpfung liegt zwischen 3,27 dB und 3,23 dB im interessierenden Frequenzbereich - auf die Tore 2 und 3 verteilt. Die Phasendifferenz, zu sehen in Abbildung 3.5b, ist über einen weiten Frequenzbereich nahe am idealen Wert von 90° . Ein in Tor 4 eingespeistes Signal erzeugt eine negative Phasendifferenz, also ungefähr -90° .

Man kann das Septum des Polarisators anstatt gestuft auch gerade [171] oder kurvenförmig ausführen, die Ergebnisse aus den Simulationen zeigen allerdings, dass die gestufte Form insgesamt die besten Eigenschaften aufweist.

3.2.3 Anpassung an den Freiraum

Ein mit Luft gefüllter offener Hohlleiter ist, je nach Aperturgröße, mit 12 dB bis 13 dB an den Freiraum angepasst. Bei gefüllten Hohlleitern sinkt die Anpassung mit steigender DK des Füllmaterials. Dies gilt auch für SIW, weshalb eine SIW-Antenne mit einer für die Anpassung an den Freiraum zuständigen Komponente erweitert werden muss. In [166] wird diese Anpassung durch eine Verjüngung der SIW-Dimension a (induktiver Einfluss) in Kombination mit einem *blind via* (kapazitiver Einfluss) erreicht. Diese Methode funktioniert sehr gut, hat allerdings zwei Nachteile. Zum einen

wird ein *blind via* benötigt, dessen Tiefe immer mit einer gewissen Toleranz behaftet ist. Zum anderen kann diese Art der Anpassung aus fertigungstechnischen Gründen nur unter großem Aufwand auch auf die TE_{01} -Welle angewendet werden.

Eine andere Möglichkeit ist die Erweiterung der Apertur mit einem sogenannten *choke* [172], wie er in Abbildung 3.6a dargestellt ist.

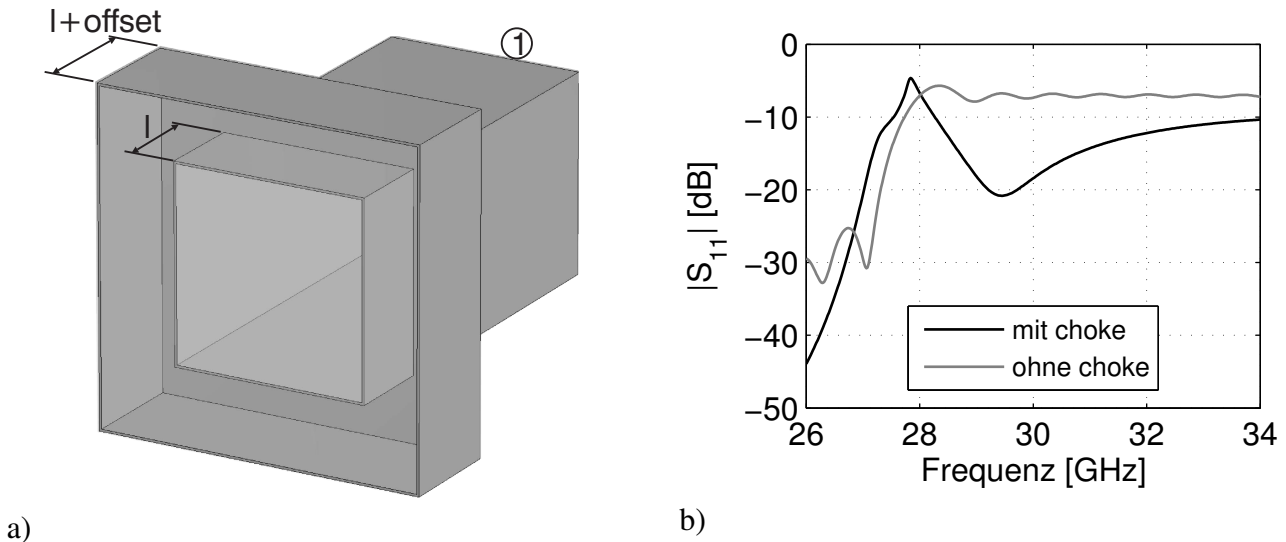


Abbildung 3.6: a) Modell eines *chokes* in Rechteckhohlleitertechnik mit äquivalenten Abmessungen der SIW-Antenne A und b) Simulationsergebnis.

Der *choke* hat eine elektrische Tiefe von $l \cong \lambda_W/4$ und ist symmetrisch aufgebaut, weshalb die TE_{10} - und die TE_{01} -Welle gleichermaßen beeinflusst werden. Die Anpassung an den Freiraum kann durch einen Abstand (engl. *offset*) in Öffnungsrichtung zwischen dem Hohlleiterrand und dem Rand des *chokes* weiter verbessert werden. Für die SIW-Antenne A steht der *choke* ungefähr $250 \mu\text{m}$ vor. In Abbildung 3.6b ist gut zu erkennen, wie sich die Rückflussdämpfung im interessierenden Frequenzbereich von deutlich unter 10 dB auf bis zu 20 dB verbessert.

Die SIW-Antenne A sollte komplett am IHF der TU Hamburg-Harburg hergestellt werden, weshalb die in Abschnitt 3.1.1 vorgestellten Möglichkeiten der Aufbau- und Verbindungstechnik nicht ausgereizt werden konnten. Mit den Abmessungen des SIW für Speisung und Polarisator ist es daher nicht möglich, den *choke* hinzuzufügen und gleichzeitig das gewünschte Raster der Einzelelemente in einem Gruppenstrahler von $\lambda/2$ einzuhalten. Deshalb wird eine leicht veränderte Variante eingesetzt, deren Eigenschaften im nächsten Abschnitt erläutert werden. Festzuhalten ist, dass durch die Einführung eines *chokes* die Anpassung eines offenen SIW an den Freiraum erheblich verbessert werden kann.

3.2.4 Realisierung der passiven Antenne

In diesem Abschnitt wird nun die Realisierung des ersten passiven SIW-Gruppenstrahlers präsentiert.

Nach der erfolgreichen Dimensionierung der Einzelkomponenten müssen diese zunächst zusammengeführt werden. Um auch Einflüsse von Nachbarelementen untersuchen zu können, soll kein

Einzelstrahler sondern ein 3x3-Gruppenstrahler entworfen, simuliert und aufgebaut werden. Der numerische Aufwand der Simulation eines 3x3-arrays hält sich dabei noch in Grenzen. Aufgrund der genannten Limitierungen in Aufbau- und Verbindungstechnik - der Aufbau der SIW-Antenne A folgt dem Leiterkartenstandard eines Mikrofeinleiters (vgl. Tabelle 3.1) - teilen sich zwei benachbarte Elemente jeweils einen lateralen *choke*. In Abbildung 3.7a ist das Simulationsmodell dargestellt.

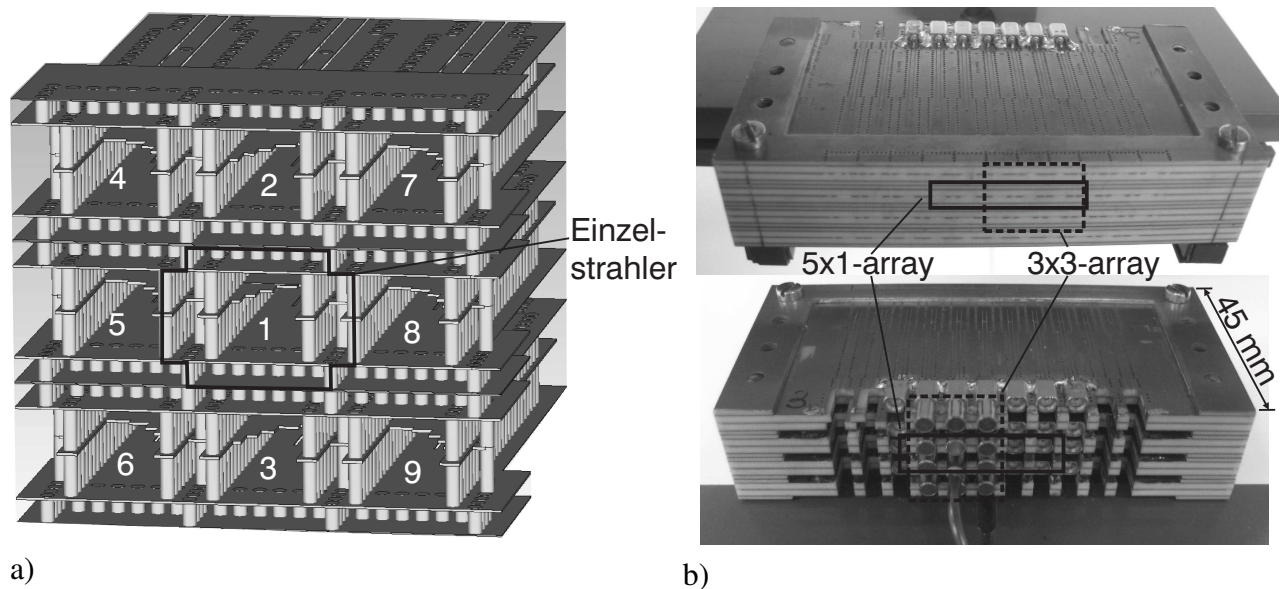


Abbildung 3.7: a) Modell und b) Realisierung der SIW-Antenne A.

Ähnlich dem Prinzip der sequenziellen Rotation ist jeder zweite Strahler in einer Reihe um 180° gedreht, um eine bessere Symmetrie im Richtdiagramm zu erhalten. Dies ist gut an den gespiegelten Polarisatoren zu erkennen. Die Abmessung des lateralen *chokes* beträgt 1,365 mm (*via-zu-via*), so dass mit der SIW-Querschnittsdimension $a = 3,635$ mm ein Raster von 5 mm entsteht, was in etwa der Hälfte der Freiraumwellenlänge bei 30 GHz entspricht. Der obere und der untere *choke* sind je 0,81 mm (Innenmaße) hoch. Jeder Strahler ist mit zwei Toren ausgestattet, wobei das eine eine LHCP- und das andere eine RHCP-Welle anregt.

Abbildung 3.7b zeigt die Realisierung der SIW-Antenne A als 11x4-Gruppenstrahler gemäß Abbildung 3.7a. Vier lineare 11x1-Gruppenstrahler sind nach dem Prinzip der Ziegelarchitektur aufeinander geschichtet. Zur Kontaktierung werden MiniSMP-Verbinder eingesetzt. Aufgrund von Fertigungstoleranzen sind einige der Elementen als defekt zu klassifizieren. Als zusammenhängende Einheiten können nur ein 3x3- und ein 5x1-array untersucht werden. Im 3x3-Gruppenstrahler werden dabei die Eigenschaften des Einzelements in einer *array*-Umgebung mit der Simulation verglichen, die 5x1-Zeile dient als Basis für Untersuchungen zur Strahlformung. Nicht benutzte Tore werden in beiden Fällen mit HF-Abschlüssen versehen, um Mehrfachreflexionen durch mögliche Verkopplungen zu verringern.

Abbildung 3.8a zeigt die simulierte und gemessene Rückflussdämpfung des mittleren Elements des 3x3-arrays. Das Messergebnis weicht etwas vom erwarteten Verhalten ab, die Charakteristik bleibt allerdings erhalten. Der Bereich um 30 GHz ist nach wie vor mit mindestens 10 dB, teilweise sogar besser als 20 dB, angepasst. Die Isolation zwischen den Toren für RHCP und LHCP stimmt ebenfalls bis auf leichte Abweichungen mit der Simulation überein, wie in Abbildung 3.8b zu sehen ist.

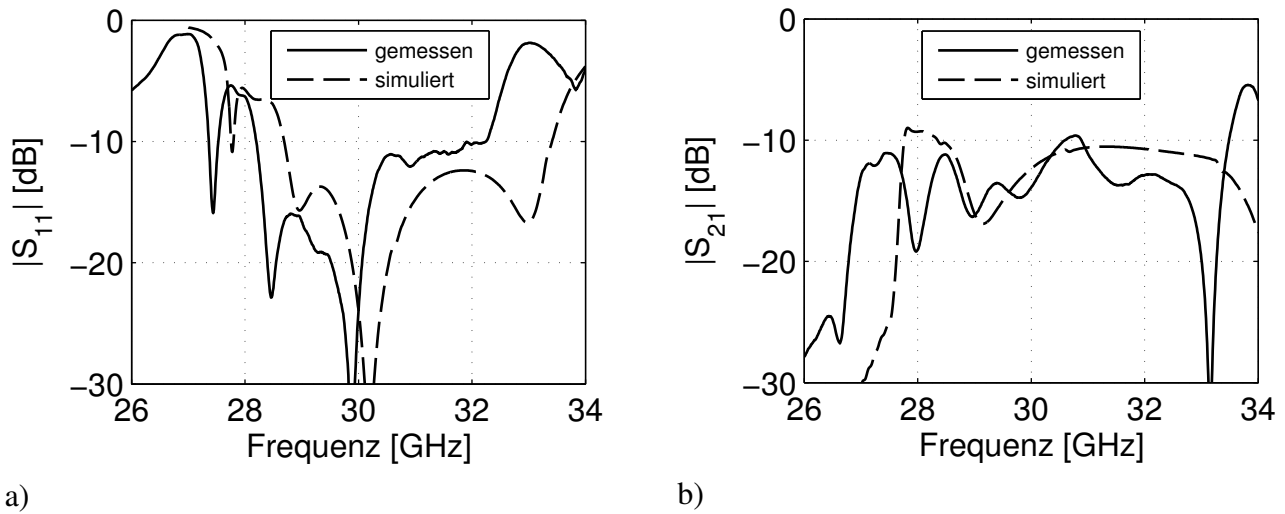


Abbildung 3.8: Simulierte und gemessene Streuparameter des mittleren Elements vom 3x3-Gruppenstrahler der SIW-Antenne A. Tor 1 regt die RHCP-Welle an, Tor 2 die LHCP-Welle

Um 30 GHz sind die Tore mit ca. 13 dB entkoppelt. Bei den Messergebnissen ist zu berücksichtigen, dass aufgrund des MiniSMP-Verbinders und -Kabels der vektorielle Netzwerkanalysator nicht in der selben Torebene kalibriert werden konnte, wie sie in der Simulation gesetzt ist, woraus ein Teil der Abweichungen resultiert.

In Abbildung 3.9a ist das Richtdiagramm des mittleren Elements aus dem 3x3-array bei der Mittenfrequenz 29,75 GHz dargestellt. Der simulierte Gewinn beträgt in Hauptstrahlrichtung ungefähr

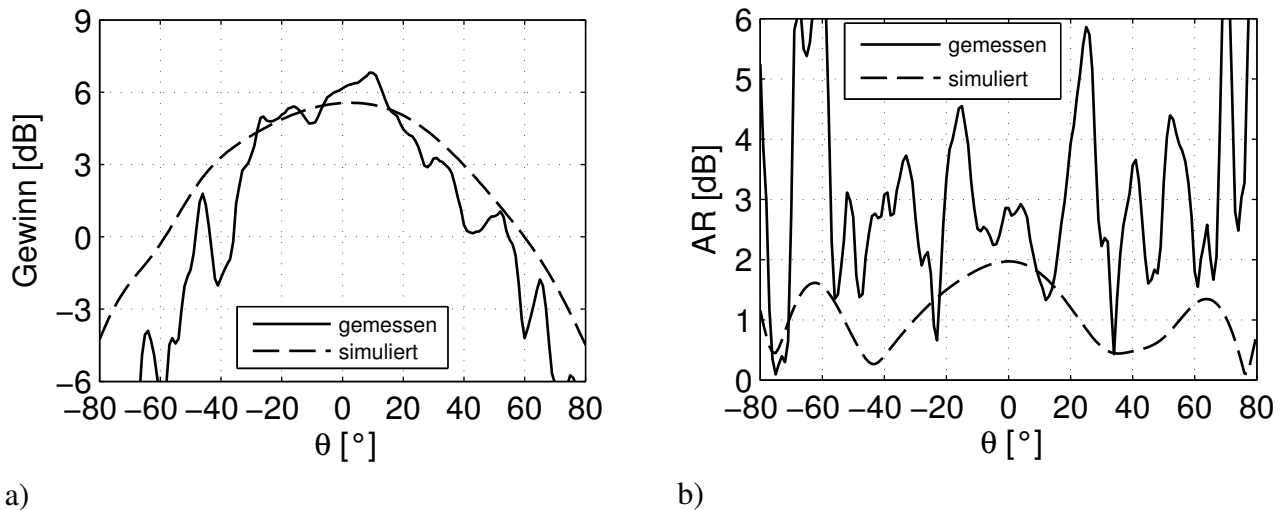


Abbildung 3.9: a) Simulierter und gemessener Gewinn und b) AR von Element 1 (RHCP) der 3x3-Gruppe von SIW-Antenne A ($\phi = 0$, Frequenz=29,75 GHz).

5,5 dB und fällt bis auf knapp unter 0 dB bei $\theta = \pm 60^\circ$. Der gemessene Gewinn fällt etwas schmaler aus, stimmt ansonsten aber recht gut überein. Die Messung wurde in einem mit HF-Absorbere ausgekleideten Bereich in einem Messlabor durchgeführt. Soweit es die technische Ausrüstung zu-

gelassen hat, wurden die Richtlinien aus [173] bzw. [174] eingehalten. Mehrfachreflexionen an den Antennehalterungen sowie an imperfekten Absorbern können aber nicht ausgeschlossen werden. Der minimale Abstand zwischen SIW- und Messantenne wurde gemäß der Fernfeldbedingung aus [26, S. 14] zur Messung von Antennen mit „normalem“ Nebenkeulenniveau berechnet.

Abbildung 3.9b zeigt das Achsenverhältnis (engl. *axial ratio* - AR) von Strahler 1, also das Verhältnis der beiden orthogonalen Feldanteile einer zirkular polarisierten Welle. Während in der Simulation das AR die 2 dB-Marke kaum übersteigt, werden im Bereich $\theta = \pm 60^\circ$ bis zu 6 dB gemessen. Obwohl mathematisch nicht korrekt, spricht man in der Literatur bis zu einem AR von 6 dB noch von einer zirkular polarisierten Welle.

In Abbildung 3.10 wird nun der Gewinn der Strahler des 5x1-arrays dargestellt. Ebenfalls eingezeichnet sind die kreuzpolaren Anteile. Durchgeführt wurden die Messungen mit einem vektoriiellen

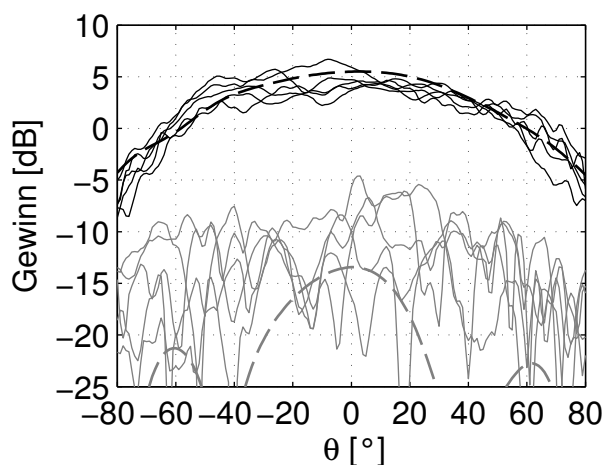


Abbildung 3.10: Simulierter (gestrichelte Linien) und gemessener (durchgezogene Linien) Gewinn der ko- (schwarz) und kreuzpolaren (grau) Anteile des 5x1-arrays von SIW-Antenne A (LHCP, $\phi = 0$, Frequenz = 29,75 GHz).

Netzwerkanalysator, hier vom Typ HP8510, um Amplituden und Phaseninformationen zu erhalten. Man erkennt, dass alle Strahler in etwa den gleichen Gewinn aufweisen und gut mit der Simulation übereinstimmen. Die gemessene Unterdrückung der kreuzpolaren Anteile ist etwas geringer als simuliert. Das AR der Elemente des 5x1-arrays ist hier nicht dargestellt, entspricht im Wesentlichen jedoch dem in Abbildung 3.9b gezeigten AR von Strahler 1 (RCHP).

Nach einer Kalibrierung der fünf Elemente mit zehn komplexen Kalibrierkoeffizienten, wie in Abschnitt 2.5 beschrieben, weisen alle Strahler in Hauptstrahlrichtung die gleiche Amplitude und Phase auf. Das Ausbilden und Schwenken eines Summendiagramms ist nun möglich, wie es auch in Abbildung 3.11 dargestellt ist.

Der leichte Einbruch des *array factors* bei größeren Schwenkwinkeln ist charakteristisch, da auch der Gewinn der Einzelstrahler für diese Winkel geringer ist. Bei isotropen Kugelstrahlern würde die Spitze der Hauptkeule stets auf einem Niveau liegen. Ebenfalls abgebildet sind die kreuzpolaren Anteile. Sie liegen mindestens 15 dB, oft auch 20 dB unterhalb der kopolaren Anteile, was in etwa dem Ergebnis der Einzelstrahler entspricht.

Abbildung 3.12 zeigt die Schwenkdiagramme nach einer Entkopplung der Elemente, wie es in Abschnitt 2.5.3 beschrieben ist. Es werden also sowohl reale Messeinflüsse als auch zweimodige Verkopplungen berücksichtigt.

Obwohl die Diagramme der ko- und kreuzpolaren Anteile sich leicht verändert haben, ist eine wirkliche Verbesserung gegenüber der einfachen Kalibrierung nicht zu erkennen. Eine erwartete verstärkte Unterdrückung der kreuzpolaren Anteile ist nicht vorhanden. Dieses Ergebnis ist etwas überraschend.

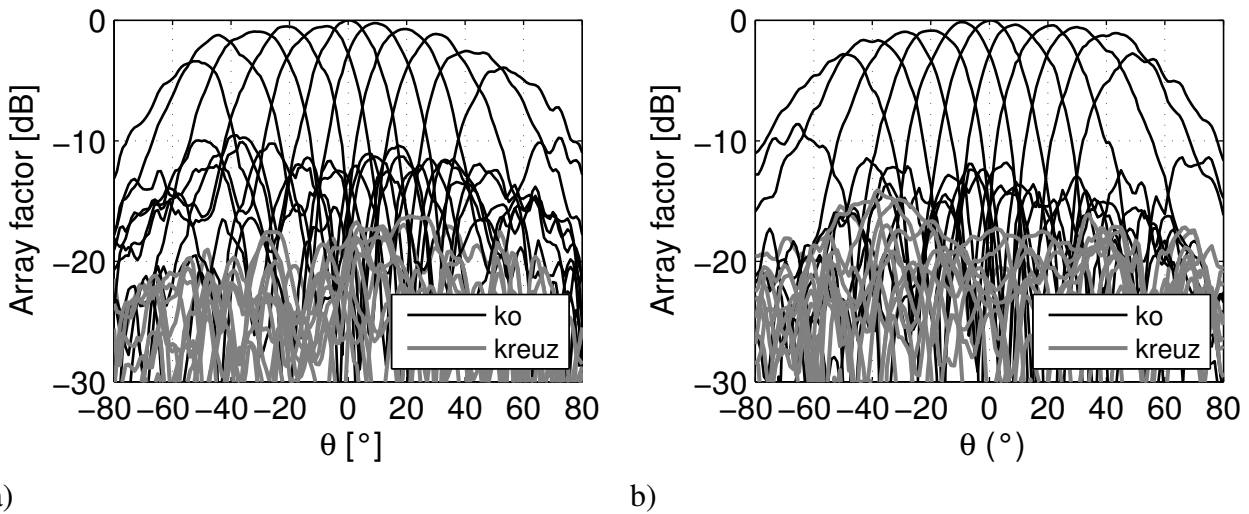


Abbildung 3.11: Kalibrierte und normierte Summendiagramme der ko- und kreuzpolaren Anteile der a) LHCP- und b) RHCP-Strahler des 5x1-arrays von SIW-Antenne A, geschwenkt von $\theta = -60^\circ$ bis $\theta = 60^\circ$.

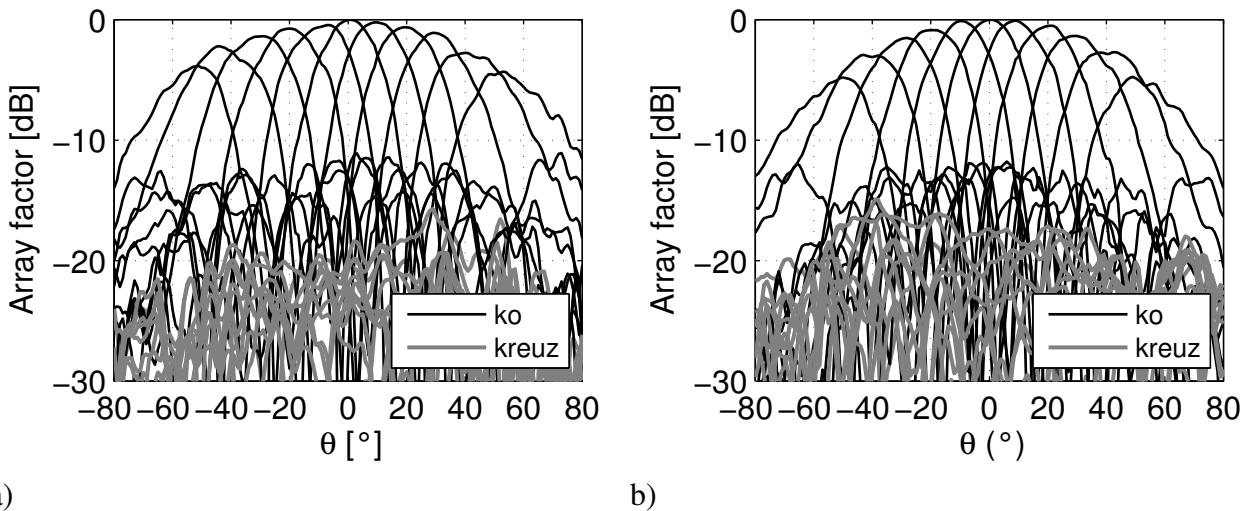


Abbildung 3.12: Entkoppelte und normierte Summendiagramme der ko- und kreuzpolaren Anteile der a) LHCP- und b) RHCP-Strahler des 5x1-arrays von SIW-Antenne A, geschwenkt von $\theta = -60^\circ$ bis $\theta = 60^\circ$.

schend, da Ergebnisse unterschiedlicher Simulationen stets eine Verbesserung gezeigt haben. Wie ähnlich beide Ergebnisse (Kalibrierung und Kalibrierung plus Entkopplung) sind, wird auch in Abbildung 3.13 deutlich.

Zu sehen ist das AR der geschwenkten Hauptkeulen für die jeweiligen Richtungen für beide Moden und für sowohl den kalibrierten wie auch den entkoppelten Fall. Das AR der links zirkular polarisierten Keulen ist ungefähr 2 dB niedriger als das der rechts zirkular polarisierten, wobei sich das Ergebnis für Kalibrierung und Entkopplung kaum unterscheidet. Der Grund für dieses Verhalten liegt nicht in einer zu starken Verkopplung, wie man vermuten könnte. Die Beträge der Koeffizien-

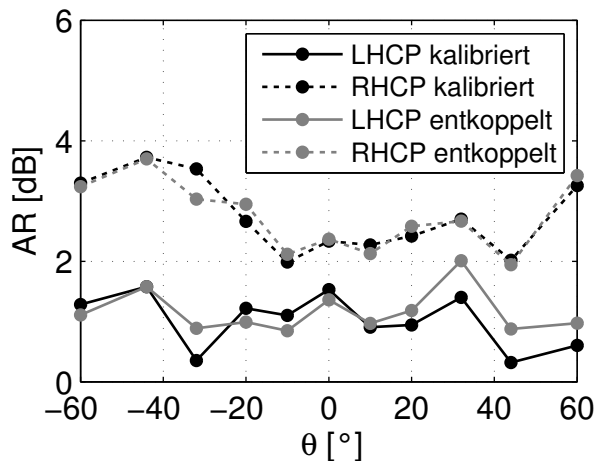


Abbildung 3.13: AR der geschwenkten LHCP- und RHCP-Hauptkeulen nach Kalibrierung und Entkopplung.

ten der Verkopplungsmatrix $\underline{\underline{c}}$ sind in Abbildung 3.14 dargestellt.

Die Hauptdiagonalelemente (und ihre Variationen) spiegeln in etwa den Gewinn der einzelnen Elemente wieder. Die Verkopplung mit den anderen Elementen liegt zwischen 1 % und 13 %. Simulationen mit deutlich höheren Verkopplungen als hier haben bestätigt, dass eine Verbesserung des AR, verglichen mit einer Kalibrierung, in der Regel erreicht werden sollte. Die Ursache für die in Abbildung 3.13 gezeigten Ergebnisse ist vielmehr in der Durchführung der Messung zu finden. Durch die manuelle Kontaktierung der Strahler und die Notwendigkeit, zwischen einigen Messschritten die SIW-Antenne aus der Halterung zu entfernen und wieder anzubringen, ergeben sich für die Elemente unterschiedliche mechanische Drehzentren, was zu einem fehlerhaften Phasenzentrum führt. Während die Amplituden der Koeffizienten der Verkopplungsmatrix $\underline{\underline{c}}$ davon kaum beeinflusst werden, so ergeben sich doch falsche Phasenbedingungen, wodurch die Entkopplung ebenfalls fehlerhaft ist.

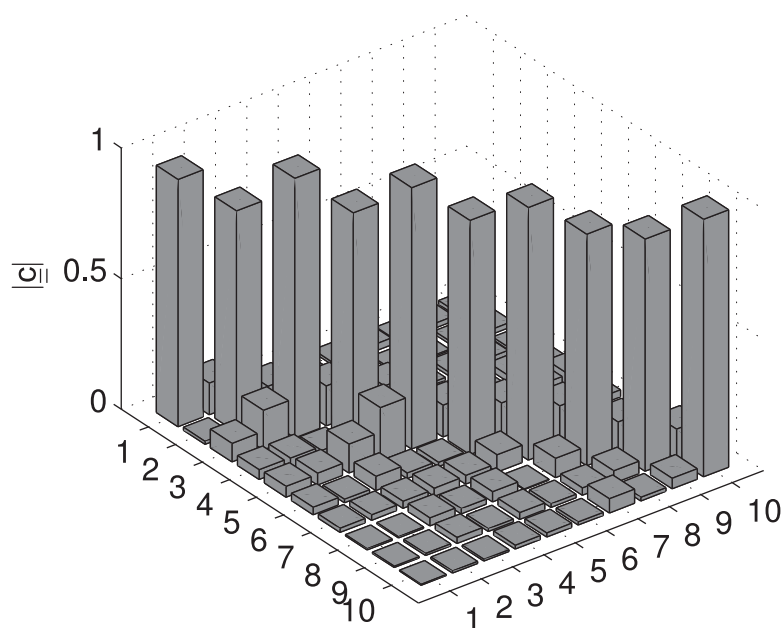


Abbildung 3.14: Beträge der Koeffizienten der Verkopplungsmatrix $\underline{\underline{c}}$ für die SIW-Antenne A.

3.2.5 Zwischenbewertung

Es ist festzuhalten, dass ein passiver Gruppenstrahler für das Ka-Band bestehend aus SIW-Antennen erfolgreich realisiert worden ist. Die Antenne ist für die Ziegelarchitektur geeignet, wodurch sich eine potenziell geringere Integrationsdichte, verglichen mit der Kachelarchitektur, ergibt. Die mögliche Bandbreite des Einzelstrahlers ist nicht ausgereizt, da dies an dieser Stelle nicht nötig ist. Die potenziellen relativen Bandbreiten sämtlicher Komponenten sind um ein vielfaches Größer als der interessierende Frequenzbereich.

Durch die Unterstützung von LHCP und RHCP kann PDM umgesetzt werden. Bei einer Überlagerung der beiden zirkular polarisierten Komponenten entsteht eine linear polarisierte Welle, deren Orientierung im Raum durch die Phasen von LHCP und RHCP bestimmt wird. Auf diese Weise wird also ebenfalls Polarisationsnachführung (engl. *polarization tracking*) erreicht. In [175] wird gezeigt, dass die Qualität der Einzelstrahler der SIW-Antenne A bereits ausreichend ist, um, sowohl durch Phasen- als auch durch Phasen- und Amplitudenvariation, die Orientierung einer linear polarisierten Welle im Raum festzustellen.

Aufgrund des manuellen Kontaktierens der Einzelstrahler und einer nicht idealen Messumgebung konnte durch eine Entkopplung der Einzelelemente keine wesentliche Verbesserung des AR der SIW-Antenne A erzielt werden. Dennoch ist die Summe der Ergebnisse als positiv zu bewerten. Um Satellitenkommunikation im Ka-Band zu ermöglichen, folgt im nächsten Abschnitt die Integration der aktiven Komponenten und Netzwerke.

3.3 SIW-Antenne B

Zur Realisierung eines aktiven Gruppenstrahlers für das Ka-Band sollen die wesentlichen Komponenten aus Abschnitt 3.2 übernommen werden. Dabei muss bereits beim Entwurf eine Mehrlagenplatte berücksichtigt werden, wie sie für die Verteilung der vielen zusätzlichen Signale benötigt wird. Man kann also nicht mehr von einem SIW bestehend aus einem Basismaterial ausgehen. Vielmehr handelt es sich bei dem neuen SIW um eine Aufeinandererschichtung mehrerer Substratlagen (vgl. Abschnitt 3.1.1).

Neben der elektrischen Leistungsfähigkeit der Antenne sollen die physikalischen Abmessungen des Einzelstrahler optimiert werden, und zwei Nachbarelemente sollen sich einen *choke* nicht mehr teilen müssen. Die Antenne soll also kompakter werden und die Verkopplung der Elemente kleiner.

Da die aktive Antenne nicht mehr am IHF sondern in kleiner Stückzahl extern [145] hergestellt werden soll, kann ein *via ratio* von 10:1 für den Entwurf benutzt werden. Für einen SIW mit einer Höhe von ungefähr 3 mm kommen also durchgehende *vias* bis zu einem minimalen Durchmesser von 300 μm in Frage.

3.3.1 Optimierte Komponenten

In Abbildung 3.15a ist das Modell des neuen Übergangs zwischen CPW und SIW dargestellt. Dies ist die einzige Komponente, die anders realisiert ist als bei SIW-Antenne A. Anstatt einer kurzgeschlossenen CPW und eines Speise-*vias* wird eine sich kontinuierlich aufweitende (engl. *tapered*), am Ende kurzgeschlossene CPW eingesetzt [176, 177]. Wie in Abbildung 3.15b zu erkennen ist, sind die elektrischen Eigenschaften vergleichbar mit denen des Übergangs von SIW-Antenne A.

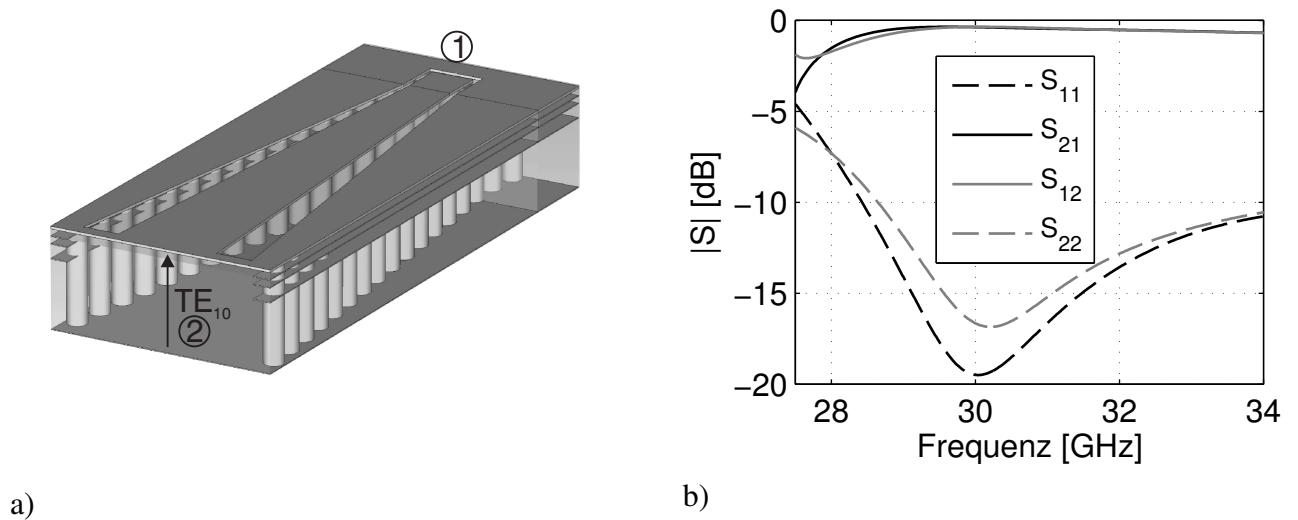


Abbildung 3.15: a) Modell des Übergangs der SIW-Antenne B und b) Simulationsergebnis.

Allerdings sind die physikalischen Abmessungen geringer, weshalb dieser Übergang für die SIW-Antenne B eingesetzt werden soll. Wie sich herausgestellt hat, sind die aus Datenblättern entnommenen Metallisierungs- und Substratverluste für den Entwurf der SIW-Antenne A etwas zu gering angenommen worden. Aufgrund erhöhter Werte für diese und alle weiteren Simulationen ergeben sich höhere, aber auch realistischere Einfügedämpfungen. Die *via*-Durchmesser betragen $300 \mu\text{m}$, der Mittenabstand $500 \mu\text{m}$. Die Weite des SIW ist $a = 3,13 \text{ mm}$, woraus sich eine effektive Weite von $a_{eff} = 2,91 \text{ mm}$ und eine Grenzfrequenz von $27,47 \text{ GHz}$ ergeben. Ebenfalls zu erkennen in Abbildung 3.15a sind drei weitere Metalllagen knapp unterhalb der obersten Lage. Diese dienen dazu, die Signale der aktiven Komponenten zu verteilen, aber auch dazu, die *vias* einer Reihe im SIW miteinander zu verbinden. Die Breite dieser Verbindungen ist entsprechend der effektiven Weite a_{eff} ausgelegt.

In Abbildung 3.16 ist das Modell des Polarisators von der SIW-Antenne B dargestellt. Auch hier er-

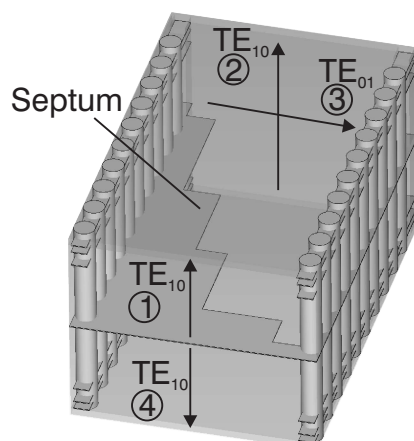


Abbildung 3.16: Modell des SIW-Polarisators B.

kennt man die zusätzlichen Metallagen. Die *via*-Durchmesser und -Anordnung sind identisch zum CPW-SIW-Übergang in Abbildung 3.15a. Die SIW-Höhe am Ausgang beträgt $b = 2,9 \text{ mm}$ (Innenmaße), woraus sich eine Grenzfrequenz von $27,25 \text{ GHz}$ für die TE_{01} -Welle (Tor 3) ergibt.

In Abbildung 3.17a sind die Beträge der simulierten Streuparameter zu sehen. Ein in Tor 1 oder 4

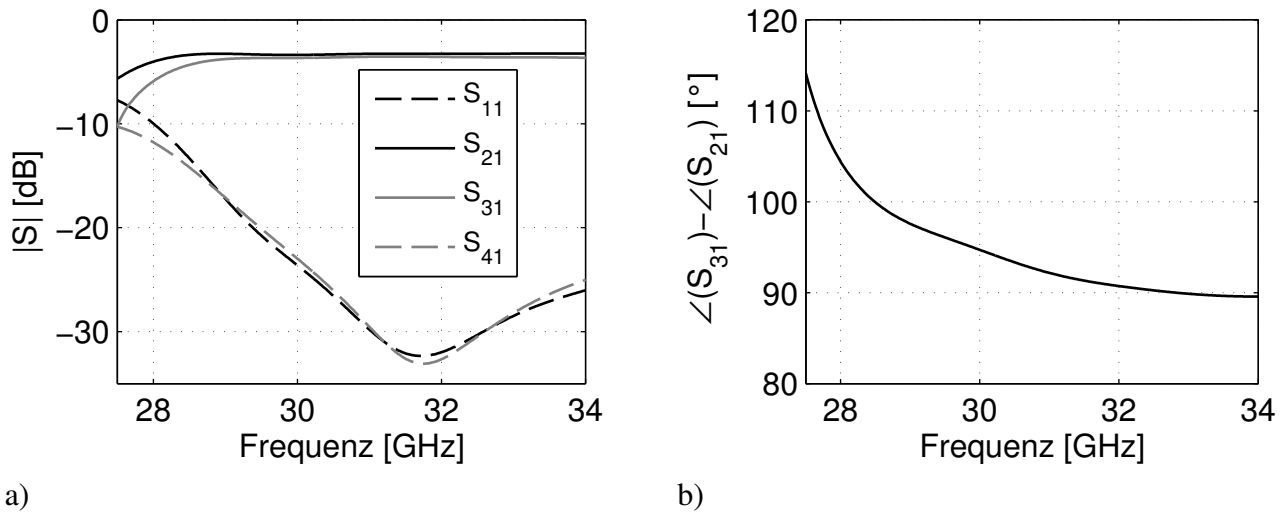


Abbildung 3.17: Simulationsergebnis des SIW-Polarisators B in a) Betrag und b) Phase.

eingespeistes Signal erfährt eine Einfügedämpfung zwischen 3,6 dB und 3,35 dB und wird daher zu nahezu gleichen Teilen auf die Tore 2 und 3 verteilt. Die Rückflussdämpfung wie auch die Isolation der Tore 1 und 4 sind größer als 20 dB im interessierenden Frequenzbereich und verbessern sich mit zunehmendem Abstand zur Grenzfrequenz. Dasselbe Verhalten findet sich auch bei der Phasendifferenz wieder, wie in Abbildung 3.17b zu sehen ist. Der angestrebte Wert von 90° wird erst über 30 GHz, also außerhalb des gewünschten Bandes, erreicht. Dieses nichtoptimale Verhalten des Polarisators wird toleriert, um den SIW kompakter ausführen zu können. Dadurch steht mehr Platz für die aktiven Komponenten, die auf dem SIW platziert werden sollen, und deren Kühlung zur Verfügung. Des Weiteren wird ein komplett umlaufender *choke* für jeden SIW ermöglicht, ohne dass vom $\lambda/2$ -Raster der Elemente des Gruppenstrahlers abgewichen werden muss. Das Simulationsmodell des neuen *chokes* ist in Abbildung 3.18a dargestellt.

Die äußeren *vias* der Apertur haben einen Abstand von 5 mm zueinander, was der Hälfte der Freiraumwellenlänge bei 30 GHz entspricht. Die Höhe des unteren und oberen *chokes* beträgt abermals 0,81 mm (ohne Metallisierung). In Abbildung 3.18b sind die Beträge der Streuparameter für beide Moden dargestellt. Die Rückflussdämpfung kann mit Hilfe des *chokes* von ungefähr 7 dB auf mehr als 13 dB im interessierenden Frequenzbereich verbessert werden. Man erkennt, dass der optimale Arbeitspunkt nicht genau getroffen wird, eine Rückflussdämpfung von 20 dB und besser wird für Frequenzen unterhalb von 29 GHz erreicht. Auch dieses Verhalten ergibt sich durch die vorgeschriebenen Abmessungen. Allerdings zeigt dieser *choke* ein nahezu symmetrisches Verhalten. Der Unterschied zwischen dem horizontal und dem vertikal linear polarisierten Signal ist kleiner als 0,3 dB und 2° im Fernfeld.

In Abbildung 3.19 ist das Simulationsmodell des kompletten passiven Einzelstrahlers abgebildet. Die Gesamtlänge der Antenne konnte im Vergleich zur SIW-Antenne A um 19 % auf 15,4 mm verkleinert werden. Mit der oberen CPW wird eine LHCP-Welle angeregt, während die untere CPW (hier nicht zu sehen), eine RHCP-Welle anregt. Eine detaillierte Übersicht des Mehrlagenaufbaus der Platinen ist im Anhang C zu finden. Der SIW wird dabei in einem Schritt als Mehrlagenplatine hergestellt, die *chokes* werden erst im Anschluss angebracht.

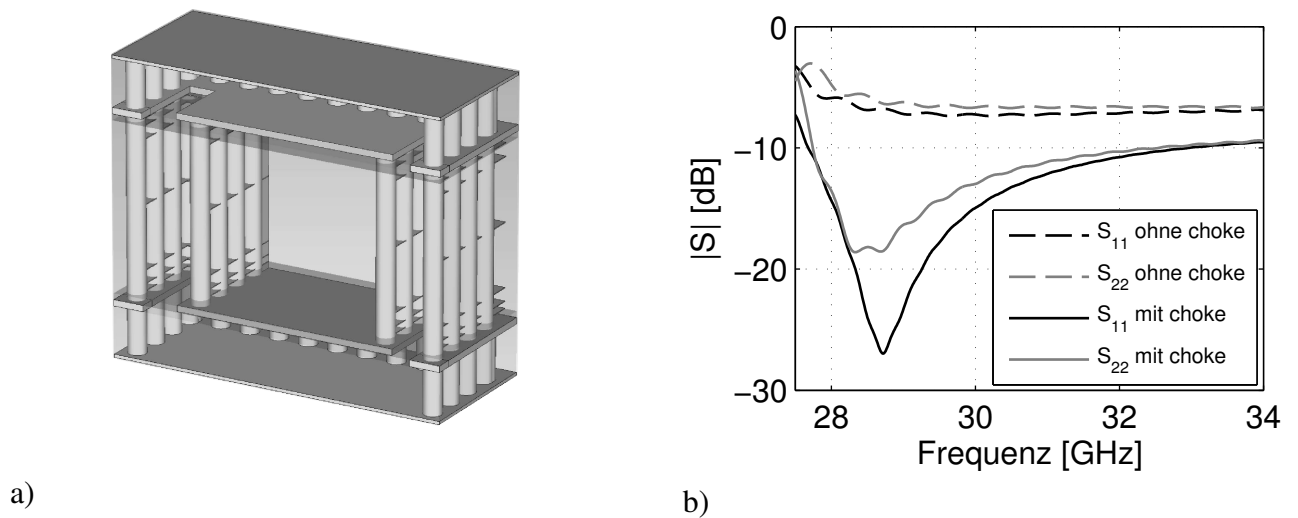


Abbildung 3.18: a) Modell des SIW-chokes von Antenne B und b) Simulationsergebnis.

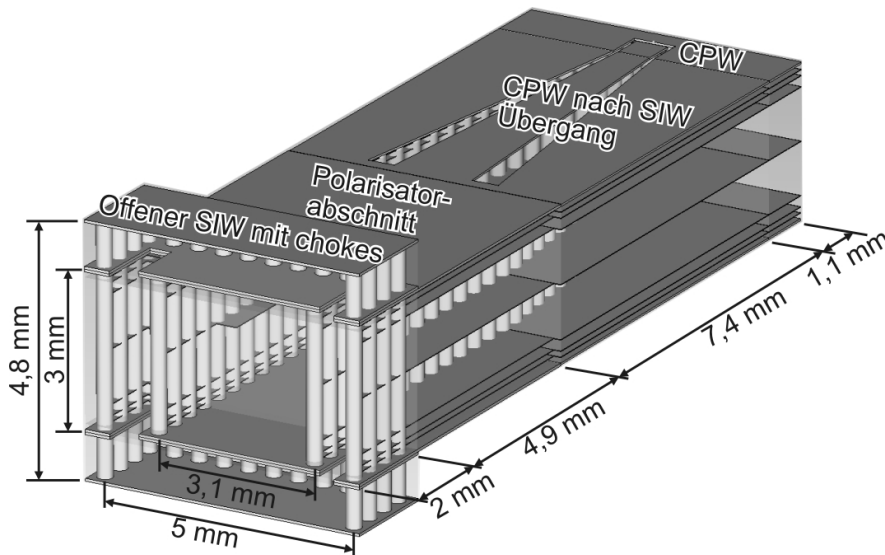


Abbildung 3.19: Modell des SIW-Einzelstrahlers Typ B.

Die elektrischen Eigenschaften der Antenne sind für die Zielanwendung ausreichend, könnten allerdings noch besser ausfallen, wenn der interessierende Frequenzbereich einen größeren Abstand zur Grenzfrequenz des SIW hätte. Für die gegebenen Verhältnisse von einem *via ratio* von 10:1 und einem Raster der Elemente von $\lambda/2$ ergibt sich das in Abbildung 3.20 dargestellte Diagramm.

Es stellt den relativen Abstand der Mittenfrequenz des Nutzbandes zur Grenzfrequenz des SIW in Abhängigkeit von der DK dar. Die SIW-Antenne B hat aufgrund der geschichteten Substrate der RO4000-Serie eine durchschnittliche DK von $\epsilon_r \cong 3,6$, was einen Abstand der Grenzfrequenz zum Nutzband von weniger als 10% ergibt. Studien haben gezeigt, dass dieser Abstand nicht viel kleiner werden darf, da ansonsten die Komponenten der SIW-Antenne nicht mehr das gewünschte Funktionsverhalten aufweisen.

Eine DK von $\epsilon_r = 4$ oder größer würde den Entwurf also stark vereinfachen, ebenso wie ein größeres *via ratio* oder ein größerer Abstand zwischen den Elementen, wodurch sich die ganze Kurve nach oben verschieben würde.

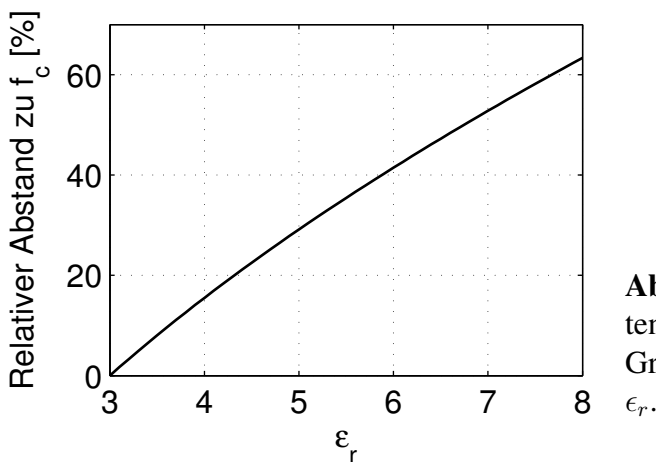


Abbildung 3.20: Relativer Abstand der Mittelfrequenz des Nutzbandes von der SIW-Grenzfrequenz in Abhängigkeit der relativen DK ϵ_r .

3.3.2 Messergebnisse des passiven Gruppenstrahlers

Bevor der Entwurf der aktiven Antenne durchgeführt werden kann, werden die Simulationsergebnisse der neuen passiven SIW-Antenne anhand von Messungen verifiziert [178]. Die Realisierung eines passiven 8x1-Gruppenstrahlers ist in Abbildung 3.21 dargestellt.

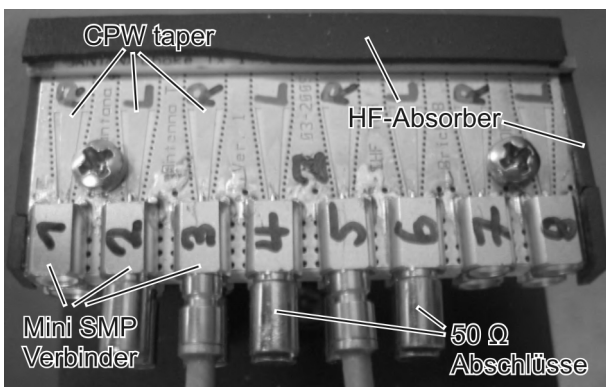


Abbildung 3.21: Passiver 8x1-Gruppenstrahler bestehend aus SIW-Antennen vom Typ B.

Der Leiterkartenstandard der realisierten SIW-Antenne B entspricht einem Mikrofeinleiter (vgl. Tabelle 3.1). Anhand der *taper* erkennt man sehr gut die CPW-SIW-Übergänge, wobei zur Kontaktierung der CPW wieder MiniSMP-Verbinder eingesetzt werden. Nicht benutzte Tore sind mit HF-Abschlüssen versehen. Die Polarisatoren sind, genau wie bei der SIW-Antenne A, bei jedem zweiten Strahler um 180° gedreht. Die Oberseite des *chokes* und die Seiten der Platine sind mit flachen HF-Absorbern beklebt, um Mehrfachreflexionen während der Antennenmessungen zu vermeiden. Vor der Antennenmessung werden zunächst die Streuparameter der Tore vermessen. Abbildung 3.22 zeigt die simulierte und gemessene Rückflussdämpfung der 16 Eingangstore.

Die Anpassung aller Tore ist im interessierenden Frequenzbereich besser als 10 dB, wobei die Messung tendenziell mit der Simulation übereinstimmt. Wie auch schon bei der Messung der SIW-Antenne A ergeben sich aufgrund des Mini-SMP-Adapters leichte Abweichungen in Form von Welligkeit (engl. *ripples*), da nicht direkt bis zur Torebene der Simulation kalibriert wurde. Positiv hervorzuheben ist, dass es kaum Abweichungen zwischen den Kanälen gibt.

Um den Simulationsaufwand niedrig zu halten, wurde im Übrigen nicht die ganze 8x1-Antenne simuliert. Werden in diesem Abschnitt Vergleiche zwischen Messung und Simulation angestellt, so

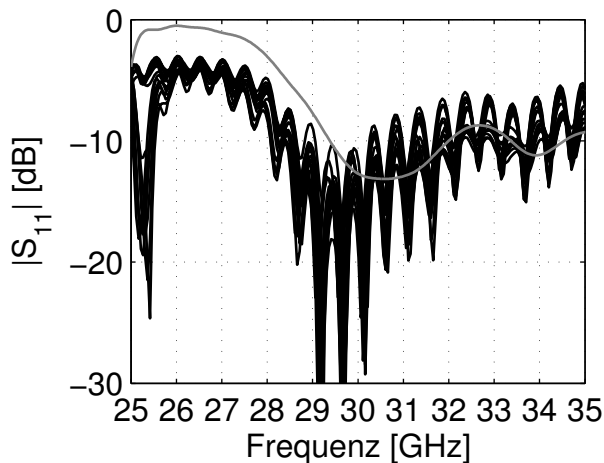
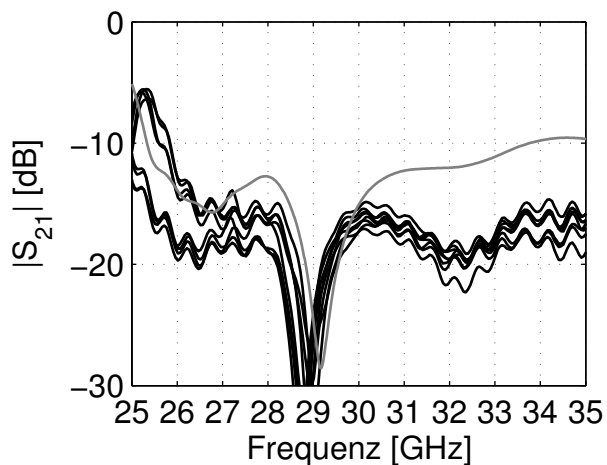


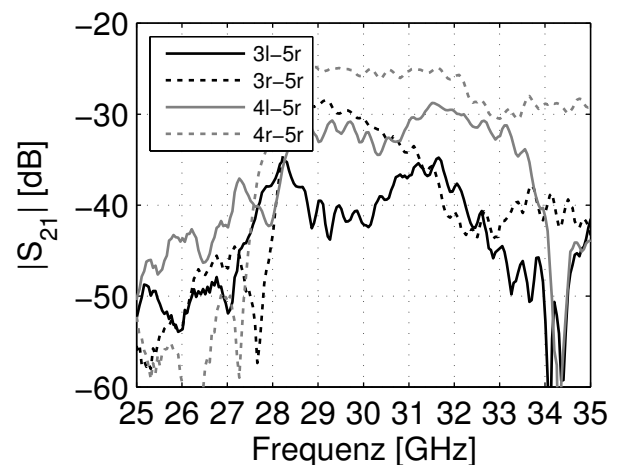
Abbildung 3.22: Gemessene (schwarze Linien) und simulierte (graue Linie) Rückflussdämpfung der 16 Eingangstore der 8x1-SIW-Antenne B.

beziehen sich diese jeweils auf ein Modell, bei dem die unmittelbaren Nachbarelemente berücksichtigt werden. Für den 8x1-Gruppenstrahler wird beispielsweise ein 3x1-Gruppenstrahler simuliert, um die Ergebnisse eines Elements, eingebettet zwischen zwei anderen, zu erhalten. Analog wird bei Randelementen vorgegangen.

In Abbildung 3.23a ist die Verkopplung der zwei Tore (LHCP- und RHCP-Anregung) von allen acht Strahlern dargestellt. Auch hier stimmt die Simulation gut mit der Messung überein, die Isolation



a)



b)

Abbildung 3.23: a) Gemessene (schwarze Linien) und simulierte (graue Linie) Verkopplung der Tore der SIW-Strahler B (RHCP zu LHCP) und b) Verkopplung von einigen Nachbartoren.

der zwei Tore eines Strahlers liegt zwischen 15 dB und 20 dB im interessierenden Frequenzbereich. In Abbildung 3.23b sind zusätzlich die Verkopplungen einiger ausgewählter Tore dargestellt. Das Kürzel 4r-5r steht beispielsweise für die Isolation der RHCP-Tore der Strahler 4 und 5. Es ergibt sich, dass die Isolation von Nachbartoren gleicher Polarisation ungefähr 25 dB beträgt und ansonsten 30 dB oder mehr.

In Abbildung 3.24a ist exemplarisch der Gewinn (RHCP) von Strahler 1 dargestellt. Die anderen Strahler zeigen ähnliches Verhalten. Die Messungen wurden wie auch bei der SIW-Antenne A mit

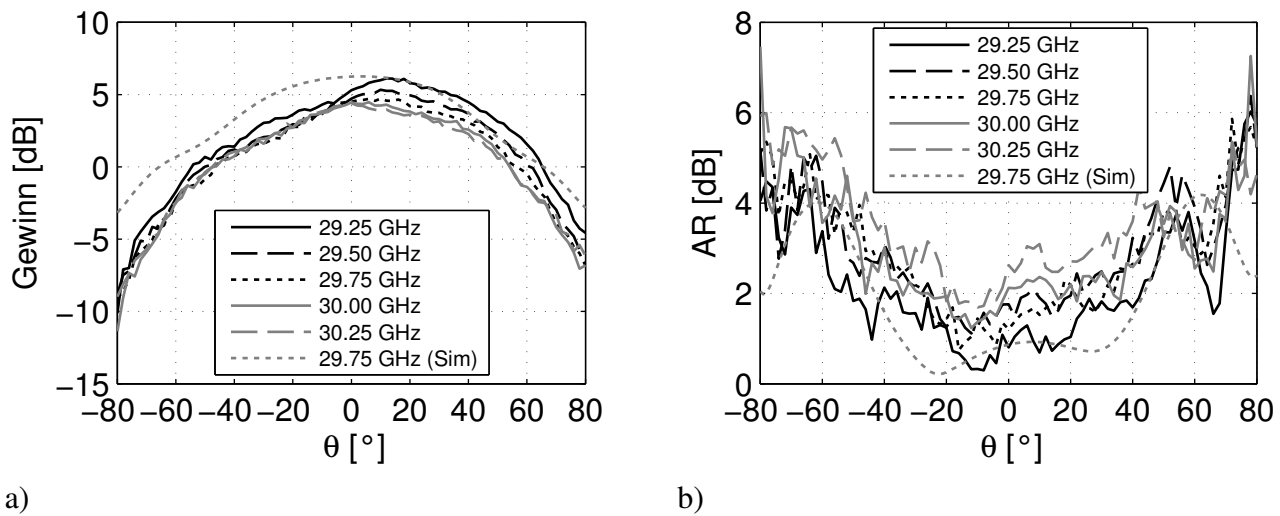


Abbildung 3.24: a) Simulierter und gemessener Gewinn (RHCP, $\phi = 0$) und b) AR von Element 1 des SIW-Strahlers B für 29,25 bis 30,25 GHz.

einem vektoriiellen Netzwerkanalysator vom Typ HP8510 durchgeführt und stimmen mit der Simulation gut überein. Der Gewinn in Hauptstrahlrichtung liegt zwar nicht bei den erwarteten 5,5 dB, aber mit 4 bis 4,5 dB auch nicht viel tiefer. Die Messung wurde mit einer Referenzantenne durchgeführt, deren Eigenschaften bekannt sind. Allerdings sind die Verluste der Übergänge zwischen Hohlleiter- und Koaxialverbinder sowie der MiniSMP-Adapter nur geschätzt worden, woraus sich eine Messunsicherheit von ungefähr 2 dB ergibt. Hervorzuheben ist, dass die Antenne nicht nur über das gewünschte 500 MHz breite Band, sondern über 1 GHz gute Eigenschaften aufweist. Das ergibt auch die Untersuchung des AR, dargestellt in Abbildung 3.24b. Über 1 GHz Bandbreite und für einen Winkelbereich von $\theta = \pm 60^\circ$ ist das AR kleiner als 6 dB.

Der Antennenwirkungsgrad η der Einzelstrahler liegt im Übrigen unter Berücksichtigung metallischer und dielektrischer Verluste laut Simulationsergebnis bei knapp 85 %. Dies ist nur etwas weniger als das, was mit vergleichbaren *patch*-Antennen erreicht werden kann (90 %).

Die Abbildung 3.25 zeigt das Richtdiagramm der acht Strahler (RHCP) bei der Mittenfrequenz, wobei in Abbildung 3.25a das Ergebnis nach einer einfachen Kalibrierung und in 3.25b nach einer Entkopplung dargestellt ist. Ebenfalls eingezeichnet sind die kreuzpolaren Anteile.

Man erkennt sehr gut, dass für den entkoppelten Fall die Richtdiagramme nicht nur besser aufeinander liegen, auch die kreuzpolaren Anteile werden deutlich weiter unterdrückt. Ein Verhältnis beider Moden von 10 dB, 20 dB und 30 dB steht für ein AR von ungefähr 5,7 dB, 1,7 dB und 0,55 dB. Aufgrund der guten Symmetrie der Strahler wird hier und auch bei einigen nachfolgenden Diagrammen auf die Darstellung der LHCP-Ergebnisse verzichtet. Sie entsprechen bis auf minimale Abweichungen den RHCP-Ergebnissen.

Der normierte *array factor*, dargestellt in Abbildung 3.26 für sowohl den kalibrierten wie auch den entkoppelten Fall, zeigt erwartungsgemäß ein ähnliches Verhalten wie die Diagramme der Einzelstrahler. Die Kurve nach der Entkopplung liegt fast komplett auf dem theoretischen Verlauf, und die kreuzpolaren Anteile werden gut unterdrückt, während es beim kalibrierten Fall einige Abweichungen bei größeren Winkeln gibt und die kreuzpolaren Anteile über weite Bereiche dem Verlauf des *array factors* folgen. Dieses Verhalten ist typisch, wenn ausschließlich kalibriert wird. Das AR der

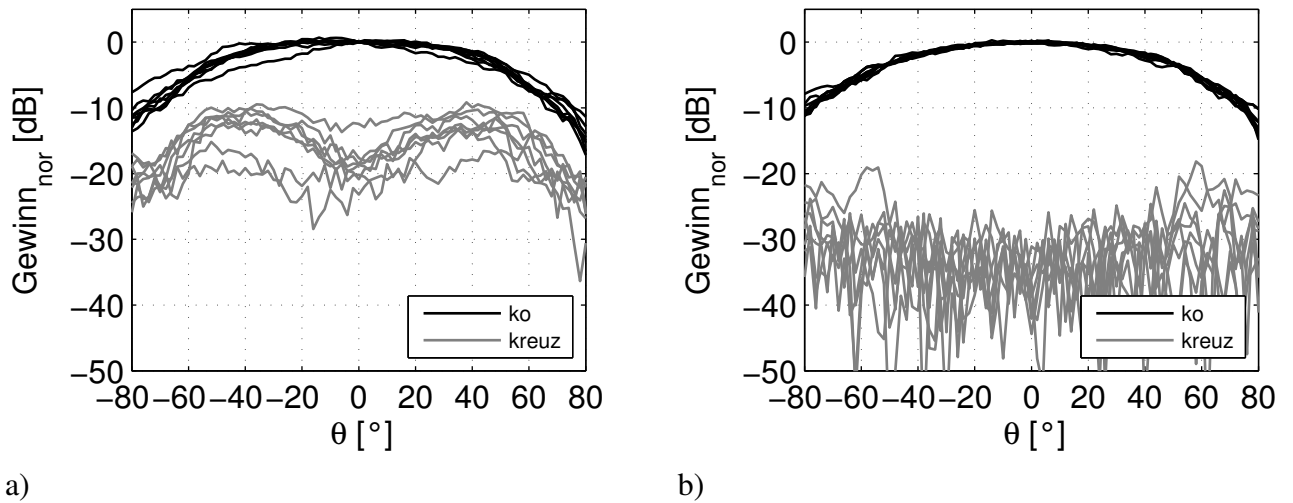


Abbildung 3.25: Normiertes Richtdiagramm nach a) Kalibrierung und b) Entkopplung der SIW-Antenne B (RHCP, $\phi = 0^\circ$) bei 29,75 GHz, jeweils ko- (schwarz) und kreuzpolare (grau) Anteile.

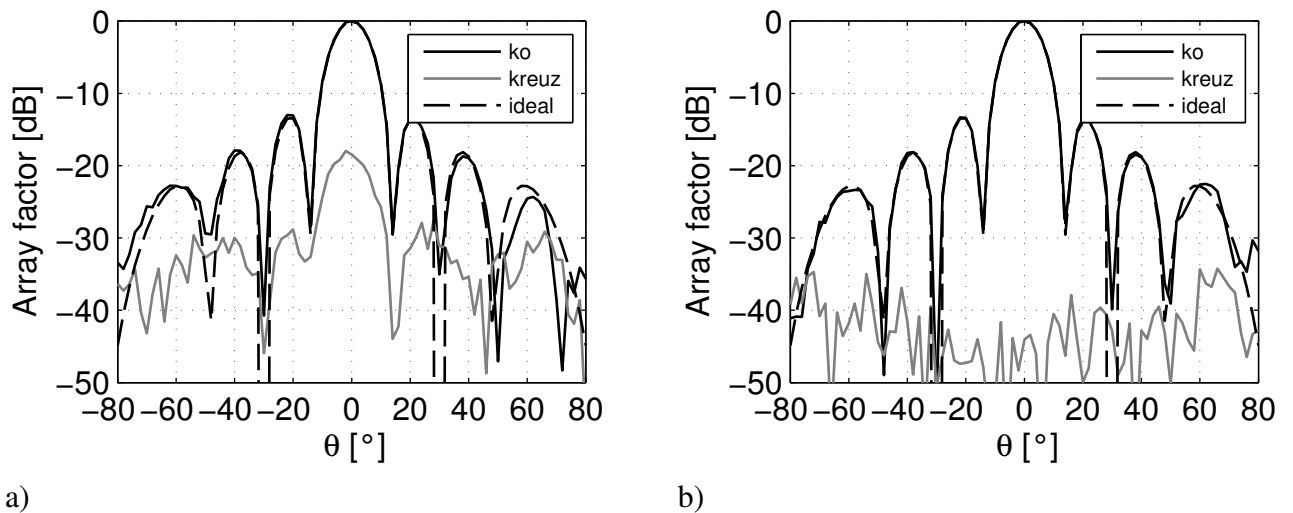


Abbildung 3.26: Normierter *array factor* der SIW-Antenne B nach a) Kalibrierung und b) Entkopplung der Einzelstrahler (RHCP, $\phi = 0^\circ$) bei 29,75 GHz, jeweils ko- (schwarz) und kreuzpolare (grau) Anteile.

Einzelstrahler kann nicht verbessert werden. Dies ist auch beim Schwenken des *array factors* gut zu erkennen, wie man in Abbildung 3.27 sehen kann. Die kreuzpolaren Anteile nach der Kalibrierung der Einzelstrahler liegen auf einem ähnlichen Niveau wie die Nebenkeulen, während sie für den entkoppelten Fall deutlich kleiner sind. Selbst im schlechtesten Fall beträgt die Unterdrückung der kreuzpolaren Anteile immer noch ungefähr 25 dB.

Aus den geschwenkten Diagrammen in Abbildung 3.27 kann für jede Richtung das AR berechnet werden. Das Ergebnis ist in Abbildung 3.28 dargestellt, in diesem Fall auch für LHCP. Man erkennt, dass das AR nach der Kalibrierung dem AR der Einzelstrahler sowohl für LHCP als auch für RHCP sehr gut folgt. Es liegt für $\theta = \pm 60^\circ$ zwischen 2,1 dB und 6,5 dB. Für den entkoppelten Fall kann

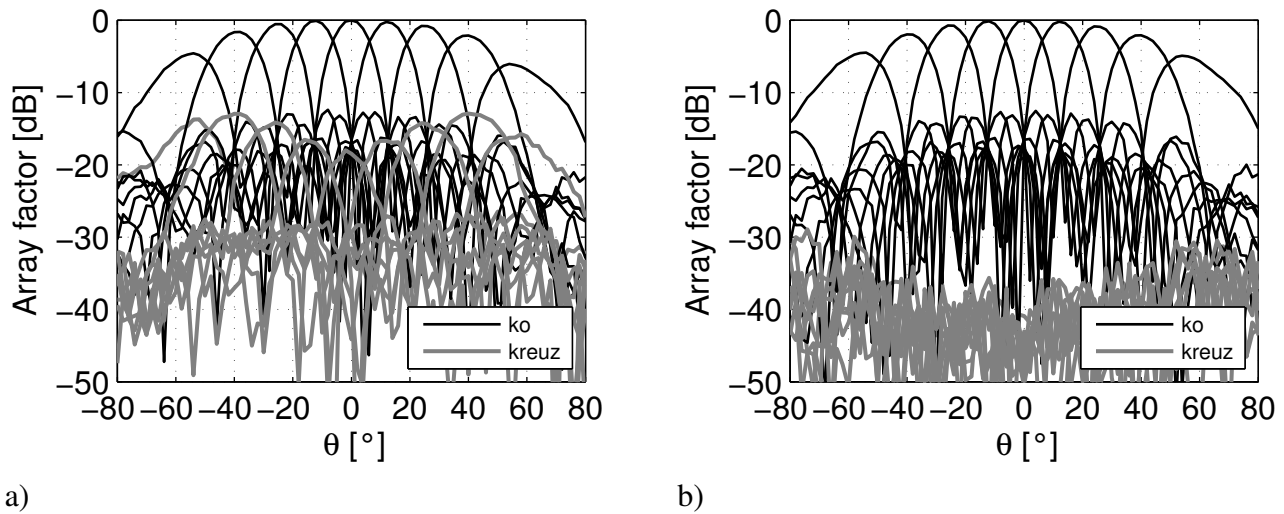


Abbildung 3.27: Normierter und geschwenkter *array factor* der SIW-Antenne B nach a) Kalibrierung und b) Entkopplung der Einzelstrahler (RHCP, $\phi = 0^\circ$) bei 29,75 GHz, jeweils ko- (schwarz) und kreuzpolare (grau) Anteile.

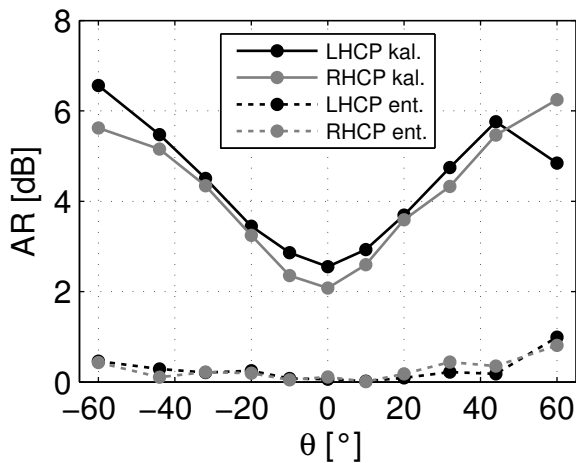


Abbildung 3.28: AR des *array factors* der SIW-Antenne B von LHCP und RHCP nach Kalibrierung und Entkopplung.

das AR für den gleichen Winkelbereich auf 1 dB oder weniger reduziert werden, in weiten Bereichen liegt es unterhalb von 0,5 dB.

Als weiteres Bewertungskriterium beim Vergleich zwischen Kalibrierung und Entkopplung kann die durchschnittliche Amplitude der Kalibrier- und Entkopplungskoeffizienten herangezogen werden. Je unterschiedlicher die Strahler ausfallen, desto unterschiedlicher sind die jeweiligen Koeffizienten. Die durchschnittliche Amplitude der Kalibriervektoren der passiven SIW-Antenne B beträgt nach einer Normierung 0,96 für LHCP und 0,90 für RHCP. Für die Verkopplung sind es 0,84 und 0,80 für LHCP und RHCP. Man könnte also erwarten, dass - beispielsweise im Sendefall - die Ausgangsleistung der kalibrierten Antenne größer ist als die der entkoppelten, da mehr Energie in den Gruppenstrahler eingespeist wird. Dies trifft jedoch nicht zu, wie in Abbildung 3.29 zu erkennen ist. Dargestellt ist der auf einen idealen Gruppenstrahler normierte *array factor* für einen schmalen Ausschnitt im Bereich der Hauptstrahlrichtung für die vier unterschiedlichen Fälle. Die Ergebnisse nach der Entkopplung liegen näher am idealen Wert, obwohl die Einzelstrahler durchschnittlich mit

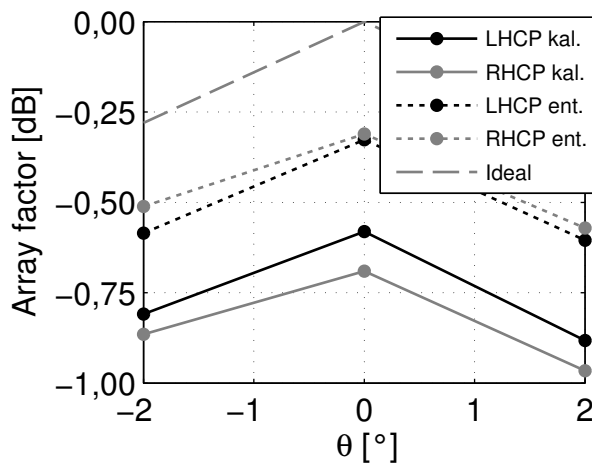


Abbildung 3.29: Ausschnitt des *array factors* der SIW-Antenne B für LHCP und RHCP nach Kalibrierung und Entkopplung.

einer geringeren Amplitude gespeist werden als für den kalibrierten Fall. Die Ursache scheint zu sein, dass sich die „fehlende Leistung“ nur auf die kreuzpolaren Anteile und unmerklich auch auf die Nebenkeulen auswirkt. Nach dem Prinzip der Energieerhaltung kann die Leistung der kreuzpolaren Anteile nicht verschwinden, sie wird über die Entkopplungsmatrix auf die kopolaren Anteile verteilt.

Eine Verifizierung kann nur durch eine sehr aufwendige Messung des Gruppenstrahlers inklusive vollständiger ZF- und Basisbandelektronik geschehen, die im Rahmen dieser Arbeit nicht durchgeführt werden konnte.

3.3.3 Zwischenbewertung

Es bleibt festzuhalten, dass die passive SIW-Antenne B sehr gut mit den Erwartungen und Simulationsergebnissen übereinstimmt. Aufgrund eines nahezu symmetrischen Aufbaus sind die LHCP- und RHCP-Ergebnisse quasi identisch. Es konnte gezeigt werden, dass wenn die Messung eines Gruppenstrahlers sorgfältig durchgeführt wird, die Richtdiagramme mit Hilfe von Verfahren zur Entkopplung der Einzelstrahler verbessert werden können. Der SIW-Strahler B kann also als Basiselement in einer aktiven Antenne eingesetzt werden. Die Mehrlagenplatine muss dafür nicht mehr verändert oder erweitert werden, da bereits zusätzlichen Lagen zur Signalführung vorgesehen sind.

3.3.4 Untersuchung der Chipsätze

Nachdem im Abschnitt 2.2.3 für die aktive Antenne eine Sendearchitektur nach dem Überlagerungsprinzip ausgewählt wurde, sind nun im Folgenden die Komponenten für den Chipsatz zu bestimmen. An dieser Stelle soll auch kurz auf die ZF-Elektronik eingegangen werden, bevor eine Auswahl der HF-Komponenten getroffen wird.

In [35, 41] sind die ZF-Chipsätze aus Komponenten aus dem Mobilfunkbereich aufgebaut worden. Da für diese Frequenzbereiche eine Vielzahl leistungsfähiger und miniaturisierter Halbleiterbauelemente sowie geeigneter Filter zur Verfügung steht, können Bandbreite und Konversionsgewinn der ZF-Chipsätze sehr gut an ein vorgegebenes Basisband- und ein gewünschtes HF-Signal angepasst werden. Der Sender ist für eine ZF von 870 MHz ausgelegt.

Die Auswahl der HF-Komponenten ist entscheidend für die Leistungsfähigkeit der aktiven Antenne.

Der Chipsatz besteht aus Mischer, Filter und Verstärker, und bei der Auswahl der Halbleiterbauelemente sind vor allem folgende Aspekte zu beachten:

- Effizienz,
- Gewinn/Konversionsgewinn,
- Physikalische Abmessungen,
- Ausgangsleistung/Kompressionspunkt,
- Rauschzahl,
- Nutzbarer Frequenzbereich.

Je nach Anwendungsfall kann ein Chipsatz sehr gut oder gar nicht für eine aktive Antenne geeignet sein. Gerade bei hohen Frequenzen und damit verbundener hoher Integrationsdichte können Platz- und Kühlbedarf kritischer als elektrische Eigenschaften sein. Der HF-Chipsatz für die Sendeantennen in [35, 41] bestand aus einem subharmonisch gepumpten Mischer vom Typ HMC264 [179], einem Ringresonator als Spiegelfrequenzfilter (engl. *image rejection* - IR) und einem Verstärker vom Typ CHA2098 [180]. Der Mischer mit integriertem Verdoppler und Verstärker ermöglicht eine LO-Signalzuführung mit niedrigen Leistungspegeln und nur der halben Frequenz, was die LO-Versorgung und den Entwurf des benötigten LO-Netzwerkes vereinfacht.

Dieser Chipsatz hat sich als gute Kombination erwiesen, kann jedoch noch optimiert werden. Wünschenswert für den Betrieb ist neben den oben erwähnten Aspekten ein ähnliches Kompressionsverhalten beider Halbleiterkomponenten. Dies ist selbstverständlich auch von der Einfügedämpfung des IR-Filters abhängig.

Eine Recherche über die Komponenten mehrerer Halbleiterhersteller, bei der der Fokus stets auf Bauteile für eine Sendeantenne bei 30 GHz lag, hat ergeben, dass der Verstärker vom Typ AMMC-6232 [181] besser geeignet ist als der CHA2098. Die entscheidenden Parameter der Komponenten sind in Tabelle 3.3 zusammengefasst.

Tabelle 3.3: Eigenschaften der potenziellen Komponenten für den HF-Chipsatz.

| MMIC | Hersteller | f_1 [GHz] | f_2 [GHz] | g [dB] | P_{1dB} [dBm] | U_D [V] | I_D [mA] | U_G [V] | A [mm ²] |
|-----------|------------|----------------|----------------|-------------|--------------------|--------------|---------------|--------------|---------------------------|
| HMC264 | Hittite | 20 | 32 | -10 | 3 | 3.4 | 30 | SB | 1,28 |
| AMMC-6232 | Avago | 18 | 32 | 27 | 19 | 3..5 | 135 | -0,95 | 1,60 |
| CHA2098 | UMS | 20 | 40 | 19 | 16 | 3,5 | 150 | -0,15 | 1,62 |

Die Frequenzen f_1 und f_2 kennzeichnen die untere und obere operative Frequenzgrenze, g ist der durchschnittliche Gewinn bzw. Konversionsgewinn in diesem Frequenzbereich und P_{1dB} der 1 dB-Kompressionspunkt bezogen auf das Eingangssignal. Ebenfalls angegeben sind die *drain*-Spannung U_D und der *drain*-Strom I_D . Der Mischer benötigt keine externe *gate*-Spannung U_G zum Einstellen eines Arbeitspunktes (engl. *self-biased* - SB). Die letzte Spalte beinhaltet den Flächenbedarf des MMIC ohne Berücksichtigung von Bonddrähten und evtl. benötigten Chipkondensatoren. Die Höhe

aller Komponenten beträgt $100 \mu\text{m}$.

Da der AMMC-6232 eine Rauschzahl von nur 3 dB aufweist, wird er in den Listen des Herstellers als rauscharmer Verstärker (engl. *low noise amplifier* - LNA) geführt. Aufgrund des relativ hohen 1 dB-Kompressionspunktes von $P_{1dB}=19 \text{ dBm}$ ist er allerdings auch sehr gut als Ausgangsstufe einer Sendeantenne geeignet. Der höhere 1 dB-Kompressionspunkt, der höhere Gewinn und die geringere Leistungsaufnahme bei nahezu identischem Flächenbedarf sind die entscheidenden Kriterien für den Einsatz des AMMC-6232 anstelle des CHA2098. Einzig verbleibender Vorteil des CHA2098 ist, dass er für höhere Frequenzen eingesetzt werden könnte.

Im Anhang D sind alle betrachteten MMICs für das Ka-Band aufgeführt, wobei die Recherche aufgrund technologischer Weiterentwicklungen für zukünftige Anwendungen wiederholt werden sollte. Ebenfalls aufgeführt sind einige Komponenten, in denen bereits alle Funktionen eines Senders oder Empfängers integriert sind. Durch die vorhandene Spiegelfrequenzunterdrückung könnte also ein Schaltungskonzept zur Nutzung beider Seitenbänder umgesetzt werden, wie es in Abschnitt 2.2.3 kurz vorgestellt wurde. Aufgrund des hohen Strombedarfs bei vergleichsweise niedriger Ausgangsleistung werden diese MMICs in der vorliegenden Arbeit nicht eingesetzt.

Auch im Ka-Band stehen MMICs mitsamt Gehäuse für eine standardisierte Oberflächenmontage (*surface-mounted technology* - SMT) zur Verfügung. Dadurch könnten trotz leicht höherer Anschaffungskosten unter Umständen bei einer Massenfertigung die Bestückungskosten gesenkt werden. Allerdings sind diese Komponenten aufgrund des höheren Flächenbedarfs nur eingeschränkt nutzbar, wenn es zu hohen Integrationsdichten kommt. In dieser Arbeit werden ausschließlich ungehäuste Komponenten (engl. *dies*) berücksichtigt.

Abschließend ist zur Auswahl der aktiven Komponenten noch zu sagen, dass sämtliche zukünftigen technologischen Fortschritte die potenzielle Leistungsfähigkeit des Chipsatzes steigern werden. Strukturgrenzen, Effizienz, Funktionalität, Konfigurierbarkeit und Bandbreite werden auf absehbarer Zeit auch weiterhin stetig verbessert werden.

Filter für Spezialanwendungen, wie es eine aktive Antenne für den Millimeterwellenbereich ist, sind kommerziell (noch) nicht erhältlich und müssen daher selbst entworfen werden. Wie in [35,41] wird deshalb ein Filter auf Basis eines Ringresonators [182] entworfen und untersucht [183]. Es handelt sich um ein relativ schmalbandiges Bandpassfilter mit sehr kompakten Abmessungen. Als Basismaterial kommt Al_2O_3 [184] mit einem Reinheitsgehalt von 99,6 %, einer DK von $\epsilon_r = 9,6$ und Substratverlusten von $\tan \delta = 0.0002$ zum Einsatz. Aufgrund der relativ hohen Dielektrizitätszahl lassen sich sehr kompakte Filter aufbauen. Die Streuparameter einer realisierten Teststruktur sind beispielhaft in Abbildung 3.30 dargestellt. Im interessierenden Frequenzbereich von 29,5 bis 30 GHz zeigt die Einfügedämpfung einen sehr flachen Verlauf und beträgt knapp 3 dB. Die Rückflussdämpfung ist in diesem Bereich besser als 15 dB. Insgesamt wird eine 3 dB-Bandbreite von ungefähr 1,5 GHz erreicht, wobei die Flanken zu beiden Seiten des Filters sehr steil sind. Dies führt zu einer guten Unterdrückung ($>20 \text{ dB}$) des Spiegelfrequenzsignals um 28,1 GHz. Die Spiegelfrequenz ergibt sich aus der vorgegebenen ZF von 870 MHz. Das LO-Signal bei 28,88 GHz wird durch das Filter nur um weniger als 10 dB gedämpft, allerdings wird dieses Signal bereits durch den subharmonischen Mischer selbst um mehr als 20 dB unterdrückt.

Die Einfügedämpfung von 3 dB des IR-Filters hat keine weiteren Konsequenzen, da ohne Filter der Kompressionspunkt des Verstärkers 3 dB früher erreicht würde. Mit dem Filter werden Mischer und Verstärker ungefähr mit gleichem Abstand vom jeweiligen Kompressionspunkt betrieben.

Die hergestellten Filter werden ausgesägt und genau wie die MMICs auf den SIW aufgebracht und mit Golddrähten verbunden (engl. *bond wires*). Alternativ können auch IR-Filter auf der obersten

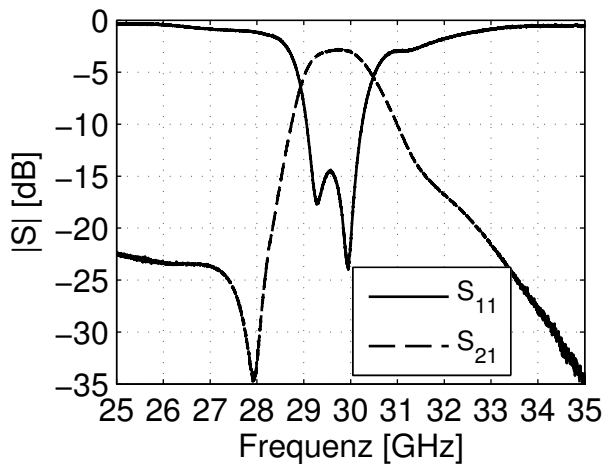


Abbildung 3.30: Gemessene Streuparameter eines IR-Filters.

Lage des SIW entworfen werden. Der Platzbedarf ist aufgrund der geringeren DK zwar etwas größer, dafür würde die Montage entfallen. Allerdings haben Untersuchungen gezeigt, dass die in Frage kommenden Filter [183] sehr anfällig gegen Material- und Fertigungstoleranzen sind. Bereits kleine Änderungen der Substrat- oder Metallisierungsparameter haben eine starke Verschiebung der Resonanzfrequenz zur Folge. Ein manuelles Anpassen (engl. *tuning*) auf der SIW-Mehrlagenplatine wäre erforderlich, worauf aufgrund des Aufwands verzichtet wird. Für eine spätere Massenanwendung brächte diese Alternative aber durchaus Vorteile mit sich.

In Abbildung 3.31 ist ein während einer Testmessung fotografiertes Chipsatz zu sehen.

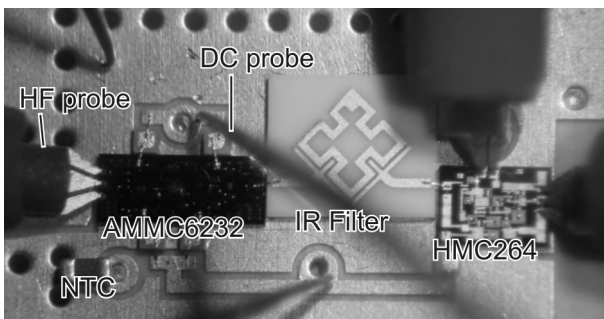


Abbildung 3.31: HF-Chipsatz mit aufgesetzten HF- und DC-Messspitzen.

Man erkennt von links nach rechts den Verstärker, das IR-Filter und den Mischer. Die HF-Ein- und Ausgänge der MMICs sind mit HF-Messspitzen (engl. *HF probes*) kontaktiert, die Spannungsversorgung erfolgt über *DC probes*. Zur Temperaturüberwachung des Chipsatzes ist ein temperaturabhängiger Widerstand, in diesem Fall ein Heißleiter (engl. *negative temperature coefficient thermistor - NTC thermistor*) hinzugefügt. Er ist in der Nähe der Ausgangsstufe des Verstärkers platziert, da in dieser Umgebung die meiste Wärme entsteht. Im Betrieb werden Verstärker und Mischer mit einer Spannung von 4 V betrieben, die *gate*-Spannung des Verstärkers beträgt ungefähr -0,95 V. Dies führt zu einem Stromverbrauch von ungefähr 135 mA für den Verstärker und 30 mA für den Mischer. Da Variationen der MMIC-Eigenschaften trotz identischer Versorgungsspannungen zu unterschiedlichen Strömen führen können, ist für jeden Kanal eine Stromregelung (engl. *current control circuitry - CCC*) vorgesehen. Jeder CCC besteht dabei aus einem pnp-Transistor und fünf Widerständen [185]. Abbildung 3.32 zeigt die Oberseite einer aktiven SIW-Antenne B. Es handelt sich um ein 16x1-array, eine Größe, die sich als guter Kompromiss zwischen einer zuverlässigen Herstellbarkeit der

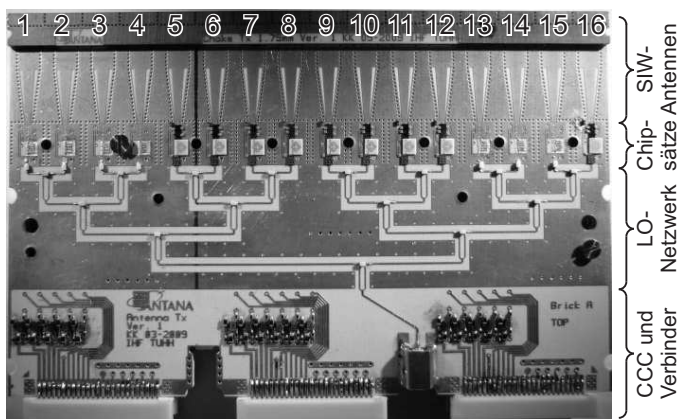


Abbildung 3.32: Aktiver 16x1-Gruppenstrahler, 9 Kanäle vollständig bestückt.

Einzelmodule und einem praktikablen Aufbau größerer Gruppenstrahler erwiesen hat. An kleineren *arrays* könnten beispielsweise die LO-Verteilung oder das thermische Verhalten nicht untersucht werden, ohne bei Aussagen zu großen Gruppenstrahlern Abschätzungen machen zu müssen. Die Abmessungen eines Moduls in Abbildung 3.32 betragen 80 mm x 50 mm x 4,8 mm. Die Kanäle sind von 1 bis 16 durchnummeriert. Weiterhin sind (von oben nach unten) die passiven SIW-Antennen, die aufgereihten Chipsätze, ein Netzwerk zur LO-Signalverteilung und ein Bereich für die CCCs und die benötigten Verbinder für die Kontaktierung von LO-, ZF- und DC-Signalen zu erkennen. Die zwei LO-Signale werden über MiniSMP-Verbinder übergeben, für die restlichen Signale kommen drei Steckverbinder vom Typ DF15-50 [186] zum Einsatz. Für ein vollständig bestücktes Modul werden insgesamt 98 Signale über diese Verbinder geleitet. Da es sich um ein Testmodul handelt, sind zunächst nur 9 der 16 Chipsätze der Oberseite bestückt (8 mittlere Elemente und ein Randelement). Die Rückseite des Moduls ist identisch (gespiegelt zur Oberseite) aufgebaut. Abbildung 3.33 zeigt exemplarisch das Ergebnis einer Chipsatzmessung auf dem Testmodul. Der

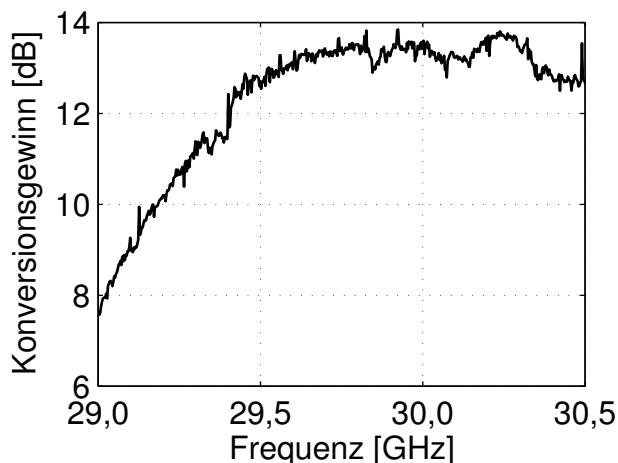


Abbildung 3.33: Konversionsgewinn eines Chipsatzes des Testmoduls.

Konversionsgewinn liegt im Bereich von 13 dB und stimmt damit sehr gut mit den Datenblattwerten der MMICs und den Untersuchungsergebnissen des Filters überein. Die Variationen sind kleiner als 1 dB zwischen 29,5 GHz und 30 GHz. Ebenfalls gut zu erkennen ist der Beginn der Filterkurve im unteren Frequenzbereich. Aufgrund der Frequenzumsetzung des Chipsatzes wurde die Messung nicht mit einem Netzwerk- sondern einem Spektrumanalysator (nur manuelle Kalibrierung) durchgeführt, weshalb das Ergebnis etwas verrauscht ausfällt.

In Abbildung 3.34 sind die Ergebnisse von 16 Chipsatzmessungen eines vollständig bestückten Moduls dargestellt, diesmal aufgenommen über einen weiteren Frequenzbereich.

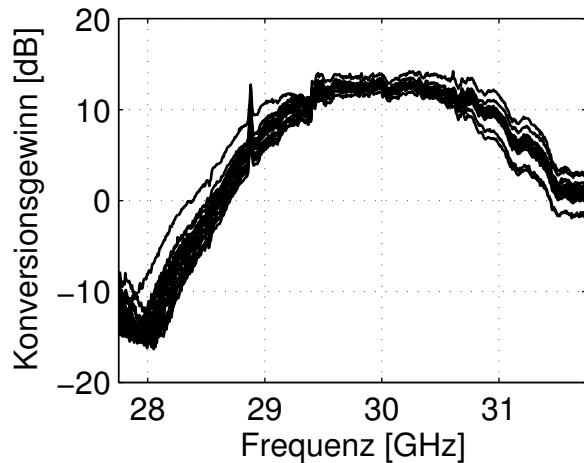


Abbildung 3.34: Konversionsgewinn von 16 Chipsätzen eines Antennenmoduls.

Die Schwankungen des Konversionsgewinns zwischen 29,5 GHz und 30 GHz liegen unterhalb von 3 dB, und das Spiegelfrequenzsignal wird mit mindestens 17 dB - meistens mehr als 20 dB - unterdrückt. Es gibt eine Überhöhung bei der LO-Frequenz von 28,88 GHz, was jedoch der Messmethode zu schulden ist. Wenn die LO-Frequenz konstant gehalten und die ZF verstimmt wird, ist bei dem Messwert nahe 28,88 GHz die ZF fast Null, weshalb die Isolation des LO-Signals des subharmonischen Mischers sehr gering ausfällt. Bei der eigentlichen ZF von 870 MHz erhält man eine LO-zu-HF-Isolation von 20 dB oder mehr.

Es bleibt festzuhalten, dass die ausgewählten Chipsätze inklusive der entworfenen IR-Filter gut funktionieren und auch die Schwankungen untereinander gering ausfallen.

3.3.5 LO-Netzwerk

In den ersten beiden Projektphasen von Santana [35, 41] wurden sowohl für die Empfangsantennen bei 20 GHz als auch für die Sendeantennen bei 30 GHz Leistungsteiler in Form von einstufigen $\lambda/4$ -Transformatoren [42] eingesetzt, um die Netzwerke für die Verteilung des LO-Signals zu realisieren. Diese Art von Netzwerken kann einfach und platzsparend in Streifenleitungstechnik umgesetzt werden. Da keine weiteren passiven Komponenten wie Widerstände, Kondensatoren oder Spulen benötigt werden, können $\lambda/4$ -Transformatoren zudem mit den inneren Lagen mehrlagiger Leiterkarten aufgebaut werden, was auch in [35, 41] der Fall war. Allerdings hat diese Art von Netzwerken auch zwei entscheidende Nachteile: unsymmetrische Netzwerke sind schwierig zu realisieren und eine Fehlanpassung an einem Ausgangstor kann sich auf die Charakteristik des ganzen Netzwerks auswirken.

Um die besprochenen Probleme bei der Verteilung der LO-Signale von vornherein so klein wie möglich zu halten, werden für die aktiven Antennen in der Ziegelarchitektur Wilkinson-Teiler [79] eingesetzt. Ein einstufiger Wilkinson-Teiler für eine Verteilung eines Signals von einem auf zwei Tore besteht aus zwei $\lambda/4$ -Transformatoren und einem Widerstand R (siehe Abbildung 3.35a). Falls die Eingangs- und Ausgangsimpedanzen identisch sind (Z_0) und die Leistung gleichmäßig auf beide Ausgänge verteilt werden soll, so ist die Impedanz der Transformationsleitungen $Z_T = \sqrt{2}Z_0$. In Abbildung 3.35b ist eine maßstabsgetreue Realisierung eines Wilkinson-Teilers für 14,4 GHz und

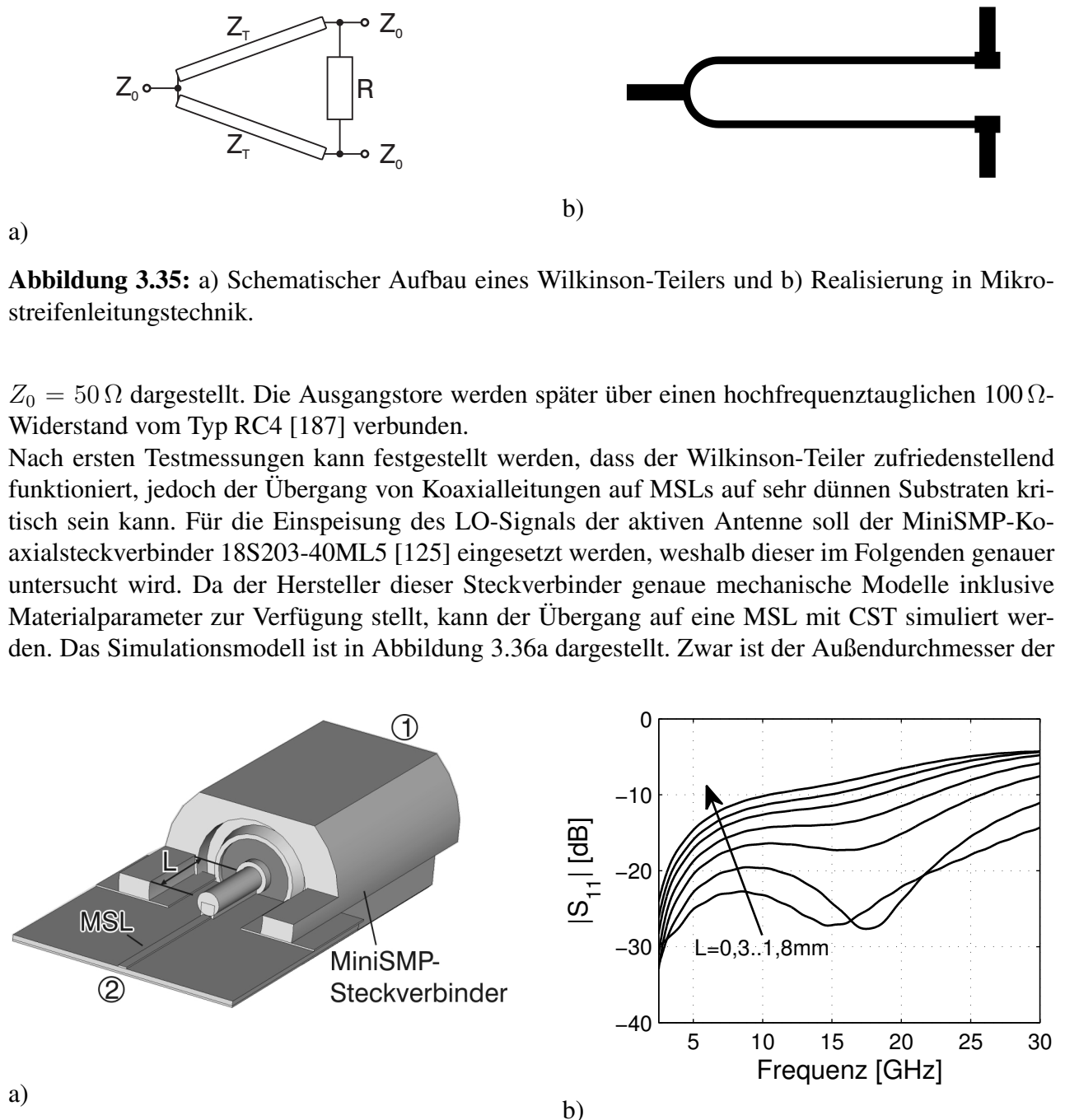


Abbildung 3.35: a) Schematischer Aufbau eines Wilkinson-Teilers und b) Realisierung in Mikrostreifenleitungstechnik.

$Z_0 = 50 \Omega$ dargestellt. Die Ausgangstore werden später über einen hochfrequenztauglichen 100Ω -Widerstand vom Typ RC4 [187] verbunden.

Nach ersten Testmessungen kann festgestellt werden, dass der Wilkinson-Teiler zufriedenstellend funktioniert, jedoch der Übergang von Koaxialleitungen auf MSLs auf sehr dünnen Substraten kritisch sein kann. Für die Einspeisung des LO-Signals der aktiven Antenne soll der MiniSMP-Koaxialsteckverbinder 18S203-40ML5 [125] eingesetzt werden, weshalb dieser im Folgenden genauer untersucht wird. Da der Hersteller dieser Steckverbinder genaue mechanische Modelle inklusive Materialparameter zur Verfügung stellt, kann der Übergang auf eine MSL mit CST simuliert werden. Das Simulationsmodell ist in Abbildung 3.36a dargestellt. Zwar ist der Außendurchmesser der

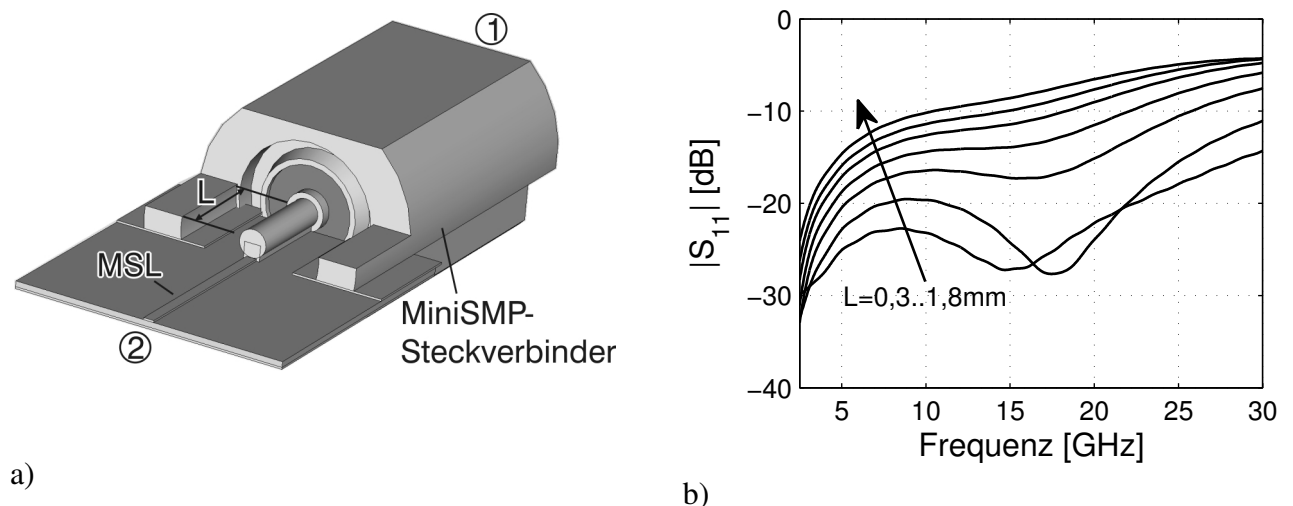


Abbildung 3.36: a) Simulationsmodell des MiniSMP-MSL-Übergangs und b) simulierte Rückflussdämpfung an Tor 1.

Koaxialleitung mit 1,6 mm kleiner als bei einer SMA-Verbindung, und potentiell ist ein reflexionsarmer Übergang möglich, allerdings ist der herausgeführte Innenleiter für die Lötverbindung mit einem Durchmesser von 0,5 mm größer als die MSL selbst. Über die Länge der Lötverbindung ist deshalb der Wellenwiderstand nicht 50Ω , sondern ungefähr 35Ω . Um diese Fehlanpassung zu vermeiden, wird der Innenleiter vor dem Verlöten mit der MSL mechanisch gekürzt. Die in Abbildung 3.36b

dargestellten Simulationsergebnisse zeigen, wie die Rückflussdämpfung sich für kürzere Innenleiter deutlich verbessert. Bei der ursprünglichen Länge von 1,8 mm ist die Anpassung ab 10 GHz schlechter als 10 dB, wo hingegen für 0,9 mm Länge die Rückflussdämpfung bis 25 GHz besser als 10 dB ist. Der Frequenzbereich des LO-Signals liegt zwischen 14 GHz und 15 GHz.

Alternativ gibt es auch andere Möglichkeiten, diese Fehlanpassung zu vermeiden. Beispielsweise könnte der Innenleiter nicht gekürzt, sondern verschmälert werden, was allerdings mechanisch aufwendiger ist. Auf das Einsetzen weiterer Leitungselemente wie z. B. einer $\lambda/2$ -Leitung für 14,4 GHz mit einer Impedanz von 35Ω wird ebenfalls verzichtet, um kein resonantes Verhalten beim Übergang zu erzeugen und auch um Platz einzusparen.

Das LO-Netzwerk wird folglich mit dem gezeigten Wilkinson-Teiler und dem MiniSMP-Übergang auf der obersten und untersten Lage des Antennenmoduls für 16 Ausgänge realisiert. In Abbildung 3.37 ist der Messaufbau zum Testen dieses Netzwerkes zu sehen. Zur Einspeisung des Signals wird ein MiniSMP-Kabel verwendet. Fünfzehn der 16 Ausgänge sind mit einem 50Ω -Widerstand vom Typ RC4 abgeschlossen, während ein Ausgang mit einer HF-Messspitze kontaktiert wird. Zur Messung aller 16 Kanäle sind folglich 15 Lötvorgänge notwendig.

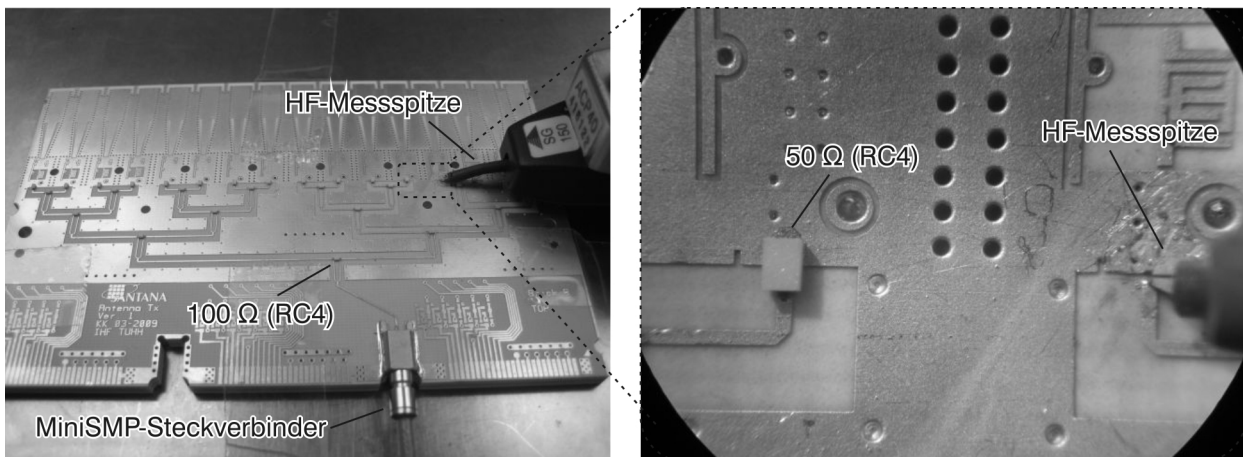


Abbildung 3.37: Messaufbau für die Verifikation des LO-Netzwerkes auf dem Antennenmodul mit vergrößertem Ausschnitt der HF-Messspitze.

Der gemessene Streuparameter $|S_{21}|$ für alle 16 Ausgangstore ist in Abbildung 3.38 dargestellt. Die maximalen Schwankungen der Einfügedämpfungen im interessierenden Frequenzbereich sind kleiner als 1,5 dB. Untersuchungen des Konversionsgewinns und des Reflexionsfaktors des subharmonischen Mischers HMC264 [139] in Abhängigkeit der LO-Leistung zeigen, dass selbst Schwankungen von bis zu 3 dB akzeptabel sind. Da die Schwankungen bei der Messung auch stark vom mehrfachen Verlöten der Abschlusswiderstände herrührt, ist festzuhalten, dass das LO-Netzwerk über einen 1 GHz breiten Frequenzbereich eingesetzt werden kann. Aufgrund des subharmonischen Mischers bedeutet das, dass sich das Basisbandsignal innerhalb eines 2 GHz breiten Spektrums befinden kann. Die Tatsache, dass die Einfügedämpfungen des LO-Netzwerkes ungefähr 2 dB höher als die idealen 12 dB sind, rührt zu etwa gleichen Teilen von den dielektrischen und galvanischen Verlusten des LO-Netzwerkes selbst und von den Zuleitungsadaptern (MiniSMP-Kabel und HF-Messspitze) her.

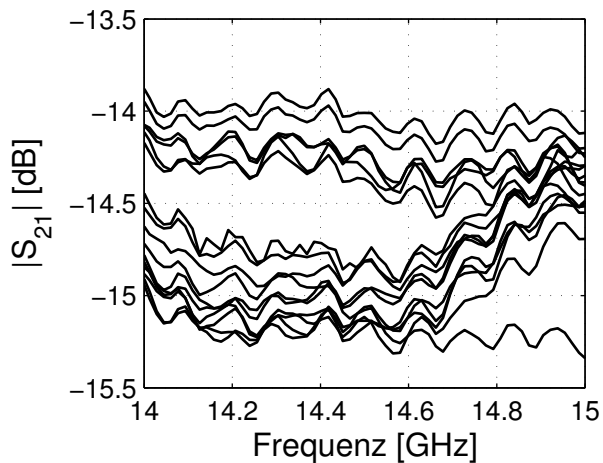


Abbildung 3.38: Einfügedämpfungen des LO-Netzwerkes.

3.3.6 Messergebnisse des aktiven Gruppenstrahlers

In diesem Unterabschnitt wird der aktive Gruppenstrahler als Ganzes untersucht. Werden die Chipsätze wie in Abschnitt 3.3.4 einzeln betrieben ist die Wärmeentwicklung relativ gering und es wird keine aktive Kühlung benötigt. Dies ändert sich beim Betrieb der gesamten Antenne. Die Leistungsaufnahme eines vollständig bestückten Moduls (32 Chipsätze) beträgt über 20 W. Aufgrund eines relativ geringen Wirkungsgrades der Chipsätze von weniger als 10 % entsteht viel Wärme. Zur Kühlung der Chipsätze werden zwischen den Antennenmodulen Kühlplatten eingesetzt. Eine vereinfachte Seitenansicht dieser Kühlung ist in Abbildung 3.39 dargestellt.

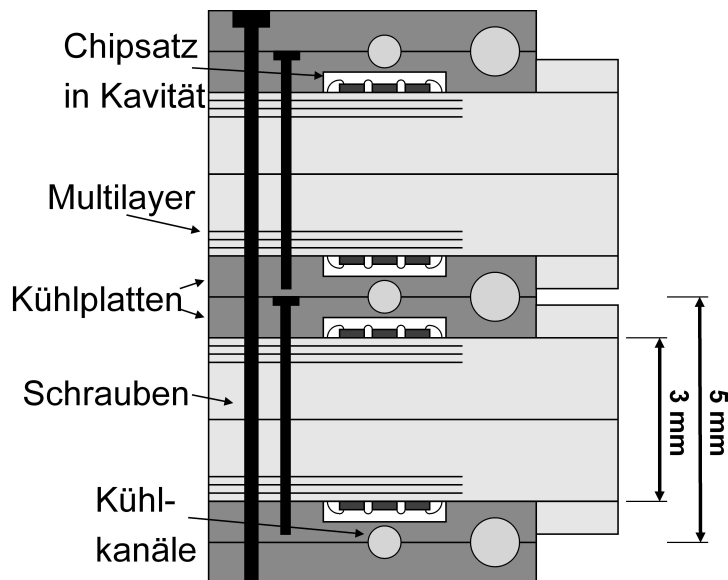


Abbildung 3.39: Vereinfachte Seitenansicht der Kühlung.

Um einen guten Wärmeübergang zu erreichen, sind die Kühlplatten mit den Antennenmodulen verschraubt. Sie dienen außerdem als mechanischer und elektromagnetischer Schutz der MMICs und Netzwerke. Die Antennenmodule selbst werden mit Schrauben zueinander ausgerichtet und verschraubt. Zu Test- und Wartungszwecken können die Kühlplatten problemlos wieder entfernt werden. Die entstehende Wärme wird über Kühlkanäle zu einer herkömmlichen Wärmesenke abgeführt. Bei den durchgeführten Messungen wurde eine Kühlflüssigkeit für den Wärmetransport eingesetzt,

es könnten aber auch Kühlrohre (engl. *heat pipes*) benutzt werden, wobei die Lageabhängigkeit dieser Komponenten nicht vernachlässigt werden darf [188].

Abbildung 3.40 zeigt die unterhalb und oberhalb des Antennenmoduls montierten Kühlplatten. In

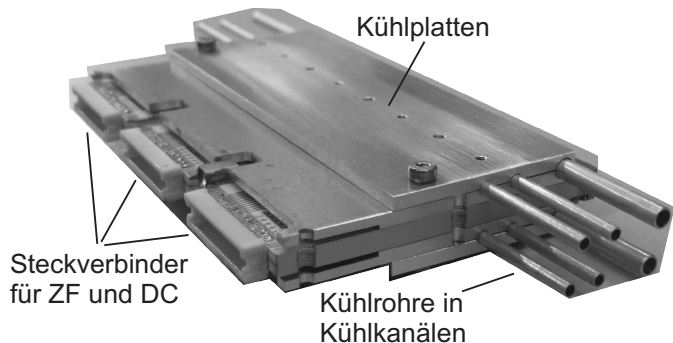


Abbildung 3.40: Aktiver 16x1-Gruppenstrahler mit montierten Kühlplatten.

dieser Ausführung befinden sich zwei Kühlkanäle mit einem Durchmesser von 1,0 mm direkt über den Chipsatzkavitäten. Ein weiterer Kühlkanal ist oberhalb der SIW-Speisung angebracht. Da sich an dieser Position keine Kavität auf der anderen Seite der Kühlplatte befindet, kann der Durchmesser des Kühlkanals 1,5 mm betragen.

Die Antennenmodule werden auf einer Verteilerplatine (engl. *distribution board*) aufgesetzt, um die DC, ZF und LO-Signale zuzuführen. In Abbildung 3.41 ist der Gruppenstrahler mit montierten Kühlplatten auf einer Verteilerplatine für ein Modul aufgebracht. Auf der Verteilerplatine befinden sich ZF- und DC-Schalter, um bei einer Messung zwischen den 32 ZF-Kanälen und 32 Temperatursensoren zu wählen. Dies kann manuell und per Mikrocontroller geschehen, wobei der Mikrocontroller wiederum von einem PC gesteuert wird. Für den Betrieb aller Kanäle können die ZF-Signale über

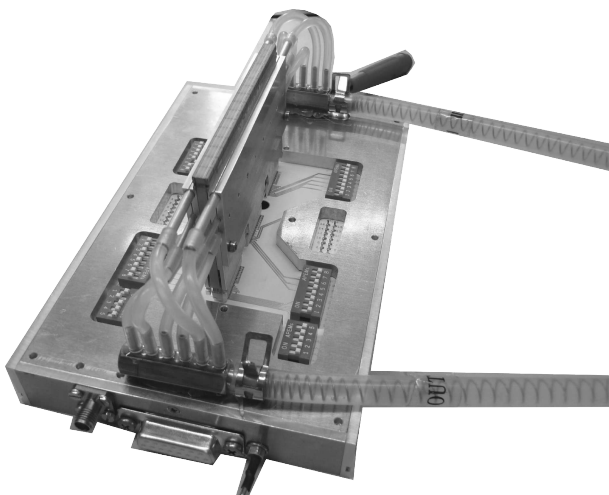


Abbildung 3.41: Aktiver 16x1-Gruppenstrahler auf Verteilerplatine mit angeschlossenen Kühlschläuchen.

Miniaturkoaxialkabel vom Typ HQCD/EQCD [121] an eine entsprechende Basisbandeinheit übergeben werden. Der Entwurf dieser Verteilerplatine ist bis zu einer Größe von 2x32 Modulen skalierbar, was 32x32 Elementen, also 1024 Antennen und somit 2048 Chipsätzen mit einem Leistungsbedarf von mehr als 1350 W entspricht. Die Begrenzung ist durch die hohe Anzahl von 69 Signalen¹ pro Modul gegeben. Für Gruppenstrahler mit mehr als 32x32 Elementen müsste eine neue Verteilerplatine entworfen werden, was aber prinzipiell kein Problem darstellt.

¹Anzahl = 2 LO-Signale plus 32 ZF-Signale plus 32 Temperatursignale plus 2 Versorgungsspannungen plus Masse.

Für große Gruppenstrahler bietet es sich an, die Wärme nicht für alle Module in die gleiche Richtung durch die Kühlkanäle abzuführen. Ansonsten könnte sich ein unerwünschter Temperaturgradient einstellen. Besser ist ein Wärmetransport in unterschiedlichen Richtungen, was bereits bei zwei Kühlkanälen pro Modul leicht erreicht werden kann.

In Abbildung 3.42 ist der Aufbau zur Richtdiagrammmessung dargestellt. Das Modul ist mit sämtlichen Zuleitungen versehen und auf dem Drehtisch eines Antennenmessplatzes montiert.

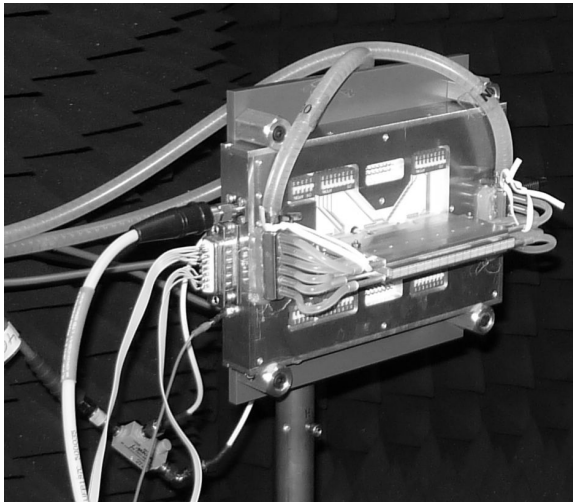


Abbildung 3.42: Foto des Messaufbaus zur Richtdiagrammmessung des 16x1-Gruppenstrahlers.

Zur Bestimmung der Eigenschaften des Gruppenstrahlers werden zwei Richtdiagrammmessungen durchgeführt: einmal mit einem RCHP- und einmal mit einem LHCP-Referenzhornstrahler. Die Messzeit für eine Polarisation beträgt in etwa zwei Stunden. Das Temperaturverhalten der Chipsätze wird bei beiden Messungen überwacht und ist für den RHCP-Fall in Abbildung 3.43 in Abhängigkeit des Winkels aufgetragen. Der LHCP-Fall ist erwartungsgemäß sehr ähnlich.

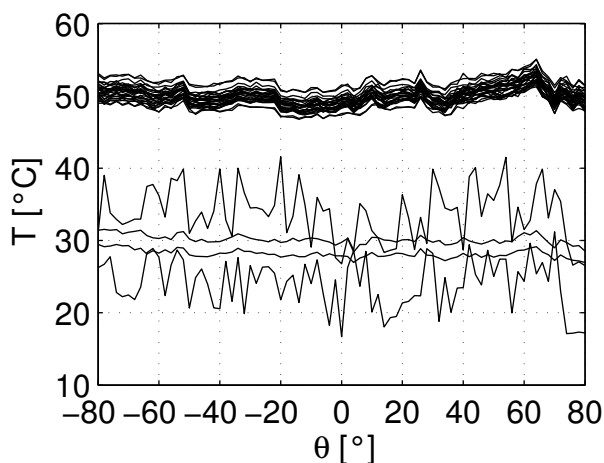


Abbildung 3.43: Temperaturverläufe der 32 Chipsätze während der Richtdiagrammmessung.

Bei einer Umgebungstemperatur von etwa 20 °C weisen 28 Chipsätze eine Temperatur von 47 °C bis 55 °C auf. Der Durchschnittswert beträgt 50,05 °C mit einer Standardabweichung von weniger als einem Grad. Dies entspricht einer normalen Arbeitstemperatur für MMICs. Laut Datenblatt [179, 181] sind Temperaturen bis über 80 °C noch unkritisch für den Betrieb. Die vier Chipsätze 10, 12, 14 und

16 für RHCP weisen eine deutlich niedrigere Temperatur auf, was auf eine fehlerhafte Leistungsaufnahme hindeutet. Zwei der Kanäle sind als defekt einzustufen, während die anderen zwei Kanäle noch genutzt werden können, wenn auch mit geringerem Konversionsgewinn. Es werden jedoch nicht nur unterschiedliche Chipsatzeigenschaften festgestellt, auch das AR einiger Antennen liegt deutlich über 10 dB. Exemplarisch sind die Richtdiagramme und Achsenverhältnisse von einem guten und einem schlechten Strahler in den Abbildungen 3.44 und 3.45 dargestellt.

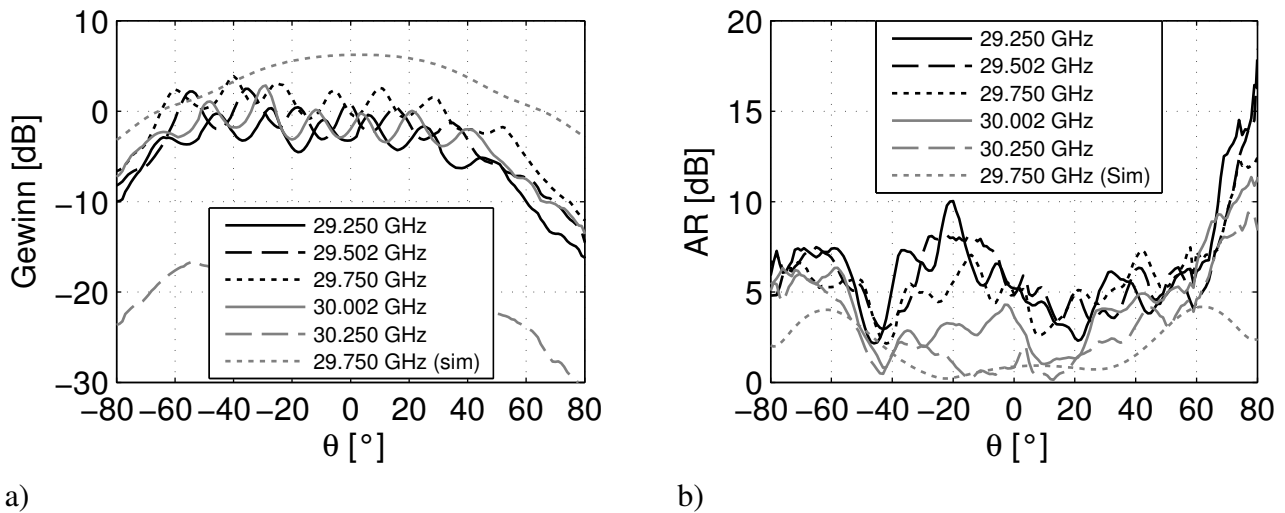


Abbildung 3.44: a) Simulierter und gemessener Gewinn und b) AR von RHCP-Strahler 1 der aktiven Antenne für 29,25 bis 30,25 GHz ($\phi = 0$).

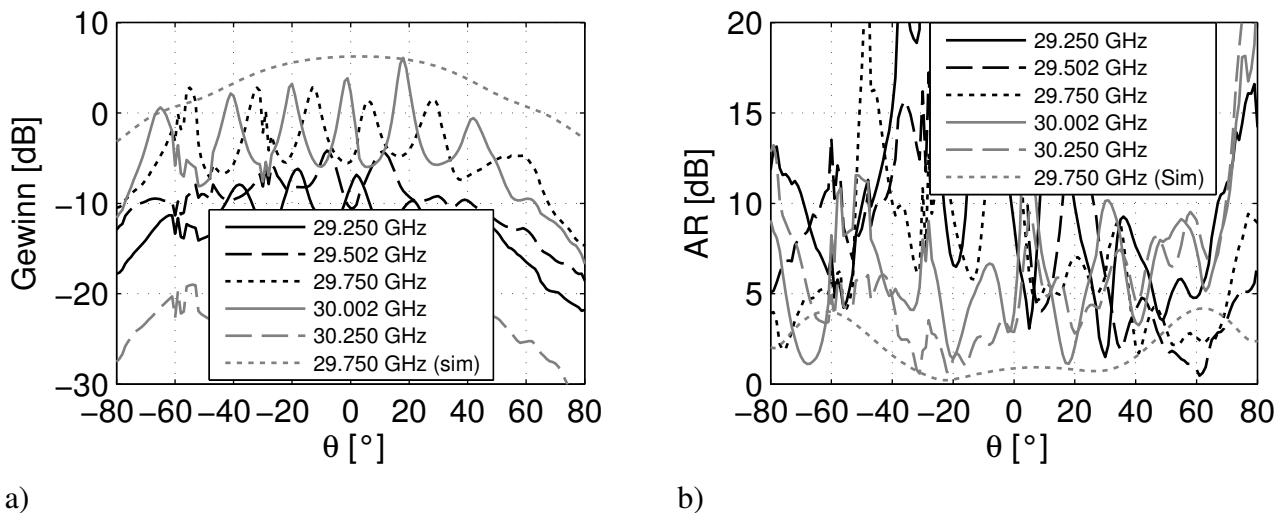


Abbildung 3.45: a) Simulierter und gemessener Gewinn und b) AR von RHCP-Strahler 2 der aktiven Antenne für 29,25 bis 30,25 GHz ($\phi = 0$).

Man erkennt deutlich, dass nicht nur der Gewinn des RHCP-Strahlers 2 niedriger und stark unterschiedlich für die fünf aufgezeigten Frequenzen ist, auch eine sehr ausgeprägte Welligkeit kann beobachtet werden. Diese Abhängigkeit des Gewinns vom Elevationswinkel ist auf ein defektes

SIW-Antennenelement zurückzuführen. Dies konnte nicht direkt überprüft werden, aber da RHCP-Strahler 1 wie auch andere Elemente größtenteils das Verhalten des passiven Gruppenstrahlers aus Abschnitt 3.3.2 widerspiegelt, kommt als Ursache nur eine ungenügende Verbindung zwischen SIW und *choke* in Frage. Dies scheint ebenfalls die Ursache dafür zu sein, dass nicht nur RHCP-Strahler 1 und 2 sondern auch die restlichen Strahler einen deutlichen Gewinneinbruch bei 30,25 GHz zeigen. Aufgrund zwei defekter Chipsätze sowie defekter SIW-Strahler können die Kalibrierung und Entkopplung nur für den LHCP-Fall erfolgreich durchgeführt werden. Nicht berücksichtigt werden die RHCP-Kanäle 2, 5, 11, 12, 13, 14 und 16 sowie der LHCP-Kanal 13. Des Weiteren ist wegen schlechten Abstrahlverhaltens für $|\theta| > 60^\circ$ dieser Bereich für die Entkopplung ausgeschlossen. Abbildung 3.46 zeigt den normierten LHCP-*array factor* der aktiven Antenne in Hauptstrahlrichtung für den kalibrierten und den entkoppelten Fall. Nach der Kalibrierung weicht der kopolare

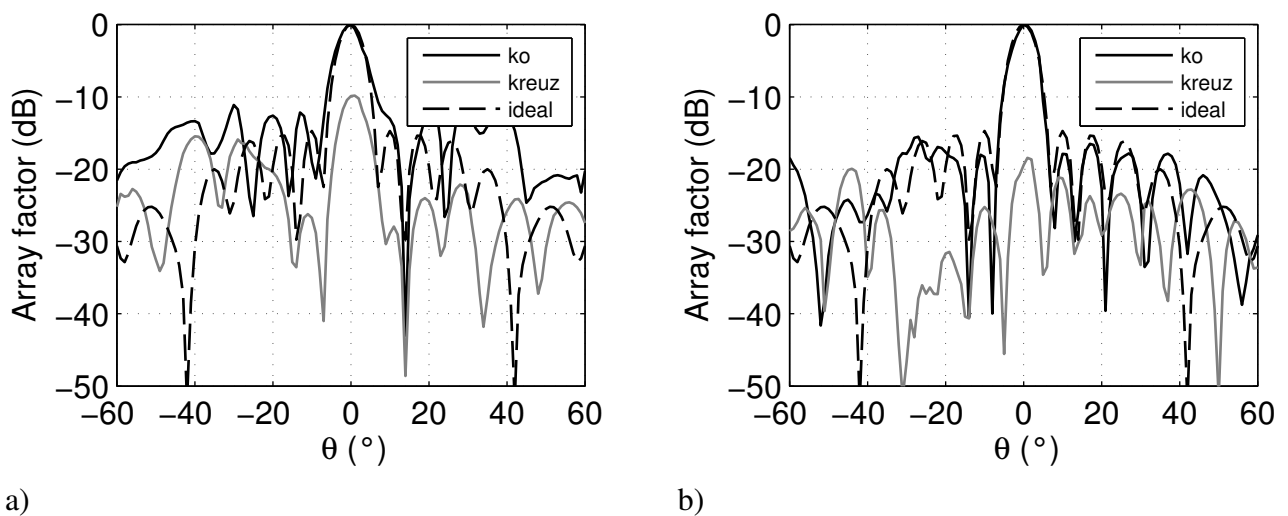


Abbildung 3.46: Normierter *array factor* des aktiven Gruppenstrahlers nach a) Kalibrierung und b) Entkopplung der Einzelstrahler (LHCP, $\phi = 0^\circ$) bei 29,75 GHz, jeweils ko- (schwarz) und kreuzpolare (grau) Anteile.

Anteil stark vom idealen Verhalten ab. Diese Unterschiede können nach der Entkopplung verringert werden. Fehlende Elemente sind bei der Berechnung des idealen Verhaltens berücksichtigt. Auch der kreuzpolare Anteil ist nach der Entkopplung niedriger als nach der Kalibrierung.

Ein ähnliches Bild ergibt sich, wenn die Hauptkeule von -60° bis 60° geschwenkt wird, wie in Abbildung 3.47 zu sehen ist. Auch hier sind für den kalibrierten Fall die kopolaren Anteile stark verformt, und kreuzpolare Anteile werden über weite Bereiche nur um 10 dB unterdrückt. Nach der Entkopplung hingegen liegen die kreuzpolare Anteile in etwa 20 dB niedriger als die kopolaren, und auch das Nebenkeulenniveau liegt im erwarteten Bereich.

Aus den Diagrammen in Abbildung 3.47 kann für jede Richtung, in die die Hauptkeule geschwenkt wird, das AR berechnet werden. Das Ergebnis ist in Abbildung 3.48 dargestellt. Für den kalibrierten Fall schwankt das AR sehr stark und liegt zwischen 1,6 dB und 25,5 dB. Nach der Entkopplung beträgt das AR zwar auch nie weniger als 1,6 dB, überschreitet jedoch auch niemals 4,5 dB, womit es unterhalb des üblichen Grenzwertes für zirkulare Polarisation von 6 dB liegt. Ein ideales AR von 0 dB zu erreichen wäre theoretisch zwar möglich, dies kann jedoch nur mit einem idealen Messaufbau erreicht werden. Selbst temperaturstabilisierte, in einem klimatisierten Labor aufgebaut-

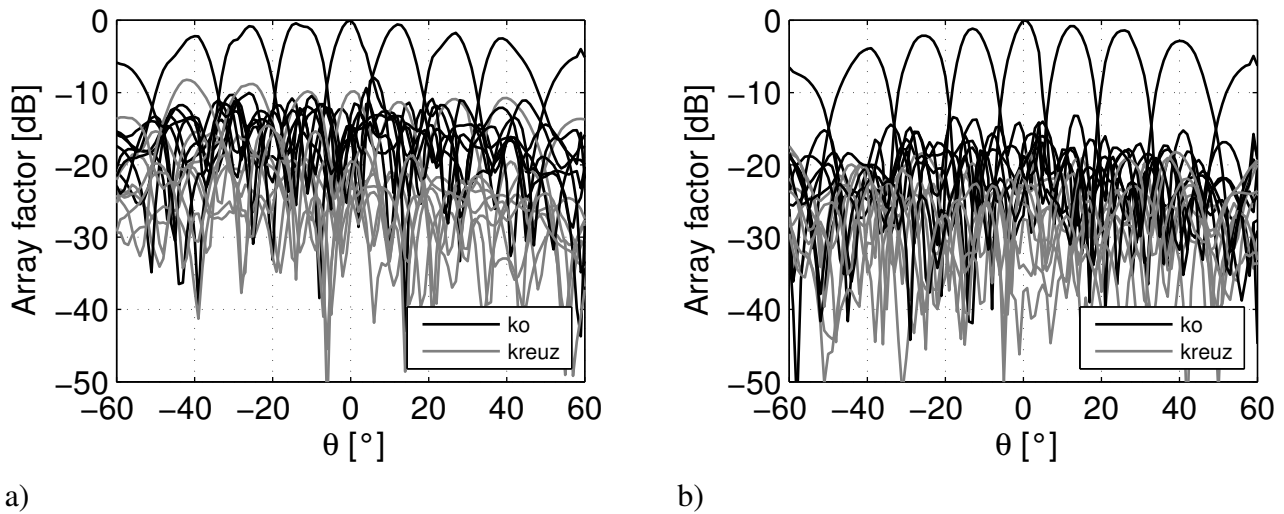


Abbildung 3.47: Normierter und geschwenkter *array factor* des aktiven Gruppenstrahler nach a) Kalibrierung und b) Entkopplung der Einzelstrahler (LHCP, $\phi = 0^\circ$) bei 29,75 GHz, jeweils ko- (schwarz) und kreuzpolare (grau) Anteile.

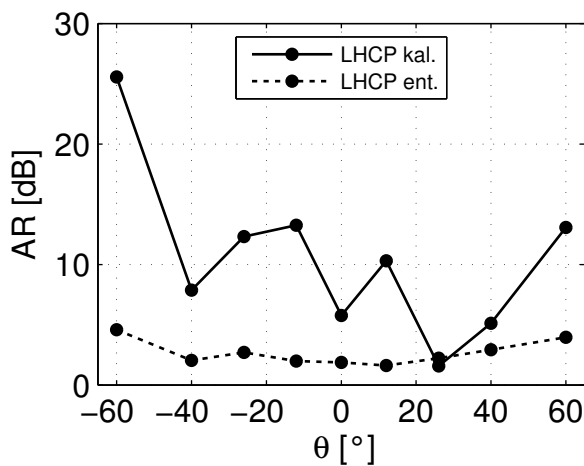


Abbildung 3.48: AR des kalibrierten und entkoppelten aktiven Gruppenstrahlers für LHCP.

te Messgeräte weisen eine Temperaturdrift auf, und auch spezielle HF-Kabel erhalten durch eine Kabelbiegung, wie sie während der Messung des Richtdiagramms nötig ist, andere Transmissions-eigenschaften. Die Messungen wurden mit nicht temperaturstabilisierten Geräten in einem nicht klimatisierten Labor und mit Standardkabeln durchgeführt. Dazu kommt, dass bei einer Wellenlänge von 10 mm bereits eine mechanische Verschiebung der Antenne von 0,1 mm einen Phasenfehler von $3,6^\circ$ verursachen kann. Es ist jedoch unwahrscheinlich, dass der Messaufbau während des Schwenkens der Antenne bis auf 0,1 mm stabil war.

Werden nun wie in Abschnitt 3.3.2 die durchschnittlichen Speiseamplituden für beide Fälle betrachtet, ergibt sich folgendes Bild. Während nach der Kalibrierung die Elemente mit einer durchschnittlichen Amplitude von nur 0,35 gespeist werden, sind es für den entkoppelten Fall noch 0,62. Der Gruppenstrahler wird also für den entkoppelten Fall mit mehr Leistung gespeist. Nach einer Normierung der Richtdiagramme mit dem idealen *array factor* ergibt sich das in Abbildung 3.49 dargestellte Verhalten. Für beide Fälle ist das Richtdiagramm bereits in dem relativ kleinen Bereich von

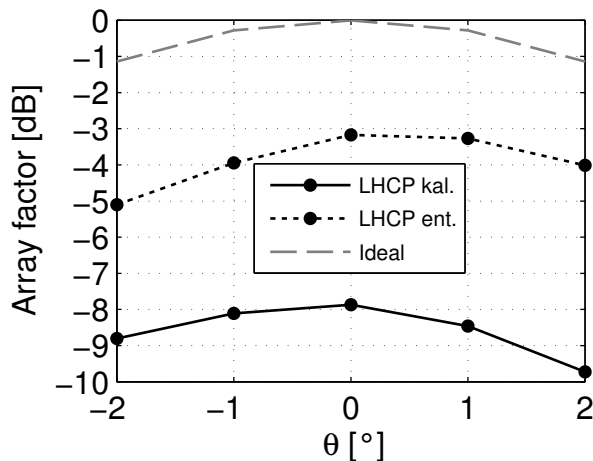


Abbildung 3.49: Ausschnitt des *array factors* des aktiven Gruppenstrahlers für LHCP nach Kalibrierung und Entkopplung.

-2° bis 2° etwas verzerrt, wobei der *array factor* nach der Kalibrierung 7,9 dB unter dem idealen Wert liegt. Im entkoppelten Fall hingegen liegt der *array factor* etwa 3,2 dB unterhalb der idealen Kurve. Durch den Einsatz der Entkopplung kann also der Gewinn des Gruppenstrahlers um bis zu 4,7 dB erhöht werden.

Es kann festgehalten werden, dass der SIW-Strahler als Basiselement einer aktiven Antenne gut funktioniert, auch wenn nicht alle Elemente beim Betrieb des Gruppenstrahlers eingesetzt werden können. Sowohl einige passive Strahler wie auch aktive Komponenten weisen herstellungsbedingte Defekte auf. Trotz dieser Defekte kann mit Hilfe einer Kalibrierung und Entkopplung der Einzelstrahler die realisierte Antenne für eine Polarisation (LHCP) genutzt werden. Wie in [41] gezeigt wird, können im Rahmen einer industriellen Fertigung aktive Antennenmodule in der Kachelarchitektur fehlerfrei aufgebaut werden. Die Anforderungen an die Herstellung des hier gezeigten aktiven Antennenmoduls in Ziegelarchitektur sind ausnahmslos geringer. Das Potenzial für eine kostengünstige Fertigung in großer Stückzahl ist also vorhanden.

3.4 Mögliche Erweiterungen

Während der Untersuchungen und Tests der SIW-Antennen sind Themen für weiterführende Arbeiten entstanden, die im Folgenden kurz vorgestellt werden sollen.

Prinzipiell ermöglicht eine Skalierung, dass das vorliegende Konzept auch für höhere Frequenzen eingesetzt werden kann. Wegen des geringer werdenden Platzes zwischen den Modulen bietet es sich an, die MMICs und auch andere Elemente in die Mehrlagenplatine einzubetten. Eine Montage der MMICs in der *flipchip*-Technologie [189] wird unter Umständen die mögliche Integrationsdichte weiter erhöhen. Der so gewonnene Raum steht dann nach wie vor der Kühlung zur Verfügung. Die SIW sollten dann auch nicht mehr von oben (Seite der Länge a) sondern besser von der Kopfseite aus gespeist werden. Hierfür sind in der Literatur über Speisungen von Hohlleitern einige Lösungen vorhanden. Alternativ könnte das Antennenkonzept unangetastet bleiben, wenn die Kühlung in die Mehrlagenplatine eingebunden würde [145].

Nicht nur die Verteilung des LO-Signals, auch die Erzeugung könnte auf dem Antennenmodul stattfinden. Hochintegrierte Komponenten für diese Aufgabe stünden zur Verfügung [179], der zusätzliche Platzbedarf würde folglich gering ausfallen. Von Vorteil wäre, dass zur Synchronisation nur

ein relativ niederfrequentes Signal (beispielsweise 10 MHz) auf alle Module verteilt werden müsste. Nachteilig ist die durch die benötigten aktiven Komponenten zusätzlich entstehende Wärme auf dem Antennenmodul.

Die Anpassung an den Freiraum erfolgt bei der vorliegenden Antenne durch einen *choke*, der jedoch, vollständig ausgeführt, sehr viel Platz einnehmen kann. Wie es bereits bei *patch*-Antennen [59] zu finden ist, könnte die Anpassung an den Freiraum unter Umständen auch durch eine entsprechende Deckschicht erreicht werden. Auf die Apertur wird eine dielektrische Lage bestimmter Dicke mit definierten elektrischen Eigenschaften aufgebracht. Bei *patch*-Antennen soll durch eine oder mehrere Schichten oft die Bandbreite erhöht werden [136], aber ebenfalls eine Minimierung der Rückflussdämpfung ist denkbar. Auch eine Strukturierung dieser Schicht ist möglich, um die Antenneneigenschaften zu beeinflussen. Im Übrigen könnte die Schicht gleichzeitig als Radom ausgeführt werden und somit die Antennen vor Umwelteinflüssen schützen.

4 Zusammenfassung und Ausblick

4.1 Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wird dargelegt, wie schnell der Bedarf an breitbandigen Datenverbindungen für ortsfeste und mobile Anwender in den letzten Jahrzehnten gestiegen ist. Mobile Anwender, die sich weit ab von Ballungszentren und der benötigten Infrastruktur oder auf Schiffen oder Flugzeugen aufhalten, können zurzeit nur schmalbandige oder gar keine Datenverbindungen nutzen. Für diese Szenarien bieten sich Satellitenverbindungen an, wobei die Antenne des Bodensegments eine hohe Richtwirkung in Kombination mit Strahlnachführung benötigt. Als Antennen mit der größten Flexibilität kommen für diese Aufgabe vor allem aktive Gruppenstrahler in Frage. Allerdings bringt die Realisierung aktiver Gruppenstrahler ebenso viele Herausforderungen wie Vorteile gegenüber anderen Antennensystemen mit sich, was sich bei hohen Frequenzen um so deutlicher abzeichnet. Ziel dieser Arbeit ist es, einen Großteil der Herausforderungen bei der Realisierung einer aktiven Antenne für die Satellitenkommunikation im Ka-Band systematisch zu untersuchen und Lösungskonzepte zu erarbeiten, die auch über weite Abschnitte des Millimeterwellenbereichs anwendbar sind. Vornehmliche Probleme, die bis jetzt eine Realisierung zwar nicht verhindert haben, aber einer Massenapplication auch nicht förderlich waren, sind Faktoren wie Integrationsdichte der aktiven und passiven Komponenten, Größe, Gewicht, Aerodynamik, Leistungsbedarf, Wärmeabfuhr und Kosten. Um die Möglichkeit zu haben, die Leistungsfähigkeit der Antenne der Anwendung anzupassen, soll einer modularen und bestenfalls frei skalierbaren Lösung besondere Aufmerksamkeit eingeräumt werden.

Das Kapitel 2 wiederholt zunächst die wesentlichen Grundlagen aktiver Gruppenstrahler wie auch die verschiedenen Aufbaukonzepte, die in Frage kommen. Die DBF-Antenne kristallisiert sich als aufwendigster aber auch vielseitigster Gruppenstrahler heraus. Als Schaltungstechnik wird das robuste Überlagerungsprinzip einer direkten Umsetzung vorgezogen. Die ausgewählten Komponenten hierfür bestehen hauptsächlich aus kommerziell erhältlichen ICs.

Nach einem Überblick über die Anforderungen an Satellitenverbindungen im Ka-Band in Abschnitt 2.3 widmen sich die Abschnitte 2.4 und 2.5 der möglichen Anordnung, Kalibrierung und Entkopplung der Einzelstrahler. Ein dreieckiges Gitter ermöglicht für planare Anordnungen den größten Schwenkbereich, wegen des modularen Konzeptes wird jedoch ein rechteckiges Gitter vorgezogen. Die Ergebnisse der Verkopplungsuntersuchungen untermauern nochmals die Wahl der DBF-Antenne als Aufbaukonzept. Abschnitt 2.6 befasst sich mit den unterschiedlichen Architekturen bei der Realisierung von Gruppenstrahlern. Nach einer Wiederholung der Ansätze aus den Santana-Projekten wird eine alternative Möglichkeit in Ziegelarchitektur vorgestellt und, nach Abwägung der Vor- und Nachteile am Ende von Kapitel 2, für weitere Untersuchungen ausgewählt.

In Kapitel 3 werden die aufgebauten passiven und aktiven Gruppenstrahler in der Ziegelarchitektur präsentiert. Für die Realisierungen der Antennen wird die SIW-Technologie ausgewählt. Um die Limitierungen der benötigten, teilweise sehr komplexen Leiterkarten bewerten zu können, werden in

Abschnitt 3.1 die Möglichkeiten der heutigen Aufbau- und Verbindungstechnik kurz wiederholt, und es wird auf die elektrischen Eigenschaften von in Substrat integrierten Wellenleitern (engl. *substrate-integrated waveguide* - SIW) eingegangen.

Die Untersuchung der Gruppenstrahler erfolgt in zwei Schritten. Eine SIW-Antenne wird nur als passive Variante aufgebaut. Die Leistungsfähigkeit der Komponenten der Einzelstrahler wird anhand von Simulationen diskutiert, bevor ein 3x3- und ein 5x1-Gruppenstrahler untersucht werden. Messergebnisse stimmen bis auf erwartete Toleranzen gut mit den theoretischen Werten überein. Eine Kalibrierung kann erfolgreich durchgeführt werden. Lediglich die erhoffte Verbesserung durch die Entkopplung der Einzelstrahler bleibt aus, was nichtidealen Messbedingungen zu schulden ist. Die erste SIW-Antenne erfüllt ansonsten jedoch alle Voraussetzungen, um als Basiselement in einer aktiven Antenne eingesetzt zu werden. Dazu gehört auch eine Unterstützung für Polarisationsvielfachzugriff und -nachführung.

Die in Abschnitt 3.3 vorgestellte zweite SIW-Antenne basiert, was den Einzelstrahler angeht, zum Großteil auf der ersten Ausführungsform. Nur der CPW-SIW-Übergang wird verändert, um einen kompakteren Aufbau zu ermöglichen. Der zweite Entwurf erfolgt ebenfalls in zwei Schritten. Nach einer Untersuchung mit Hilfe von Simulationen des neuen Einzelstrahlers unter Berücksichtigung einer Mehrlagenplatine, wie sie für die Signalverteilung einer aktiven Antenne benötigt wird, ist zunächst wieder ein passiver Gruppenstrahler, diesmal der Dimension 8x1, Gegenstand der Untersuchung. Die Ergebnisse stimmen sehr gut mit den erwarteten Werten überein, und durch die Entkopplung der Einzelstrahler wird auch eine wesentliche Verbesserung der Abstrahlungseigenschaften erreicht. Der zweite Teil betrifft den Entwurf und die Umsetzung einer aktiven 16x1-Sendeantenne, wobei die Einzelstrahler des 8x1-arrays ohne Änderung übernommen werden. Die Chipsätze wie auch das Netzwerk zur LO-Signalverteilung funktionieren im Bereich normaler Toleranzen, wie sie für diese Komponenten zu erwarten sind. Aufgrund der Ziegelarchitektur und des damit gewonnenen Platzes können weitere Funktionen wie eine Stromregelung und Temperaturüberwachung für jeden Chipsatz auf dem Antennenmodul integriert werden. Diese Funktionen können, vor allem bei sehr großen Gruppenstrahlern, einen reibungslosen Betrieb des Gesamtsystems unterstützen. Zur Abführung der entstehenden Wärme wird ein Kühlkonzept präsentiert und erfolgreich verifiziert. Es lässt sich modular erweitern und ist auch für große Gruppenstrahler geeignet. Die Antennenmessungen werden an einem 16x1-Modul durchgeführt und bestätigen sehr gut die vorangegangenen Ergebnisse und die damit verknüpften Erwartungen an das System.

Die in der vorliegenden Arbeit entworfene DBF-Antenne in Kombination mit einer Entkopplung der Einzelstrahler unter Berücksichtigung realer Einflüsse kann als Basismodul für große Antennen für Satellitenkommunikation eingesetzt werden. Der gesamte Aufbauprozess, von der Herstellung der Leiterkarten über die Montage und Verbindung der MMICs bis zum Anlöten sämtlicher Verbinder, ist kompatibel mit einer Fertigung in großer Stückzahl. Einzuhaltende Toleranzen werden bereits mit heutiger Technologie weit unterboten, was einerseits geringe Herstellungskosten mit sich bringt und andererseits ein großes Potenzial für Anwendungen bei höheren Frequenzen birgt.

Für eine aktive SIW-Antenne in der Ziegelarchitektur bieten sich weitere Einsatzmöglichkeiten, wie beispielsweise in Kurzstreckenübertragungen bei 60 GHz oder Verbindungen im noch wenig genutzten Bereich von 70 GHz bis 80 GHz [190], an. Ebenfalls in Frage kommen heutige Abstandsradargeräte bei 77 GHz im Bereich privater Kraftfahrzeuge.

4.2 Ausblick

Unternehmungen wie die nationale Satellitenkommunikationsmission Heinrich Hertz [39] werden jetzt und zukünftig die Rahmenbedingungen schaffen, um mobile Anwender über das Ka-Band mit hohen Datenraten anzubinden. Als Zwischenschritte, bevor eine aktive Antenne für einen mobilen Anwender in voller Größe realisiert wird, sollten zunächst noch kleinere mobile Terminals - wie in Santana III - und danach ein ortsfestes Terminal mittlerer bis voller Größe aufgebaut werden. Testmessungen und weitere Optimierungen sämtlicher passiver und aktiver (analoger und digitaler) Komponenten könnten dann zu einem ausgewogenen System mit einer Tauglichkeit für den Massenmarkt führen. Eine Fertigung in großer Stückzahl wird dabei erfahrungsgemäß eine Effizienzerhöhung mit sich bringen. Vor allem in eigens entworfenen MMICs oder im Austausch von ZF- und Basisbandkomponenten gegen einen ASIC (engl. *application specific integrated circuit*) steckt noch Potenzial. Durch grundlegende Arbeiten zur Modellierung von aktiven Antennen als Ganzes (analoge und digitale Komponenten) [191] ist des Weiteren eine bessere Ausnutzung der Übertragungseigenschaften und der Kanalkapazität zu erwarten.

Die Kalibrierung und die Entkopplung aktiver Gruppenstrahler werden Gegenstand aktueller Forschungen bleiben. Während für eine Entkopplung aufwendige Messungen in einer Antennenmesskammer benötigt werden, so kann mit Hilfe von Kalibriernetzwerken [41] oder externer Kalibrierungssonden [41, 88, 105] bereits jetzt eine Kalibrierung während des laufenden Betriebs stattfinden. Es ist denkbar, dass durch neue Ansätze in Kombination mit einer modifizierten Modellierung des Gruppenstrahlers eine Entkopplung während des Betriebs ermöglicht werden könnte. Hohe Kosten, die ansonsten bei aufwendigen Messungen in einer Antennenmesskammer entstehen würden, könnten so vermieden werden.

A Formelzeichen

In diesem Abschnitt wird Anhand von Listen eine Übersicht der wesentlichen Formelzeichen gegeben, die in dieser Arbeit benutzt werden.

In Abschnitt 2.1 eingeführte Formelzeichen:

| | |
|----------------------------|--|
| a_m | Komplexe einheitenlose Speiseamplitude des Strahlers m |
| c_0 | Vakuumlichtgeschwindigkeit |
| d | Direktivität einer Antenne |
| $\underline{\mathbf{E}}_m$ | Elektrischer Feldvektor des Strahlers m |
| f | Frequenz |
| \mathbf{f}_m | Richtcharakteristik des Strahlers m |
| F_a | <i>Array factor</i> |
| \mathbf{F} | Richtcharakteristik eines Gruppenstrahlers |
| g | Antennengewinn |
| k | Wellenzahl |
| K | Einheitenbehaftete Konstante, V/m |
| M | Anzahl von Elementen in einem Gruppestrahler |
| \mathbf{r} | Richtungsvektor |
| \mathbf{r}_m | Position des Strahlers m |
| u | $\sin(\theta) \cos(\phi)$, Richtung im kartesischen Koordinatensystem |
| v | $\sin(\theta) \sin(\phi)$, Richtung im kartesischen Koordinatensystem |
| w | $\cos(\theta)$, Richtung im kartesischen Koordinatensystem |
| (θ, ϕ) | Winkel im sphärischen Koordinatensystem |
| λ | Wellenlänge im Freiraum |
| η | Antennenwirkungsgrad |

In Abschnitt 2.2 Eingeführte Formelzeichen:

| | |
|-----------|---|
| $HPBW$ | 3 dB-Keulenbreite eines Gruppenstrahlers (engl. <i>half-power beamwidth</i>) |
| L | Länge eines linearen Gruppenstrahlers |
| φ | Phase eines Signals oder Phasendifferenz zweier Signale |
| τ | Signalverzögerung |

In Abschnitt 2.3 Eingeführte Formelzeichen:

- EIRP** Produkt aus Antennengewinn und verfügbarer Sendeleistung eines Gruppenstrahlers
(engl. *equivalent isotropically radiated power*)
- G/T** Verhältnis aus Antennengewinn und äquivalenter Rauschtemperatur eines
Gruppenstrahlers

In Abschnitt 2.4 Eingeführte Formelzeichen:

- e** Auf 1 V/m normierter elektrischer Feldvektor einer definierten Polarisation
- d** Elementabstand in Gruppenstrahlern
- F_a** Vektorieller *array factor*

In Abschnitt 2.5 eingeführte Formelzeichen:

- c** Verkopplung zweier Einzelstrahler
- v** Vektor von Einzelcharakteristiken eines Gruppenstrahlers, engl. *steering vector*
- c** Verkopplungsmatrix eines Gruppenstrahlers
- a** Richtungsabhängige Charakteristiken der Einzelstrahler für Kalibrierung
- Q, R** Ergebnis der QR-Zerlegung einer Matrix
- c_m** Spaltenvektor der inversen Verkopplungsmatrix
- l_z*** Verschiebung aus dem Phasenzentrum in z-Richtung
- l_{x,y}*** Verschiebung aus dem Phasenzentrum in x- und y-Richtung
- A** Matrix mit Einträgen für *a*
- d_E*** Phasenfehler bei der Kalibrierung
- D** Matrix mit Einträgen für *d_E*
- χ** Fehlerfunktion für die Kalibrierung

In Abschnitt 3.1.2 eingeführte Formelzeichen:

- p*** Abstand zweier *vias* einer *via*-Reihe in einem SIW
- d_W*** Durchmesser eines *vias* in einem SIW
- λ_W** Wellenlänge in einem SIW
- k_W*** Wellenzahl in einem SIW
- k_c*** Grenzwellenzahl in einem SIW
- f_{c01}*** Grenzfrequenz in einem SIW
- a_{eff}*** Effektive Breite eines SIW
- ξ_1, ξ_2, ξ_3** Parameter zur Berechnung der effektive Breite eines SIW

B Abkürzungen

Zahlreiche in dieser Arbeit enthaltenen Fachbegriffe werden nach einer Erklärung in abgekürzter Form weiter verwendet. Es folgt eine Liste mit häufig benutzten Abkürzungen:

| | |
|---------|---|
| AR | <i>Axial ratio</i> , Achsenverhältnis |
| CPW | <i>Coplanar waveguide</i> , Koplanarleitung |
| DBF | <i>Digital beam forming</i> , digitale Strahlformung |
| DC | <i>Direct current</i> , Gleichstrom |
| EIRP | <i>Equivalent isotropically radiated power</i> , Produkt aus Antennengewinn und verfügbarer Sendeleistung |
| FR4 | Substrat aus Epoxidharz und Glasfasergewebe, FR: <i>flame retardant</i> |
| GEO | <i>Geosynchronous earth orbit</i> , geostationäre Umlaufbahn |
| GSM | <i>Global system for mobile communications</i> , ein Mobiltelefonstandard |
| HDI | <i>High density interconnect</i> , hohe Dichte an Verbindungen bei der Leiterkartenherstellung |
| HF | Hochfrequenz |
| LHCP | <i>Left handed circular polarization</i> , links zirkulare Polarisation |
| LNA | <i>Low noise amplifier</i> , Verstärker mit niedriger Rauschzahl |
| LEO | <i>Low earth orbit</i> , niedrige Umlaufbahn |
| LO | <i>Local oscillator</i> , Lokaloszillator |
| MCM | Multi-Chip-Module, Schaltungsträger für aktive Komponenten |
| MEO | <i>Medium earth orbit</i> , Umlaufbahn mittlerer Höhe |
| MMIC | <i>Monolithic microwave integrated circuit</i> , integrierte Schaltung für Mikrowellenanwendungen |
| MSL | <i>Microstrip line</i> , Mikrostreifenleitung |
| PCB | <i>printed circuit board</i> , Leiterkarte, Platine oder gedruckte Schaltung |
| PDM | <i>Polarization division multiplexing</i> , Polarisationsvielfachzugriff |
| RHCP | <i>Right handed circular polarization</i> , rechts zirkulare Polarisation |
| Santana | <i>Smart antenna terminal</i> , BMBF/BMWi gefördertes Projekt für eine aktive Antenne im Ka-Band |
| SIW | <i>Substrate-integrated waveguide</i> , im Substrat integrierter Wellenleiter |
| SMT | <i>Surface-mount technology</i> , Oberflächenmontage elektronischer Bauteile |
| VSAT | <i>Very small aperture terminal</i> , Antenne mit sehr kleiner Apertur |
| WLAN | <i>Wireless local area network</i> , Funknetzwerk |
| ZF | Zwischenfrequenz |

C Platinenaufbau

In den Abbildungen C.1 und C.2 sind die detaillierten Platinenaufbauten der SIW-Antenne B, wie sie für die Herstellung in Auftrag gegeben worden sind, abgebildet.

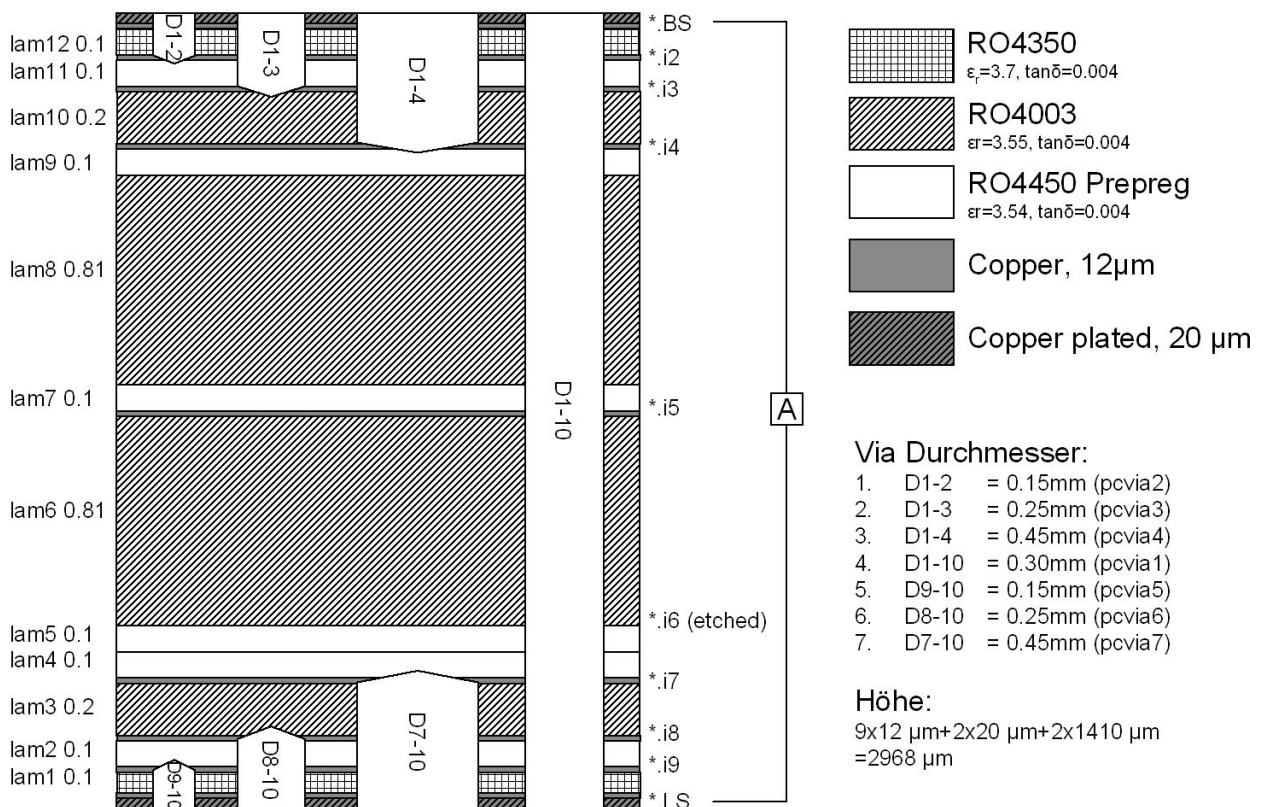


Abbildung C.1: Aufbau (Querschnitt) der Mehrlagenleiterkarte für die SIW-Antenne B.

Die Lagen 2 und 9 in Abbildung C.1 stellen Masselagen für die Signalführung auf der Ober- und Unterseite der Platine dar. In den Lagen 3 und 8 werden die DC-Signale geführt, außerdem dienen sie als Masselagen für die in den Lagen 4 und 6 liegenden ZF-Signale. In Lage 5, der mittleren der Mehrlagenplatine, ist der Polarisator untergebracht.

Der Aufbau einer SIW-Antenne erfolgt dabei in zwei Schritten. Der „innere“ SIW, die Platine in Abbildung C.1, wird dabei in einem Vorgang als Mehrlagenplatine hergestellt. Die *chokes*, siehe Abbildung C.2, werden erst im Anschluss angebracht. Für diesen Schritt wird ein anisotrop elektrisch leitfähiger Klebstoff vom Typ AC262 verwendet [192].

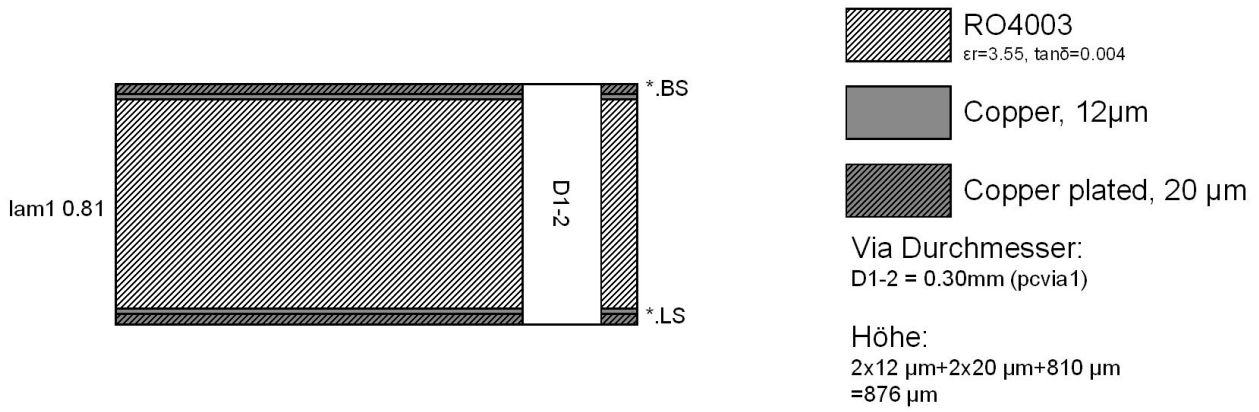


Abbildung C.2: Aufbau (Querschnitt) des Chokes für die SIW-Antenne B.

D Komponenten

In diesem Kapitel werden exemplarisch einige MMICs zusammen mit ihren wichtigsten Eigenschaften aufgelistet. Sämtliche Daten sind in den Jahren 2007 und 2008 gesammelt worden. Da viele Eigenschaften mit dem Betriebszustand eines MMIC zusammenhängen, beispielsweise der 1 dB-Kompressionspunkt mit der Versorgungsspannung, sind zum Teil Mittelwerte/Richtwerte aufgeführt.

D.1 Verstärker

In den Tabellen D.1 und D.2 ist eine Auswahl von MMIC-Verstärkern mit ihren wichtigsten Parametern aufgelistet. Sämtliche MMICs sind als *die* (ohne Gehäuse) ausgeführt. Die Frequenzen f_1 und f_2 kennzeichnen die untere und obere operative Frequenzgrenze, g ist der durchschnittliche Gewinn der Verstärker in diesem Frequenzbereich und P_{1dB} der 1 dB-Kompressionspunkt bezogen auf das Eingangssignal. Ebenfalls angegeben sind die *drain*-Spannung U_D und der *drain*-Strom I_D . Einige Verstärker sind *self-biased* (SB), benötigen also keine externe *gate*-Spannung U_G zum Einstellen des Arbeitspunktes. Dies stellt einen Vorteil dar, wenn die Anzahl an Versorgungsleitungen minimiert werden soll, bringt aber auch weniger Flexibilität mit sich, da zum Teil mit dem Arbeitspunkt auch der Modus des Verstärkers (hohe Ausgangsleistung, hohe Verstärkung, rauscharm, etc.) verändert werden kann. Die letzte Spalte beinhaltet den Flächenbedarf des MMIC (ohne Berücksichtigung von Bonddrähten und evtl. benötigten Chipkondensatoren). Gerade bei hohen Integrationsdichten ist der Flächenbedarf oft eines der wichtigsten Kriterien. Die Höhe der MMICs liegt zwischen $100 \mu m$ und $127 \mu m$.

Der Wirkungsgrad der Verstärker ist in beiden Tabellen nicht aufgeführt, liegt - sofern in den Datenblättern überhaupt angegeben - aber in der Regel deutlich unter 10 %. Nur wenige Leistungsverstärker im Ka-Band erreichen einen höheren Wert, vor allem nicht in der Nähe des Kompressionsbereiches.

Die Größe der Betriebsspannung (U_D) ist wichtig, wenn auch noch andere Komponenten des Chipsatzes, wie beispielsweise Mischer, mit derselben Spannung betrieben werden sollen, um die Anzahl an unterschiedlichen Versorgungsspannungen zu minimieren.

D.2 Mischer

In Tabelle D.3 ist eine Auswahl an ungehäuteten MMIC-Mischern aufgeführt. Es handelt sich ausschließlich um subharmonisch gepumpte Mischer, da Fundamentalmischer den Entwurf des LO-Netzwerkes in aktiven Antennen prinzipiell erschweren. Die Spalten entsprechen denen von Tabelle D.1, es gibt allerdings einen zusätzlichen Eintrag der angibt, wie hoch die benötigte LO-Leistung ausfällt. Der nutzbare ZF-Bereich erstreckt sich bei allen Mixern in Tabelle D.3 von DC bis min-

Tabelle D.1: Übersicht einiger MMIC-Verstärker für das Ka-Band (Teil 1).

| MMIC | Hersteller | f_1 [GHz] | f_2 [GHz] | g [dB] | P_{1dB} [dBm] | U_D [V] | I_D [mA] | U_G [V] | A [mm ²] |
|------------|------------|----------------|----------------|-------------|--------------------|--------------|---------------|--------------|---------------------------|
| AMMC-5033 | Agilent | 17,7 | 32 | 18 | 26 | 3,5 & 5 | 780 | -0,75 | 3,55 |
| HMMC-5032 | Agilent | 17,7 | 32 | 8 | 22 | 4,5 | 250 | -0,8 | 1,05 |
| HMMC-5033 | Agilent | 17,7 | 32 | 18 | 26 | 3,5 & 5 | 700 | -0,8 | 3,59 |
| HMMC-5040 | Agilent | 20 | 40 | 22 | 18 | 4,5 | 300 | -0,6 | 1,31 |
| AA028N1-00 | ALPHA | 24 | 30 | 17 | 7 | 4,5 | 25 | SB | 2,94 |
| AA028P2-00 | ALPHA | 27 | 31 | 14 | 16 | 6 | 80 | SB | 3,01 |
| AA028P3-00 | ALPHA | 27 | 31 | 19 | 16 | 6 | 150 | SB | 4,65 |
| AA031P1-00 | ALPHA | 28 | 32 | 19 | 16 | 5 | 150 | SB | 3,41 |
| AA038N1-00 | ALPHA | 28 | 40 | 17 | 6 | 4,5 | 35 | SB | 3,67 |
| AMMC-5024 | Avago | 30kHz | 40 | 17 | 17 | 4&7 | 150&300 | SB | 2,47 |
| AMMC-5026 | Avago | 2 | 35 | 10,5 | 22 | 7 | 150 | SB | 2,56 |
| AMMC-5040 | Avago | 20 | 45 | 25 | 22 | 4,5 | 300 | -0,45 | 1,31 |
| AMMC-6231 | Avago | 16 | 32 | 22 | 8,5 | 3 | 30 | SB | 1,52 |
| AMMC-6232 | Avago | 18 | 32 | 27 | 19 | 3..5 | 135 | -0,95 | 1,60 |
| AMMC-6233 | Avago | 18 | 32 | 22 | 8 | 3..5 | 65 | SB | 1,52 |
| AMMC-6241 | Avago | 26 | 43 | 20 | 10 | 3 | 60 | SB | 1,52 |
| AMMC-6345 | Avago | 20 | 45 | 20 | 24 | 5 | 480 | -0,55 | 2,88 |
| AMMC-6430 | Avago | 25 | 33 | 17 | 28 | 5,5 | 900 | -0,7 | 4,38 |
| FMM5703X | Eudyna | 24 | 32 | 18 | 9 | 3 | 20 | SB | 1,81 |
| FMM5709X | Eudyna | 17,5 | 32 | 23 | 12,5 | 3 | 60 | SB | 2,38 |
| FMM5803X | Eudyna | 27,5 | 31,5 | 14 | 30 | 6 | 650 | k.A. | 6,95 |
| FMM5804X | Eudyna | 17,5 | 31,5 | 18 | 23 | 6 | 250 | k.A. | 3,68 |
| FMM5820X | Eudyna | 29,5 | 30 | 24 | 35,5 | 7 | 1500 | k.A. | 11,07 |
| FMM5826X | Eudyna | 27 | 30 | 21 | 28 | 7 | 350 | k.A. | 3,41 |
| HMC283 | Hittite | 17 | 40 | 21 | 21 | 3,5 | 300 | -0,15 | 1,51 |
| HMC499 | Hittite | 21 | 32 | 16 | 24 | 5 | 200 | -0,8 | 3,08 |
| HMC566 | Hittite | 29 | 36 | 20 | 12 | 3 | 80 | SB | 2,49 |
| HMC635 | Hittite | 18 | 40 | 19 | 23 | 5 | 280 | -0,15 | 1,64 |
| 29MPA0373 | Mimix | 26 | 31 | 32 | 26 | 4,5 | 1100 | -0,7 | 12,25 |
| 30MPA0562 | Mimix | 28 | 31 | 27 | 30 | 5 | 650 | -0,7 | 3,86 |
| XL1000 | Mimix | 20 | 40 | 20 | 9 | 3/5 | 35/50 | SB | 2,00 |
| XL1003 | Mimix | 24 | 40 | 24 | 11 | 5 | 65 | SB | 2,88 |
| XB1004 | Mimix | 16 | 30 | 21 | 19 | 4/6 | 90/180 | -0,3 | 3,50 |
| XB1006 | Mimix | 18 | 38 | 21 | 15 | 3,5 | 100 | -0,3 | 2,60 |

destens 3 GHz.

Der Unterschied zwischen den beiden Mischern von Fujitsu ist, dass es sich beim FMM5116X um einen *upconverter* und beim FMM5117X um einen *downconverter* handelt. Beim HMC265 von Hittite handelt es sich ebenfalls um einen *downconverter*.

D.3 Sender und Empfänger

In Tabelle D.4 sind einige MMICs mit integrierter Spiegelfrequenzunterdrückung aufgelistet. Bei den ersten beiden Komponenten handelt es sich um Sender, die letzten beiden sind Empfänger. Im Gegensatz zu den vorherigen Tabellen ist hier nun der gebräuchliche Parameter Interzeptpunkt

Tabelle D.2: Übersicht einiger MMIC-Verstärker für das Ka-Band (Teil 2).

| MMIC | Hersteller | f_1 [GHz] | f_2 [GHz] | g [dB] | P_{1dB} [dBm] | U_D [V] | I_D [mA] | U_G [V] | A [mm ²] |
|-----------|------------|----------------|----------------|-------------|--------------------|--------------|---------------|--------------|---------------------------|
| RMDA1840 | Raytheon | 18 | 40 | 22 | 23 | 5 | 400 | -0,2 | 9,34 |
| RMDA20420 | Raytheon | 20 | 42 | 22 | 21 | 3,5 | 350 | -0,6 | 1,31 |
| RMDA29000 | Raytheon | 27 | 31 | 22 | 23 | 5 | 250 | -0,4 | 5,52 |
| RMPA29000 | Raytheon | 27 | 30 | 23 | 30 | 5 | 700 | -0,4 | 15,34 |
| RMPA29200 | Raytheon | 29 | 31 | 17 | 33 | 5 | 1500 | -0,2 | 11,92 |
| TGA1073A | Triquint | 26 | 35 | 19 | 25 | 6 | 220 | -1 | 2,09 |
| TGA1073B | Triquint | 27 | 32 | 25 | 28 | 6 | 420 | -1 | 6,77 |
| TGA4036 | Triquint | 19 | 38 | 20 | 22 | 5 | 160 | -0,6 | 1,27 |
| TGA4040 | Triquint | 17 | 43 | 25 | 22 | 5 | 140 | -0,65 | 1,31 |
| TGA4507 | Triquint | 28 | 36 | 22 | 12 | 3 | 60 | -0,5 | 1,58 |
| TGA4508 | Triquint | 30 | 42 | 21 | 14 | 3 | 60 | -0,5 | 1,36 |
| TGA4509 | Triquint | 27 | 31 | 22 | 30 | 6 | 420 | -1 | 2,81 |
| TGA4513 | Triquint | 27 | 31 | 20 | 32 | 6 | 840 | -0,5 | 6,16 |
| TGA4811 | Triquint | 0 | 60 | 15 | 13 | 6 | 50 | -1 | 1,38 |
| TGA4830 | Triquint | 0 | 45 | 13 | 11 | 5 | 50 | -1 | 1,79 |
| TGA4832 | Triquint | 0 | 35 | 12 | 17 | 5 | 135 | -0,3 | 1,79 |
| CHA2069 | UMS | 18 | 31 | 22 | 10/12 | 4,5 | 55/75 | 0/+1 | 2,76 |
| CHA2092 | UMS | 18 | 32 | 22 | 10 | 3,5 | 60 | -0,3 | 1,62 |
| CHA2098 | UMS | 20 | 40 | 19 | 16 | 3,5 | 150 | -0,15 | 1,62 |
| CHA3689 | UMS | 12,5 | 30 | 22 | 14 | 4 | 90/120 | SB | 2,96 |
| ALH140 | Velocium | 24 | 40 | 12 | 15 | 4 | 60 | -0,2 | 3,50 |
| ALH244 | Velocium | 24 | 40 | 12 | 13 | 4 | 45 | -0,2 | 3,50 |
| ALH313 | Velocium | 27 | 31 | 20 | 12 | 2,5 | 52 | -0,3 | 1,31 |
| ALH364 | Velocium | 24 | 32 | 21 | 7 | 5 | 68 | SB | 1,09 |
| ALH369 | Velocium | 24 | 40 | 17 | 11 | 5 | 66 | SB | 2,88 |
| ALH430 | Velocium | 26 | 36 | 23 | 11 | 5 | 65 | SB | 5,60 |
| ALH445 | Velocium | 18 | 40 | 10 | 12 | 5 | 45 | SB | 2,56 |
| APH196 | Velocium | 17 | 30 | 16 | 22 | 4,5 | 400 | -0,2 | 6,49 |
| APH460 | Velocium | 27 | 31,5 | 13 | 28 | 5 | 900 | -0,3 | 3,91 |
| APH596 | Velocium | 16 | 33 | 17 | 24 | 5 | 400 | -0,5 | 4,77 |

Tabelle D.3: Übersicht einiger MMIC-Mischer für das Ka-Band.

| MMIC | Hersteller | f_1 [GHz] | f_2 [GHz] | g [dB] | P_{1dB} [dBm] | P_{LO} [dBm] | U_D [V] | I_D [mA] | U_G [V] | A [mm ²] |
|-----------|------------|----------------|----------------|-------------|--------------------|-------------------|--------------|---------------|--------------|---------------------------|
| AMMC-3040 | Agilent | 18 | 36 | -9,5 | 17 | 4 | 2..5 | 275 | -0,5 | 1,92 |
| FMM5116X | Fujitsu | 20 | 32 | -10 | 15 | 3 | 5 | 240 | SB | 6,97 |
| FMM5117X | Fujitsu | 20 | 32 | -10 | 15 | 3 | 5 | 240 | SB | 6,97 |
| HMC264 | Hittite | 20 | 32 | -10 | 3 | -4 | 3..4 | 30 | SB | 1,28 |
| HMC265 | Hittite | 20 | 32 | 3 | 3 | -4 | 3..4 | 50 | SB | 1,74 |

dritter Ordnung (P_{IP3}) (bezogen auf den Eingang) anstelle des 1 dB-Kompressionspunktes angegeben.

Tabelle D.4: Übersicht einiger Sender und Empfänger mit integrierter Spiegelfrequenzunterdrückung für das Ka-Band.

| MMIC | Hersteller | f_1 [GHz] | f_2 [GHz] | g [dB] | P_{IP3} [dBm] | P_{LO} [dBm] | U_D [V] | I_D [mA] | U_G [V] | A [mm ²] |
|-----------|------------|----------------|----------------|-------------|--------------------|-------------------|--------------|---------------|--------------|---------------------------|
| 27TRX0357 | MIMIX | 27 | 36 | 9 | 11 | 2 | 4 | 370 | -0,3 | 6,13 |
| XU1009-BD | MIMIX | 18 | 36 | 9 | 14 | 2 | 5 | 495 | -0,5 | 6,40 |
| XR1009-BD | MIMIX | 12 | 36 | 10 | ? | 4 | 4 | 180 | ? | ? |
| XR1002 | MIMIX | 17,65 | 33,65 | 13 | 4 | 2 | 4,5 | 135 | -0,5 | 6,70 |

Literaturverzeichnis

- [1] Statistisches Bundesamt Deutschland: *Pressemitteilung 221 - In jedem vierten jungen Haushalt ersetzen Handys das feste Telefon*. www.destatis.de, 2004.
- [2] Statistisches Bundesamt Deutschland: *Entwicklung der Informationsgesellschaft - IKT in Deutschland*. www.destatis.de, 2007.
- [3] Statistisches Bundesamt Deutschland: *Private Haushalte in der Informationsgesellschaft - Nutzung von Informations- und Kommunikationstechnologien (IKT)*. www.destatis.de, 2008.
- [4] Statistisches Bundesamt Deutschland: *Unternehmen und Arbeitsstätten Nutzung von Informations- und Kommunikationstechnologie in Unternehmen*. www.destatis.de, 2008.
- [5] Statistisches Bundesamt Deutschland: *Pressemitteilung 163 - Rapider Anstieg der mobilen Internetnutzung durch Unternehmen*. www.destatis.de, 2008.
- [6] V. Kumar, S. Parimi, D. P. Agrawal: *WAP: Present and Future*. IEEE Pervasive Computing **2** (Jan.-März 2003) 1, 79–83.
- [7] R. O. LaMaire, A. Krishna, P. Bhagwat, J. Panian: *Wireless LANs and Mobile Networking: Standards and Future Directions*. IEEE Commun. Mag. **34** (Aug. 1996) 8, 86–94.
- [8] IEEE: *Institute of Electrical and Electronics Engineers*. www.ieee.org, 2009.
- [9] M. A. Sturza: *LEOs - the communications satellites of the 21st century*. In: IEEE Technical Applications Conference Northcon, Seattle, WA, Nov. 1996, 114–118.
- [10] Iridium Satellite LLC: *Worldwide satellite voice and data services*. www.iridium.com, 2009.
- [11] Globalstar Europe Satellite Services Ltd.: *Worldwide satellite voice and data services*. www.globalstareurope.com/en, 2009.
- [12] Inmarsat plc: *Worldwide satellite voice and data services*. www.inmarsat.com, 2009.
- [13] skyDSL Technologies GmbH: *Breitband-Internetzugang über Satellit*. de.skydsl.eu, 2009.
- [14] Heise Zeitschriften Verlag: *Eutelsat beschleunigt Internet-Anschluss per Satellit*. www.heise.de, 2009.

- [15] Eutelsat Communications: *Satellitenkommunikation*. www.eutelsat.com, 2009.
- [16] EPAK GmbH: *Automatische Satelliten-Nachführsysteme*. www.epak.de, 2009.
- [17] S. R. Flanagan: *EMS Satcom Overview*. In: IET Seminar on Military Satellite Communication Systems, London, Juni 2008, 1–30.
- [18] J. Ramsay, J. Thompson, W. White: *Polarization Tracking of Antennas*. In: IRE International Convention Record, New York, US-NY, März 1962, 13–42.
- [19] R. B. Dybdal: *Polarization Limitations in Antenna Tracking*. In: IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Monterey, US-CA, Juni 2004, 3249–3252.
- [20] R. Baggen, S. Vaccaro, D. L. Rio: *Design Considerations for Compact Mobile Ku-Band Satellite Terminals*. In: Proc. 2nd European Conference on Antennas and Propagation, Edinburgh, Nov. 2007, 1507–1510.
- [21] H.-G. Unger: *Elektromagnetische Theorie für die Hochfrequenztechnik Teil 1*. Heidelberg: Hüthig 2. Aufl., 1988.
- [22] J. Butler, R. Lowe: *Beamforming Matrix Simplifies Design of Electronically Scanned Antennas*. *Electronic Design* **9** (Apr. 1961), 170–173.
- [23] R. C. Hansen: *Phased Array Antennas*. New York, US-NY: John Wiley & Sons, Inc. 2. Aufl., 1998.
- [24] W. Rotman, R. Turner: *Wide-Angle Microwave Lens for Line Source Applications*. *IEEE Trans. Antennas Propagat.* **11** (Nov. 1963) 6, 623–632.
- [25] P. S. Hall, S. J. Vetterlein: *Review of Radio Frequency Beamforming Techniques for Scanned and Multiple Beam Antennas*. *IEE Proceedings H: Microwaves, Antennas and Propagation* **137** (Okt. 1990) 5, 293–303.
- [26] R. J. Mailloux: *Phased Array Antenna Handbook*. Norwood, US-MA: Artech House 2. Aufl., 2005.
- [27] P. Bocon, T. McGree, J. Renfro: *Phased Array Performance Characteristics and Compliance with SATCOM Military Standards*. In: Proc. IEEE Military Communications Conference, Atlantic City, US-NJ, Okt. 2005, 1712–1718.
- [28] W. H. Jones, M. de La Chapelle: *Connexion by BoeingSM - Broadband Satellite Communication System for Mobile Platforms*. In: IEEE Military Communications Conference MILCOM, McLean, US-VA, Okt. 2001, 755–758.
- [29] A. D. Monk, C. O. Adler: *Calibration and RF test of Connexion by BoeingSM airborne phased arrays*. In: IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology, Boston, US-MA, Okt. 2003, 405–410.

- [30] C. O. Adler, A. D. Monk, D. N. Rasmussen, M. J. Taylor: *Two-way Airborne Broadband Communications using Phased Array Antennas*. In: IEEE Aerospace Conference, Big Sky, US-MT, März 2003, 925–932.
- [31] Y.-B. Jung, S.-I. Jeon, C.-J. Kim: *A APAA System for Ku-band Mobile Multimedia Service via Satellite*. In: IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Albuquerque, NM USA, Juli 2006, 3123–3126.
- [32] E. Goron, J. P. Coupeuz, C. Person, Y. Toutain, H. Lattard, F. Perrot: *Miniaturized Rx Front-End Modules for Digital Beam Forming Arrays*. In: IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Long Beach, US-CA, Juni 2005, 1–4.
- [33] C. Hunscher, R. Mayer, A. F. Jacob, L. C. Stange, A. Dreher, L. Richard, N. Niklasch: *Aktive Antenne für die Multimediakommunikation über Satellit*. Schlussbericht BMBF-Vorhaben 50YB0004, TIB Hannover, 2001.
- [34] H. Pawlak, L. C. Stange, J. Grubert, A. F. Jacob, F. Huber, H.-P. Röser, M. v. Schönermark, S. Holzwarth: *Konzeptuntersuchung Ka-Band-Satellit - KaSat* -. Schlussbericht BMBF-Vorhaben 50YB0318, TIB Hannover, 2004.
- [35] C. Hunscher, M. Thiel, A. Dreher, S. Holzwarth, L. C. Stange, H. Pawlak, A. Molke, A. F. Jacob.: *Smart Antenna Terminal - Santana*. Schlussberichte BMBF-Vorhaben 50YB0101 and 50YB0104, TIB Hannover, 2004.
- [36] M. Hook, K. D. Ward: *Development of Smart Antenna Technology*. Final report - cul/em/030854/rp/06, Vector Fields Ltd., 2006.
- [37] T. Baras, S. Brosius, A. F. Jacob: *K-Band S-Band Satellite Transponder System for On-Orbit Evaluation of LTCC Technology*. In: Proc. European Radar Conference - EuRAD, Amsterdam, Netherlands, Okt. 2008, 348–351.
- [38] A. Stark, A. Dreher, H. Fischer, A. Geise, R. Gieron, M. V. T. Heckler, S. Holzwarth, C. Hunscher, A. F. Jacob, K. Kuhlmann, O. Litschke, D. Lohmann, W. Simon, F. Wotzel, D. Zahn: *SANTANA: Advanced Electronically Steerable Antennas at Ka-Band*. In: Proc. 3rd European Conference on Antennas and Propagation, Berlin, Germany, März 2009, 471–478.
- [39] Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt: *Satellitenkommunikationsmission Heinrich Hertz*. www.dlr.de, 2009.
- [40] J. Thornton, A. White, G. Long: *Multi-Beam Scanning Lens Antenna for Satellite Communications to Trains*. Microwave Journal **52** (Aug. 2009) 8, 56–70.
- [41] C. Hunscher, M. Thiel, L. Greda, M. Heckler, A. Dreher, D. Lohmann, O. Litschke, P. Siat-choua, R. Gieron, S. Holzwarth, L. C. Stange, H. Pawlak, A. Geise, K. K. A. F. Jacob: *Smart Antenna Terminal - Santana 2*. Schlussberichte BMBF-Vorhaben 50YB0304 and 50YB0311, TIB Hannover, 2007.
- [42] H.-G. Unger: *Hochfrequenztechnik in Funk und Radar*. Stuttgart: Teubner 4. Aufl., 1994.

- [43] L. C. Stange: Integrationstechnik und Aufbauarchitekturen für aktive Antennensysteme im Millimeterwellenbereich. Dissertation, Technische Universität Hamburg-Harburg, 2005.
- [44] C. A. Balanis: *Antenna Theory: Analysis and Design*. Hoboken, US-NJ: Wiley-Interscience 3. Aufl., 2005.
- [45] P. Kim, A. Vanelli-Coralli, M. Villanti, R. Pedone, S. Cioni, M. Neri, C. Palestini, M. Papaleo, H.-J. Lee, G. E. Corazza: *Direct Sequence Spectrum Spreading Techniques for Next Generation Mobile Broadband Satellite Services*. *International Journal of Satellite Communications and Networking* **28** (Okt. 2009) 3-4, 1–25.
- [46] A. Stark: Untersuchung von PIN - Dioden basierten mehrstufigen Phasenschiebern für phasengesteuerte Gruppenstrahler im Ka -Band. Diplomarbeit, Technische Universität Hamburg-Harburg, Harburg, Sept. 2006.
- [47] A. Stark, A. F. Jacob: *Complex Loads for Millimeter-Wave Digital Phase Shifter Design*. In: Proc. 41th European Microwave Conference, Manchester, UK, Okt. 2011, 462–625.
- [48] B. Razavi: *RF Transmitter Architectures and Circuits*. In: Proc. IEEE Custom Integrated Circuits Conference, San Diego, US-CA, Mai 1999, 197–204.
- [49] J.-R. Ohm, H. D. Lüke: *Signalübertragung*. Berlin: Springer 8. Aufl., 2001.
- [50] A. Bellaouar: *RF Transmitter Architectures for Integrated Wireless Transceivers*. In: Proc. Eleventh International Conference on Microelectronics, Kuwait, Nov. 1999, 25–30.
- [51] J. Rode, J. Hinrichs, P. Asbeck: *Transmitter Architecture Using Digital Generation of RF Signals*. In: Proc. Radio and Wireless Conference, Boston, US-MA, Aug. 2003, 245–248.
- [52] S. Mirabbasi, K. Martin: *Classical and Modern Receiver Architectures*. *IEEE Commun. Mag.* **38** (Nov. 2000) 11, 132–139.
- [53] D. Roddy: *Satellite Communications*. New York, US-NY: McGraw-Hill 3. Aufl., 2001.
- [54] M. Marcus, B. Pattan: *Millimeter Wave Propagation: Spectrum Management Implications*. *IEEE Microwave* **6** (Juni 2005) 2, 54–62.
- [55] Telesat Canada: *Anik F2*. www.telesat.ca, 2008.
- [56] D. M. Pozar: *Microwave and RF Design of Wireless Systems*. John Wiley & Sons, Inc. 2001.
- [57] S. Benedetto, P. Poggiolini: *Theory of Polarization Shift Keying Modulation*. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **40** (Apr. 1992) 4, 708–721.
- [58] E. T. S. Institute: *Satellite earth stations and systems etsi en 301 459*. www.etsi.org, 2007.
- [59] D. M. Pozar, D. H. Schaubert: *Microstrip Antennas: The Analysis and Design of Microstrip Antennas and Arrays*. IEEE Press 1995.

- [60] E. D. Sharp: *A Triangular Arrangement of Planar-Array Elements that Reduces the Number Needed*. IEEE Trans. Antennas Propagat. **9** (März 1961) 2, 126–129.
- [61] Y. T. Lo, S. W. Lee: *Affine Transformation and its Application to Antenna Arrays*. IEEE Trans. Antennas Propagat. **13** (Nov. 1965) 6, 890–896.
- [62] S. P. Skobelev: *On the Ideal Element Pattern in Planar Phased Array Antennas*. In: IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Columbus, US-OH, Juni 2003, 444–447.
- [63] S. P. Skobelev: *On One More Property of the Ideal Array Element Pattern*. IEEE Trans. Antennas Propagat. **57** (März 2009) 3, 631–637.
- [64] D. Robertson: *Selecting Mixed-Signal Components for Digital Communications Systems - Part V*. Analog Dialogue **31** (1997) 3, 8–11.
- [65] H. Unz: *Linear Arrays with Arbitrarily Distributed Elements*. IEEE Trans. Antennas Propagat. **8** (März 1960) 2, 222–223.
- [66] D. King, R. Packard, R. Thomas: *Unequally-Spaced, Broad-Band Antenna Arrays*. IRE Transactions on Antennas and Propagation **8** (Juli 1960) 4, 380–384.
- [67] B. Kumar, G. Branner: *Design of Unequally Spaced Arrays for Performance Improvement*. IEEE Trans. Antennas Propagat. **47** (März 1999) 3, 511–523.
- [68] B. Kumar, G. Branner: *Generalized Analytical Technique for the Synthesis of Unequally Spaced Arrays with Linear, Planar, Cylindrical or Spherical Geometry*. IEEE Trans. Antennas Propagat. **53** (Febr. 2005) 2, 621–634.
- [69] F. Noshervani: *Investigation of Antenna Arrays with Element Spacing unequal half of the Wavelength*. Master thesis, Technische Universität Hamburg-Harburg, Harburg, Juli 2006.
- [70] D. M. Pozar: *Microstrip Antennas*. Proc. IEEE **80** (Jan. 1992) 1, 79–91.
- [71] T. Teshirogi, M. Tanaka, W. Chujo: *Wideband Circularly Polarized Array Antenna with Sequential Rotations and Phase Shift of Elements*. In: IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Tokyo, Aug. 1985, 117–120.
- [72] M. Haneishi: *A circularly Polarized SHF Planar Array Composed of Microstrip Pairs Element*. In: Proceedings of Int. Symp. on Ant. and Prop., Tokyo, August 1985, 125–128.
- [73] J. Huang: *A Technique for an Array to generate Circular Polarization with Linearly Polarized Elements*. IEEE Trans. Antennas Propagat. **34** (Sept. 1986) 9, 1113–1124.
- [74] P. S. Hall, J. Huang, E. Rammons, A. Roederer: *Gain of Circularly Polarised Arrays Composed of Linearly Polarised Elements*. Electronics Letters **25** (Jan. 1989) 2, 124–125.
- [75] M. Thiel, A. Dreher: *Sequential Rotation in a Smart Antenna Terminal for Broadband Communication*. In: IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Monterey, US-CA, Juni 2004, 145–148.

- [76] M. S. Smith: *Grating Lobes of Sequentially Rotated Antenna Arrays*. In: Seventh International Conference on (IEE) Antennas and Propagation, York, UK, Apr. 1991, 217–220.
- [77] P. S. Hall, M. S. Smith: *Reduction of Grating Lobes in Sequentially Rotated Microstrip Patch Arrays*. In: Eighth International Conference on Antennas and Propagation, Edinburgh, UK,, März 1993, 364–367.
- [78] P. S. Hall, M. S. Smith: *Sequentially Rotated Arrays with Reduced Sidelobe Levels*. IEE Proceedings: Microwaves, Antennas and Propagation **141** (Aug. 1994) 4, 321 – 325.
- [79] D. M. Pozar: *Microwave Engineering*. John Wiley & Sons, Inc. 3. Aufl., 2005.
- [80] A. Ludwig: *The Definition of Cross Polarization*. IEEE Trans. Antennas Propagat. **21** (Jan. 1973) 1, 116–119.
- [81] G. Knittel: *Comments on the Definition of Cross Polarization*. IEEE Trans. Antennas Propagat. **21** (Nov. 1973) 6, 917–918.
- [82] J. Volakis: *Antenna Engineering Handbook*. New York,US-NY: McGraw-Hill 4. Aufl., 2007.
- [83] K. Kuhlmann, A. F. Jacob: *Antenna Arrays on Rectangular and Triangular Grids for Polarization Multiplexing - a Comparative Study*. In: Proc. German Microwave Conference, Munich, Germany, März 2009, 1–4.
- [84] W. H. V. Aulock: *Properties of Phased Arrays*. Proceedings of the IRE **48** (Okt. 1960) 10, 1715–1727.
- [85] C. Torrecillas: *A Study on Circularly Polarized Microstrip Antennas for Array Applications at Ka-Band*. Diplomarbeit, Technische Universität Hamburg-Harburg, Harburg, März 2008.
- [86] V. Shahmirian, A. S. Daryoush: *Pattern Degradation due to Random Errors in Active Phased Array Antennas*. In: IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, San Jose, US-CA, Juni 1989, 396–399.
- [87] L. Kühnke: *Realisierung und Kalibrierung aktiver Antennensysteme mit digitaler Strahlformung*. Dissertation, Universität Hannover, 2001.
- [88] H. Pawlak: *Ein externes Kalibrierverfahren für Gruppenantennen mit digitaler Strahlformung*. Dissertation, Technische Universität Hamburg-Harburg, 2008.
- [89] H. Steyskal, J. S. Herd: *Mutual Coupling Compensation in Small Array Antennas*. IEEE Trans. Antennas Propagat. **38** (Dez. 1990) 12, 1971–1975.
- [90] T. Su, H. Ling: *On Modeling Mutual Coupling in Antenna Arrays Using the Coupling Matrix*. Wiley Microwave and Optical Technology Letters **28** (Febr. 2001) 3, 231–237.
- [91] Y. P. Xi, D. G. Fang, Y. X. Sun, Y. L. Chow: *Mutual Coupling in Finite Microstrip Patch Arrays*. Wiley Microwave and Optical Technology Letters **44** (2005) 6, 577–581.

- [92] P. Darwood, P. N. Fletcher, G. S. Hilton, H. Ling: *Mutual Coupling Compensation in Small Planar Array Antennas*. IEE Proceedings: Microwaves, Antennas and Propagation **145** (Febr. 1998) 1, 1–6.
- [93] L. Kuehnke: *Phased Array Calibration Procedures Based on Measured Element Patterns*. In: Proc. Eleventh International Conference on Antennas and Propagation, Manchester, UK, Apr. 2001, 660–663.
- [94] G. H. Golub, C. F. van Loan: *Matrix Computations*. Baltimore, US-MD: The John Hopkins University Press 3. Aufl., 1996.
- [95] D. Bachu: *Study and Compensation of Mutual Coupling in Microstrip Antenna Arrays*. Projektarbeit, Technische Universität Hamburg-Harburg, Harburg, Mai 2005.
- [96] K. Kuhlmann: *Entwicklung eines Messsystems zur Verkopplungsmessung und Kalibrierung eines planaren aktiven Antennenarrays bei 20 GHz*. Diplomarbeit, Technische Universität Braunschweig, Braunschweig, Juli 2004.
- [97] D. Jalas: *Kompensation von ein- und mehrmodigen Verkopplungseffekten in Gruppenstrahlern*. Bachelorarbeit, Technische Universität Hamburg-Harburg, Harburg, Apr. 2008.
- [98] R. Hossa, M. Bialkowski: *Mutual Coupling Compensation in Narrowband Small Linear Antenna Arrays*. Wiley Microwave and Optical Technology Letters **40** (März 2004) 5, 391–396.
- [99] K. Kuhlmann, D. Jalas, A. F. Jacob: *Mutual Coupling in Ka-Band Antenna Array with Polarization Multiplexing*. In: Proc. 2nd European Wireless Technology Conference, Rome, Italy, Sept./Okt. 2009, 152–155.
- [100] M. Mowler, B. Lindmark: *Estimation of Coupling, Element Factor, and Phase Center of Antenna Arrays*. In: IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Washington, D.C., Juli 2005, 6–9.
- [101] K. Kuhlmann, K. Rezer, A. F. Jacob: *Circularly Polarized Substrate-Integrated Waveguide Antenna Array at Ka-Band*. In: Proc. German Microwave Conference, Hamburg, Germany, März 2008, 471–474.
- [102] K. Kuhlmann, K. Rezer, A. F. Jacob: *Far field measurement on Ka-band substrate-integrated waveguide antenna array with polarization multiplexing*. In: IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Atlanta, US-GA, Juni 2008, 1337–1340.
- [103] B. Lindmark: *Compensation of Mutual Coupling in Dual Polarized Arrays*. In: IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Columbus, US-OH, Juni 2003, 896–899.
- [104] B. Lindmark: *Comparison of Mutual Coupling Compensation to Dummy Columns in Adaptive Antenna Systems*. IEEE Trans. Antennas Propagat. **53** (Apr. 2005) 4, 890–896.
- [105] H. Pawlak, A. Charaspreedalarp, A. F. Jacob: *Experimental Investigation of an External Calibration Scheme for 30 GHz Circularly Polarized DBF Transmit Antenna Arrays*. In: Proc. 36th European Microwave Conference, Manchester, UK, Sept. 2006, 764–767.

- [106] Y. Yang, H. Stark: *Design of Self-Healing Arrays Using Vector-Space Projections*. IEEE Trans. Antennas Propagat. **49** (Apr. 2001) 4, 526–534.
- [107] M. Salehi, A. Motevasselian, A. Tavakoli, T. Heidari: *Mutual Coupling Reduction of Microstrip Antennas using Defected Ground Structure*. In: 10th IEEE International Conference on Communication systems, Singapore, Okt. 2006, 1–5.
- [108] C. Volmer, J. Weber, R. Stephan, K. Blau, M. A. Hein: *An Eigen-Analysis of Compact Antenna Arrays and Its Application to Port Decoupling*. IEEE Trans. Antennas Propagat. **56** (Febr. 2008) 2, 360–370.
- [109] A. Stark, S. Prorok, A. F. Jacob: *Broadband EBG Structures with Compact Unit Cell*. In: Proc. 38th European Microwave Conference, Amsterdam, Netherlands, Okt. 2008, 698–701.
- [110] A. Stark, H. Olbert, A. F. Jacob: *Defected and Floating Ground Structures for Vertical Interconnects*. In: Proc. 39th European Microwave Conference, Rome, Italy, Okt. 2009, 153–156.
- [111] A. Kortke: *A New Calibration Algorithm for Smart Antenna Arrays*. In: Proc. 57th IEEE Vehicular Technology Conference, Jeju, Korea, Apr. 2003, 1030–1034.
- [112] A. Kortke: *Analyse und Kalibration von linearen Microstrip-Patch-Antennenarrays*. Dissertation, Technische Universität Berlin, 2006.
- [113] S. Sanzgiri, D. Bostrom, W. Pottenger, R. Q. Lee: *A Hybrid Tile Approach For Ka-Band Subarray Modules*. IEEE Trans. Antennas Propagat. **43** (Sept. 1995) 9, 953–959.
- [114] D. E. Riemer: *Packaging Design of Wide-Angle Phased-Array Antenna for Frequencies Above 20 GHz*. IEEE Trans. Antennas Propagat. **43** (Sept. 1995) 9, 915–920.
- [115] K. Kuhlmann: *Untersuchung von Stripline-Speisekonzepten für planare aktive Antennenarrays bei 20 GHz*. Studienarbeit, Technische Universität Braunschweig, Braunschweig, Juli 2003.
- [116] A. Geise: *Untersuchung von vertikalen Leitungsübergängen für planare Antennenarrays im Ka-Band*. Diplomarbeit, Technische Universität Braunschweig, Braunschweig, März 2004.
- [117] A. Stark, A. F. Jacob: *A Broadband Vertical Transition for Millimeter-Wave Applications*. In: Proc. 38th European Microwave Conference, Amsterdam, Netherlands, Okt. 2008, 476–479.
- [118] H. Pawlak, A. Dreher, A. Geise, R. Gieron, S. Holzwarth, C. Hunscher, A. F. Jacob, K. Kuhlmann, O. Litschke, D. Lohmann, W. Simon, L. C. Stange, M. Thiel: *Modular DBF Terminal Antennas for Broadband Mobile Satellite Communications at Ka-Band*. In: 28th ESA Antenna Workshop on Space Antenna Systems and Technologies, Noordwijk, Juni 2005, 786–793.
- [119] S. Holzwarth, O. Litschke, W. Simon, K. Kuhlmann, A. F. Jacob: *Far Field Pattern Analysis and Measurement of a Digital Beam Forming 8x8 Antenna Array Transmitting from 29.5 to 30 GHz*. In: Proc. 2nd European Conference on Antennas and Propagation, Edinburgh, Nov. 2007, 1–5.

- [120] L. C. Stange, A. Geise, A. F. Jacob: *Highly Integrated 4x4 Active Array Transmitter Frontend for Digital Beamforming at 30 GHz*. In: Proc. 35th European Microwave Conference, Paris, Okt. 2005, 2019–2022.
- [121] Samtec Europe GmbH: *High speed, micro pitch, and rugged/power interconnect products*. <http://www.samtec.com/>, 2008.
- [122] A. Geise, A. F. Jacob: *A Ring-coupled Patch Antenna for Broadband Polarization Multiplex at Ka-Band*. In: Proc. 3rd European Conference on Antennas and Propagation, Berlin, März 2009, 1260–1263.
- [123] A. Geise, A. F. Jacob: *Flex-Rigid Architecture for Active Millimeter-Wave Antenna Arrays*. In: IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Boston, US-MA, Juni 2009, 809–812.
- [124] H. Pawlak, M. S. Reuther, A. F. Jacob: *High Isolation Substrate-Integrated Coaxial Feed for Ka-Band Antenna Arrays*. In: Proc. 37th European Microwave Conference, München, Okt. 2007, 1507–1510.
- [125] Rosenberger Hochfrequenztechnik GmbH & Co. KG: *Hochfrequenz-Koaxial-Steckverbinder*. www.rosenberger.de, 2009.
- [126] R. J. Mailloux: *Antenna Array Architecture*. Proc. IEEE **80** (Jan. 1992) 1, 163–172.
- [127] K. K. Chan: *A Feed Network for Multibeam Triangular Grid and Hexagonal Shape Planar Array Antennas*. In: Proc. IEEE Asia-Pacific Microwave Conference, Singapore, Nov. 1999, 80–83.
- [128] S.-H. Yan, T.-H. Chu: *A Single-Element Beam Steering Antenna Array with 180° Scanning Range*. In: Proc. IEEE Asia-Pacific Microwave Conference, Bangkok, Dez. 2007, 1–4.
- [129] C. Fulton, W. Chappell: *Low-Cost, Panelized Digital Array Radar Antennas*. In: IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems, Tel-Aviv, Mai 2008, 1–10.
- [130] C. Fulton, P. Clough, V. Pai, W. Chappell: *A Digital Array Radar with a Hierarchical System Architecture*. In: IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Boston, US-MA, Juni 2008, 89–92.
- [131] E. Lier, R. Melcher: *A Modular and Lightweight Multibeam Active Phased Receiving Array for Satellite Applications: Design and Ground Testing*. IEEE Antennas Propagat. Mag. **51** (Febr. 2009) 1, 80–90.
- [132] M. Shigaki, S. Koike, K. Nogatomo, K. Kobayashi, H. Takahashi, T. Nakatani, N. Tanibe, Y. Suzuki: *38-GHz-band High-Power MMIC Amplifier Module for Satellites on Board Use*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. **40** (Juni 1992) 6, 1215–1222.
- [133] M. D. Richter, K.-F. Becker, L. Böttcher, M. Schneider: *Interconnects for Buried W-Band MMICs Using Novel System-in-Package Technology*. In: Proc. German Microwave Conference, Munich, Germany, März 2009, 1–4.

- [134] Rogers Corporation: *High Performance Materials & Components*. www.rogerscorporation.com, 2009.
- [135] A. Catalani, M. Migliorelli, L. Russo, G. Toso: *Ku-Band Fully Electronic Antenna for Aircraft in Flight Entertainment*. In: 29th ESA Antenna Workshop on Multiple Beams and Reconfigurable Antennas, Noordwijk, Netherlands, Apr. 2007, 1–4.
- [136] R. Erickson, R. Gunnarsson, T. Martin: *Wideband and Wide Scan Phased Array Microstrip Patch Antennas for Small Platforms*. In: Proc. 2nd European Conference on Antennas and Propagation, Edinburgh, Nov. 2007, 1507–1510.
- [137] A. Geise, A. F. Jacob, K. Kuhlmann, H. Pawlak, R. Gieron, P. Siatchoua, D. Lohmann, S. Holzwarth, O. Litschke, M. V. T. Heckler, L. Greda, A. Dreher, C. Hunscher: *Smart Antenna Terminals for Broadband Mobile Satellite Communication at Ka-Band*. In: Proc. International ITG-Conference on Antennas, Munich, März 2007, 199–204.
- [138] A. Geise, A. F. Jacob, K. Kuhlmann, H. Pawlak, R. Gieron, P. Siatchoua, D. Lohmann, S. Holzwarth, O. Litschke, M. V. T. Heckler, L. Greda, A. Dreher, C. Hunscher: *The Santana Project*. In: Proc. Deutscher Luft- und Raumfahrtkongress, Berlin, Sept. 2007, 481–486.
- [139] A. Geise, K. Kuhlmann, A. F. Jacob, O. Litschke, W. Simon: *Packaging of Antenna Modules for Digital Beam Forming at Ka-Band*. In: Proc. 2nd European Conference on Antennas and Propagation, Edinburgh, Nov. 2007, 1–5.
- [140] K. R. Carver: *Microstrip Antenna Technology*. IEEE Trans. Antennas Propagat. **29** (Jan. 1981) 1, 2–24.
- [141] D. A. Mullinix, P. M. Proudfoot: *Printed Circuit Antenna Designs*. In: Proc. Antenna Applications Symp., Bd. II, Mai 1988, 139–344.
- [142] K. S. Yngvesson, D. H. Schaubert, T. L. Korzeniowski, E. L. Kollberg, T. Thungren, J. F. Johansson: *Endfire Tapered Slot Antennas on Dielectric Substrates*. IEEE Trans. Antennas Propagat. **33** (1985), 1392–1400.
- [143] TriQuint Semiconductor: *RF components for wireless communication*. www.triquint.com/, 2006.
- [144] I. Wolff: Einführung in die Mikrostrip-Leitungstechnik. Aachen: Henning Wolff 2. Aufl., 1978.
- [145] ILFA GmbH: *Feinstleitertechnik*. www.ilfa.de, 2009.
- [146] Elektronik Praxis: *Grundlagen und Praxistipps für das fertigungsgerechte Design von HDI- und Mikrovia-Leiterplatten*. www.elektronikpraxis.vogel.de, 2009.
- [147] Isola GmbH: *Basismaterialien für Multilayer*. www.isola.de, 2008.
- [148] Taconic: *Advanced Dielectric Division*. www.taconic-add.com/, 2008.
- [149] Arlon: *Materials for Electronics*. www.arlon-med.com, 2008.

- [150] D. Deslandes, K. Wu: *Design Consideration and Performance Analysis of Substrate Integrated Waveguide Components*. In: Proc. 32th European Microwave Conference, Milan, Italy, Okt. 2002, 1–4.
- [151] L. Yan, W. Hong, K. Wu, T. J. Cui: *Investigation on the Propagation Characteristic of the Substrate Integrated Waveguide based on the Method of Lines*. IEE Proceedings: Microwaves, Antennas and Propagation **152** (Febr. 2005) 1, 35–42.
- [152] A. Suntives, R. Abhari: *Ultra-High-Speed Multichannel Data Transmission Using Hybrid Substrate Integrated Waveguides*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. **56** (Aug. 2008) 8, 1973–1984.
- [153] D. Deslandes, K. Wu: *Single-Substrate Integration Technique of Planar Circuits and Waveguide Filters*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. **51** (Febr. 2003) 2, 593–596.
- [154] D. Deslandes, K. Wu: *Millimeter-Wave substrate Integrated Waveguide Filters*. In: Proc. Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, Montréal, Canada, Mai 2003, 1917–1920.
- [155] D. Deslandes, K. Wu: *Substrate Integrated Waveguide Dual-Mode Filters for Broadband Wireless Systems*. In: Proc. Radio and Wireless Conference, Boston, US-MA, Aug. 2003, 385–388.
- [156] E. Arnieri, G. Amendola: *Analysis of Substrate Integrated Waveguide Structures Based on the Parallel-Plate Waveguide Green's Function*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. **56** (Juli 2008) 7, 1615–1623.
- [157] V. A. Labay, J. Bornemann: *E-Plane Directional Couplers in Substrate-Integrated Waveguide*. In: Proc. IEEE Asia-Pacific Microwave Conference, Hong Kong, Dez. 2008, 1–4.
- [158] S. Germain, D. Deslandes, K. Wu: *Development of Substrate Integrated Waveguide Power Dividers*. In: Proc. Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, Montréal, Mai 2003, 1921–1924.
- [159] D. Deslandes: *Accurate Modeling, Wave Mechanisms, and Design Consideration of a Substrate Integrated Waveguide*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. **54** (Juni 2006) 6, 2516–2526.
- [160] M. Bozzi, F. Xu, D. Deslandes, K. Wu: *Modeling and Design Considerations for Substrate Integrated Waveguide Circuits and Components*. In: Proc. 8th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable, and Broadcasting Services, Nis, Serbia, Sept. 2007, P–VII–P–XVI.
- [161] D. Deslandes, K. Wu: *Integrated Microstrip and Rectangular Waveguide on Planar Form*. IEEE Microwave Wireless Compon. Lett. **11** (Febr. 2001) 2, 68–70.
- [162] D. Deslandes, K. Wu: *Integrated Transition of Coplanar to Rectangular Waveguide*. In: IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Phoenix, US-AZ, Mai 2001, 619–622.

- [163] D. Deslandes, K. Wu: *Analysis and Design of Current Probe Transition From Grounded Coplanar to Substrate Integrated Rectangular Waveguides*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. **53** (Aug. 2005) 8, 2487–2494.
- [164] L. Yan, W. Hong, G. Hua, J. Chen, K. Wu, T. J. Cui: *Simulation and Experiment on SIW Slot Array Antennas*. IEEE Microwave Wireless Compon. Lett. **14** (Sept. 2004) 9, 446–448.
- [165] D. Deslandes, K. Wu: *High Isolation Substrate Integrated Waveguide Passive Front-End for Millimeter-Wave Systems*. In: IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, San Francisco, US-CA, Juni 2006, 982–985.
- [166] M. Clénet, J. Litzenberger, D. Lee, S. Thirakoune, G. A. Morin, Y. M. M. Antar: *Laminated Waveguide as Radiating Element for Array Applications*. IEEE Trans. Antennas Propagat. **54** (Mai 2006) 5, 1481–1487.
- [167] K. Rezer: *Untersuchung von im Substrat integrierten Wellenleitern bei 30 GHz*. Diplomarbeit, Technische Universität Hamburg-Harburg, Harburg, Sept. 2007.
- [168] H. Nam, T. S. Yun, K. B. Kim, K. C. Yoon, J. C. Lee: *Ku-Band Transition Between Microstrip and Substrate Integrated Waveguide*. In: Proc. IEEE Asia-Pacific Microwave Conference, Suzhou, Dez. 2005, 1–4.
- [169] R. E. Collin: *Foundation for Microwave Engineering*. McGraw-Hill 1966.
- [170] M. H. Chen, G. N. Tsandoulas: *A Wide-Band Square-Waveguide Array Polarizer*. IEEE Trans. Antennas Propagat. **21** (Mai 1973), 389–391.
- [171] D. Davis, O. Digiondomenico, J. Kempic: *A New Type of Circularly Polarized Antenna Element*. In: IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Ann Arbor, Michigan, Okt. 1967, 26–33.
- [172] A. D. Olver, P. J. B. Clarricoats, A. A. Kishk, L. Shafai: *Microwave Horns and Feeds*. IEEE PRESS 1994.
- [173] W. H. Kummer, E. S. Gillespie: *Antenna Measurements - 1978*. Proceedings of the IEEE **66** (Apr. 1978) 4, 483–507.
- [174] W. H. Kummer et al.: *Standard Test Procedures for Antennas*. <http://standards.ieee.org/>, 2008.
- [175] K. Kuhlmann, K. Rezer, A. F. Jacob: *Substrate-Integrated Waveguide Antenna Array at Ka-band for Polarization Tracking*. Proceedings of the European Microwave Association **4** (Dez. 2008) 5, 59–65.
- [176] S. Lin, A. Elsherbini, S. Yang, A. Fathy, A. Kamel, H. Elhennawy: *Experimental Development of a Circularly Polarized Antipodal Tapered Slot Antenna using SIW Feed Printed on Thick Substrate*. In: IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Honolulu, US-HI, Juni 2007, 1533–1536.

-
- [177] K. Ghosh: Design of a Substrate Integrated Waveguide Antenna for Polarization Multiplexing at Ka-Band. Studienarbeit, Technische Universität Hamburg-Harburg, Harburg, Jan. 2009.
- [178] K. Kuhlmann, A. F. Jacob: *Active 30 GHz Antenna Array for Digital Beamforming and Polarization Multiplexing*. In: IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Anaheim, US-CA, Mai 2010, 1276–1279.
- [179] Hittite Microwave Corporation: *Analog & Mixed Signal ICs, Modules, Subsystems & Instrumentation*. www.hittite.com, 2009.
- [180] United Monolithic Semiconductors: *RF and millimeter wave components and solutions*. www.ums-gaas.com, 2008.
- [181] Avago Technologies: *Analog, mixed-signal and optoelectronic components and subsystems*. www.avagotech.com, 2008.
- [182] J.-S. Hong, M. J. Lancaster: *Microstrip Bandpass Filter using Degenerate Modes of a novel Meander Loop Resonator*. IEEE Microwave Guided Wave Lett. **5** (1995) 11, 371–372.
- [183] B. Rohrdantz: Kompakte Mikrostreifen-Bandpassfilter im Ka-Band. Studienarbeit, Technische Universität Hamburg-Harburg, Harburg, Febr. 2009.
- [184] Reinhardt Microtech AG: *Thin film technology for microelectronics*. www.reinhardt-microtech.ch, 2009.
- [185] Agilent Technologies: *Application Note A009 - Direct Broadcast Satellite Systems*. www.home.agilent.com, 1999.
- [186] Hirose Electric Group: *Electrical and Eletronic Connectors*. www.hirose.com, 2008.
- [187] ims - International Manufacturing Services: *RCX - Partial Wraparound Thick Film Chip Resistors for High Frequency Applications*. www.ims-resistors.com, 2009.
- [188] DAU Ges.m.b.H & CO.KG: *Entwicklung, Herstellung und Vertrieb von Kühllösungen*. www.dau-at.com, 2008.
- [189] J. Heyen: Hochintegrierte Schaltungen für Millimeterwellen-Multichipmodule. Dissertation, Technische Universität Braunschweig, 2004.
- [190] J. Wells: *Faster than fiber: The future of multi-G/s wireless*. IEEE Microwave **10** (Mai 2009) 3, 104–112.
- [191] B. Rohrdantz: Modellierung einer aktiven Gruppenantenne. Diplomarbeit, Technische Universität Hamburg-Harburg, Harburg, Sept. 2009.
- [192] DELO: *Industrielle Klebstoffe*. www.delo.de, 2005.