

Planarer Dual-Polarisierter Gruppenstrahler für Duplexbetrieb im K-/Ka-Band

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

genehmigte Dissertation

von

NOAH SIELCK

aus

HAMBURG

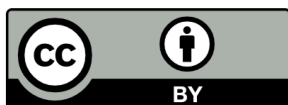
2025

1. Gutachter: Prof. a.D. Dr.-Ing. Arne F. Jacob
2. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Peter Knott
3. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. habil. Alexander Kölpin

Prüfungsvorsitz: Prof. Dr.-Ing. Hoc Khiem Trieu
Tag der mündlichen Prüfung: 3. Dezember 2024

DOI: <https://doi.org/10.15480/882.14355>

Dieses Werk ist lizenziert unter einer „Namensnennung 4.0 International“-Lizenz.
(Creative Commons)



Vorwort

Ich danke den viele Menschen von Herzen, die mich bei der Erstellung dieser Arbeit auf vielseitige Weise unterstützt haben. An erster Stelle danke ich meinem Doktorvater Prof. a.D. Dr.-Ing. Arne Jacob, für sein Vertrauen in mich und für sein unermüdliches Engagement für das *Institut für Hochfrequenztechnik* (IHF), für das Projekt *BANG* und bei der Begleitung meiner Arbeit. Außerdem danke ich Prof. Dr.-Ing. Peter Knott für sein Gutachten und Prof. Dr.-Ing. Hoc Khiem Trieu für die Übernahme des Prüfungsvorsitzes. Prof. Dr.-Ing. habil. Alexander Kölpin danke ich für sein Gutachten und für die Unterstützung, die er mir als Institutsleiter des IHF zukommen ließ.

Großer Dank geht an die Kolleginnen und Kollegen des IHF, die mir mit ihrem Wissen stets hilfsbereit zur Seite standen. Besonderer Dank gilt Kevin Erkelenz für die großartige Zusammenarbeit an dem Projekt. Ebenso danke ich Carmen Hajunga für die zeitintensive Unterstützung bei der Fertigung von Platinen, Jürgen Winkelmann und Anja-Maria Doobe-Jöstingmeier für ihre technischen Hilfestellungen und Claudia Bredehöft sowie Eva-Julia Böhler-Gödicke für die organisatorische Unterstützung. Für das Lesen meiner Arbeit und die interessanten Diskussionen danke ich insbesondere Anton Sieganschin, Bartosz Tegowski, Dominik Langer und Kevin Erkelenz. Meinen Vorgesetzten und Kollegen des *Fraunhofer-Instituts für Integrierte Schaltungen* danke ich für die Unterstützung bei der Fertigstellung dieser Arbeit, allen voran Frank Mayer, für den bereichernden und intensiven Austausch.

Zu guter Letzt möchte ich mich bei meiner Familie sowie meinen Mitbewohner*innen und Freund*innen aus Lüneburg für das Korrekturlesen, aber vor allem für die wunderbare Zeit und die bedingungslose mentale Unterstützung bedanken.

Erlangen, 09. Januar 2025

Noah Sielck

Zusammenfassung

In dieser Arbeit wird ein phasengesteuerter Gruppenstrahler für das K- und Ka-Band entwickelt, gefertigt und getestet. Eine besondere Eigenschaft des Gruppenstrahlers ist die Kombination der Sende- und Empfangsantennen in einer einzigen Apertur und deren gleichzeitiger Betrieb. Da der Gruppenstrahler für den Einsatz in der mobilen Satellitenkommunikation geeignet sein soll, werden zudem ein sehr kompakter, planarer Aufbau und zwei orthogonale Polarisationen verwendet.

Zu Beginn werden verschiedene Architekturen und Konzepte von Gruppenstrahlern untersucht. Es folgt die Festlegung auf die planare Kachelarchitektur und eine rechteckige Anordnung der Sende- und Empfangsantennen in einer gemeinsamen Apertur. Dafür werden neben reinen Sendeantennen auch kombinierte Zweiband-Antennen benötigt, die sowohl senden als auch empfangen können. Drei Realisierungen von entsprechenden Zweiband-Antennen werden entwickelt und miteinander verglichen. Schließlich wird eine Viertor-Patch-Antenne für die Umsetzung des Gruppenstrahlers verwendet. Diese unterstützt aufgrund der vier voneinander isolierten Tore jeweils zwei lineare Polarisationen im K- und im Ka-Band und benötigt keine zusätzlichen Frequenzweichen zum Trennen der Sende- und Empfangssignale. Zusammen mit den ebenfalls entworfenen Sendeantennen wird im nächsten Schritt ein passiver Gruppenstrahler aufgebaut, um das Verhalten der Antennen im Verbund zu untersuchen. Die Messergebnisse belegen deren Eignung. Entsprechend folgt die Umsetzung eines aktiven Gruppenstrahlers. Dieser wird hinsichtlich seiner Eigenschaften im Halb- und Vollduplex-Betrieb charakterisiert. Dafür werden Einzelkanalmessungen, Schwenkverhalten, Empfangsgüte, Strahlungsleistung und Robustheit der Datenübertragung betrachtet. Die Ergebnisse zeigen, dass dieser Gruppenstrahler trotz der kombinierten Apertur eine mit anderen reinen Sende- oder Empfangs-Systemen vergleichbare Performanz besitzt.

Inhaltsverzeichnis

Abkürzungsverzeichnis	vii
1 Einleitung	1
2 Phasengesteuerte Gruppenstrahler	6
2.1 Theoretische Grundlagen	6
2.2 Konzepte und Architekturen von Gruppenstrahlern	12
3 Antennen für mobile Satellitenkommunikation	19
3.1 Zweitor-Antennen	21
3.1.1 Kompakter Diplexer	22
3.1.2 Gesamtsystem	28
3.2 Viertor-Antennen	32
3.2.1 Mehrlagige Patch-Antenne	33
3.2.2 SIW-Schlitz-Antenne mit integrierter Patch-Antenne	42
3.3 Vergleich und Fazit	52
3.4 TX-Antenne	53
4 Passiver Gruppenstrahler für RX/TX-Integration	56
4.1 Gegenseitige Kopplung der Antennen	56
4.2 Oberflächenwellen	58
4.3 Untersuchte Antennen und Herstellung	61
4.4 Messung	63
4.5 Berechnung des aktiven Verhaltens	67
4.6 Statistische Fehler in der Anregung	71

5 Realisierung eines aktiven Gruppenstrahlers	74
5.1 Aufbau und Fertigung	74
5.2 Messung	80
5.2.1 Empfangsbetrieb	81
5.2.2 Sendebetrieb	86
5.3 Diskussion der Ergebnisse	91
5.4 Erweiterter aktiver Gruppenstrahler	94
6 Zusammenfassung und Ausblick	101
A Übersicht der S-Parameter des passiven Gruppenstrahlers	103
Literaturverzeichnis	106

Abkürzungsverzeichnis

AF	Gruppenfaktor (engl. <i>array factor</i>)
AR	Achsenverhältnis (engl. <i>axial ratio</i>)
AUT	zu vermessene Antenne (engl. <i>antenna under test</i>)
BF	Strahlformer-Chip (eng. <i>beamformer chip</i>)
DC	Gleichstrom (Spannungsversorgung) (engl. <i>direct current</i>)
EIRP	äquivalente isotrope Strahlungsleistung (engl. <i>equivalent isotropically radiated power</i>)
EVM	Fehlervektorbetrag (engl. <i>error-vector-magnitude</i>)
FBW	relative Bandbreite (engl. <i>fractional bandwidth</i>)
FEC	Vorwärtsfehlerkorrektur (engl. <i>forward error correction</i>)
FSIW	gefalteter substratintegrierter Wellenleiter (engl. <i>folded substrate integrated waveguide</i>)
G/T	Empfangsgüte (engl. <i>gain-to-noise-temperature</i>)
GEO	geostationäre Erdumlaufbahn (engl. <i>geostationary earth orbit</i>)
HF	Hochfrequenz, hochfrequent
HP	horizontale Polarisierung
HPBW	Halbwertsbreite der Hauptkeule (engl. <i>half power beamwidth</i>)
HTS	Satelliten mit hohem Datendurchsatz (engl. <i>high throughput satellite</i>)
IL	Einfügedämpfung (engl. <i>insertion loss</i>)
LEO	niedrige Erdumlaufbahn (engl. <i>low earth orbit</i>)

LHCP	linksdrehende zirkulare Polarisierung (engl. <i>left-handed circular polarization</i>)
LNA	rauscharmer Vorverstärker (engl. <i>low noise amplifier</i>)
MEO	mittlere Erdumlaufbahn (engl. <i>medium earth orbit</i>)
NF	Rauschzahl (engl. <i>noise figure</i>)
P1dB	1-dB-Kompressionspunkt
PA	Sendeverstärker (engl. <i>power amplifier</i>)
PCB	Leiterplatte (engl. <i>printed circuit board</i>)
QAM	Quadratur-Amplituden-Modulation
RHCP	rechtsdrehende zirkulare Polarisierung (engl. <i>right-handed circular polarization</i>)
RMS	quadratisches Mittel (engl. <i>root mean square</i>)
RX	Empfänger, Empfangen
S-Parameter	...	Streuparameter
SatCom	Satellitenkommunikation (engl. <i>satellite communication</i>)
SIW	substratintegrierter Wellenleiter (engl. <i>substrate integrated waveguide</i>)
SLL	Nebenkeulenniveau (engl. <i>side lobe level</i>)
SMD	oberflächenmontierte Bauteile (engl. <i>surface mount devices</i>)
SPI	serielle Schnittstelle (engl. <i>serial peripheral interface</i>)
TN	Transmissionsnullstelle
TOSM	Kalibrier-Standard (engl. <i>thru, open, short, match</i>)
TRL	Kalibrier-Standard (engl. <i>thru, reflect, line</i>)
TX	Sender, Senden
VNA	Vektor-Netzwerkanalysator
VP	vertikale Polarisierung

Einleitung 1

Ziel der Arbeit

Ziel dieser Arbeit ist die Entwicklung eines phasengesteuerten Gruppenstrahlers für die Verwendung in der Satellitenkommunikation (engl. *satellite communication*, SatCom), der die Anforderungen von modernen SatCom-Systemen erfüllt: Einstellbare Polarisati-on, elektronische Strahlsteuerung und modular anpassbare Größe. Darüber hinaus soll dieser Gruppenstrahler die Empfangs- und Sendeantennen in einer einzigen Apertur kombinieren. Dadurch soll die Kompaktheit signifikant erhöht und die Masse reduziert werden. Diese Eigenschaften sind wichtig für mobile Anwendungen, insbesondere in der zivilen Luftfahrt.

Mobile SatCom

Die voranschreitende Digitalisierung erfordert immer zuverlässigere Kommunikationsnetze mit immer höheren Datenraten. Neue Standards wie zum Beispiel 5G (fünfte Generation des Mobilfunks) und darauffolgend auch 6G sollen diese Anforderungen für terrestrische Anwendungen erfüllen [1]. Auch in der Satellitenkommunikation werden künftig höhere Datenraten benötigt.

Insbesondere die zivile Luftfahrt profitiert von Netzen mit hohen Kanalkapazitäten. Diese sind zum einen wichtig, um Fluggästen den schnellen und günstigen Zugang zum Internet auch während des Fluges zu ermöglichen und zum anderen, um Wartungsprozesse, Flugsicherheit und den Flugablauf zu optimieren. Dabei ist es erforderlich, die Flugzeuge sowohl miteinander als auch mit Bodenstationen über Satellitenverbindungen zu vernetzen.

Um die hohen Datenraten zu erreichen, bieten sich verschiedene Möglichkeiten an. Zum Beispiel können höhere Frequenzen verwendet werden, die große Bandbreiten zur Verfügung stellen. Für SatCom-Anwendungen haben sich in der aktuellen Forschung

das K- und das Ka-Band bewährt [2]. Dabei wird, wie in Abb. 1.1 veranschaulicht, der Frequenzbereich von 27,5 bis 31 GHz (Ka-Band) zum Senden (TX) der Daten vom Flugzeug zum Satelliten (Aufwärtsstrecke, engl. *uplink*) und der Frequenzbereich von 17,7 bis 21,2 GHz (K-Band) für das Empfangen (RX) der vom Satelliten stammenden Daten (Abwärtsstrecke, engl. *downlink*) verwendet. Entsprechend stehen sowohl für die Auf- als auch die Abwärtsstrecke jeweils 3,5 GHz Bandbreite für zivile Anwendungen zur Verfügung [3]. Zusätzlich ermöglicht die kurze Wellenlänge kleinere Antennensysteme, was insbesondere für mobile Anwendungen von Bedeutung ist [4].

Eine weitere Möglichkeit, die Datenrate zu erhöhen, ist die Verwendung von Satelliten mit besonders hohem Datendurchsatz (engl. *high throughput satellite*, HTS) [5, 6]. Diese Satelliten nutzen mehrere stark gebündelte Keulen mit geringen Öffnungswinkeln (engl. *spot beam*), wodurch die Übertragungsfrequenzen von einem Satelliten mehrfach für räumlich getrennte Nutzer verwendet werden können. Bei der Nutzung des Vier-Farben-Schemas werden zusätzlich zwei Polarisierungen in der Auf- und der Abwärtsstrecke zur Trennung der Signale von verschiedenen Nutzern verwendet. Dies sind meist die links- und rechtsdrehenden zirkularen Polarisierungen (engl. *left- and right-handed circular polarization*, LHCP und RHCP) [5].

Während HTS-Systeme ursprünglich vor allem aus Satelliten in der geostationärer Erdumlaufbahn (engl. *geostationary earth orbit*, GEO) bestanden, finden inzwischen mehr und mehr Satelliten in mittleren (engl. *medium earth orbit*, MEO) und niedrigen Erdumlaufbahnen (engl. *low earth orbit*, LEO) Verwendung. Abb. 1.2 zeigt die typischen Höhen der verschiedenen Umlaufbahnen. Mit zunehmender Höhe vergrößert sich der abgedeckte Bereich, sodass eine geringere Anzahl an Satelliten für eine großflächige

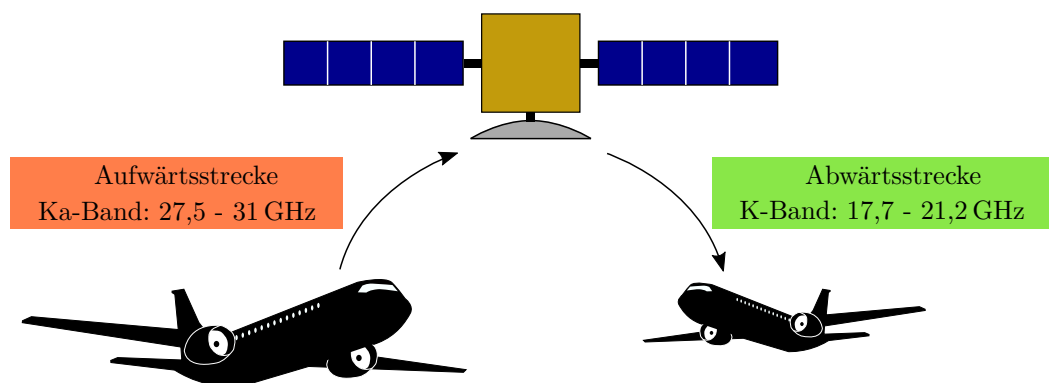


Abbildung 1.1: Kommunikationsszenario für die Vernetzung von Flugzeugen.

Abdeckung ausreicht. Allerdings steigen mit zunehmender Höhe die Übertragungsverluste. Dadurch sind höhere Sendeleistungen und empfindlichere Empfänger erforderlich. Für Gruppenstrahler lässt sich diese Anpassung verhältnismäßig einfach vornehmen, wenn ein modularer Aufbau gewählt wird. So können die Antennengröße und damit der Antennengewinn an die Anwendung angepasst werden, indem eine unterschiedliche Anzahl von baugleichen Modulen eingesetzt wird.

Ein weiterer Nachteil von hohen Umlaufbahnen sind lange Signallaufzeiten. Diese führen zu einer hohen Latenz im Datenaustausch. Sogenannte LEO Mega-Konstellationen nutzen daher Satelliten in niedrigen Umlaufbahnen um hohe Datenraten mit geringer Latenz bereitzustellen. Für eine großflächige Abdeckung sind allerdings viele Satelliten erforderlich [8]. Beispiele für solche Systeme sind „Starlink“ von *SpaceX*, „Project Kuiper“ von *Amazon* oder die Systeme von *Telesat* und *OneWeb* [9].

Aufgrund der hohen Geschwindigkeit der Satelliten relativ zur Bodenstation muss die Antenne schnell nachgeführt und flexibel zwischen verschiedenen Satelliten geschwenkt werden können. Durch die Eigenbewegung von mobilen Plattformen wie Flugzeugen wird die flexible Strahlsteuerung noch wichtiger. Herkömmlich wird dies über eine mechanisch schwenkbare Antenne erreicht. Allerdings ermöglichen phasengesteuerte Gruppenstrahler (engl. *phased arrays*) eine schnellere Strahlsteuerung und höhere Zuverlässigkeit bei gleichzeitiger Platz- und Gewichtsersparnis [10]. Diese phasengesteuerten Gruppenstrahler bestehen aus mehreren Einzelstrahlern, deren geeignet überlagerte Strahlungsfelder eine gebündelte Hauptkeule (engl. *main beam*) bilden. Durch das Verändern der Phasenanregung aller Einzelantennen lässt sich diese Hauptkeule elek-

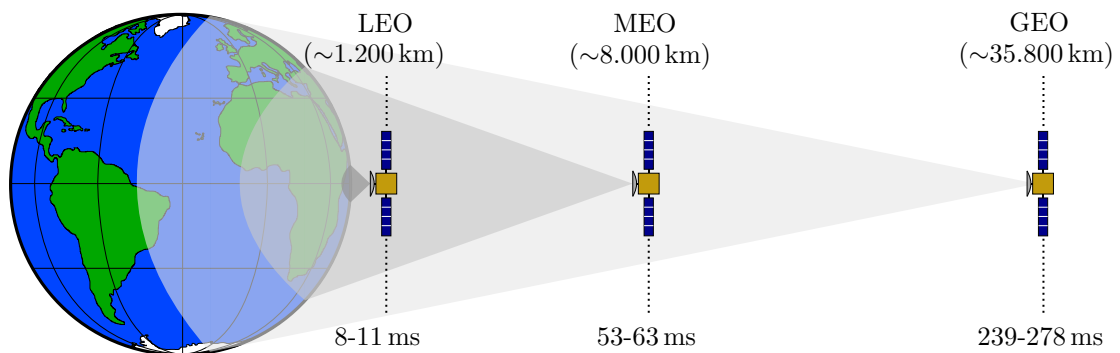


Abbildung 1.2: Darstellung verschiedener Umlaufbahnen und die damit verbundene Abdeckung auf der Erde und Signallaufzeit [7].

tronisch schwenken (engl. *beam steering*). Auch eine Kombination von elektronischer und mechanischer Steuerung ist möglich [11].

Aus den beschriebenen Anwendungsgebieten ergeben sich verschiedene Anforderungen an die Antennensysteme. Sie müssen sowohl im K- als auch im Ka-Band links- und rechtsdrehende zirkulare Polarisationen unterstützen und eine elektronische Strahlsteuerung ermöglichen. Die Sendeleistung beziehungsweise Empfangsgüte muss skalierbar sein, um sowohl mit LEO- als auch mit GEO-Konstellationen kommunizieren zu können.

Es sind mehrere Antennensysteme für aeronautische Anwendungen im K- und Ka-Band verfügbar oder in Planung, wie zum Beispiel die Antennen von *Carlisle Interconnect Technologies*¹ und *ThinKom Solutions*². Beide Systeme besitzen getrennte Antennenaperturen für den Sende- und den Empfangspfad. Alternativ werden auch Systeme verwendet, die abwechselnd empfangen oder senden [12, 13]. Auf die Umsetzung eines modularen phasengesteuerten Gruppenstrahlers mit einer einzigen Apertur für den gleichzeitigen Empfangs- und Sendebetrieb im K- und Ka-Band und mit flexibler Polarisierung zielt diese Arbeit ab.

Um dieses Ziel zu erreichen, werden verschiedene Antennenkonzepte erforscht, welche die Übertragung von Signalen mit zwei orthogonalen Polarisierungen sowohl im K- als auch im Ka-Band ermöglichen. In einem ersten Schritt wird dafür eine Zweitor-Antenne verwendet, die zwei TX/RX-Tore für jeweils eine Polarisierung besitzt. Um die Sende- und Empfangssignale voneinander zu trennen, wird die Antenne mit Frequenzweichen (im Folgenden als Diplexer bezeichnet) kombiniert. In einem zweiten Schritt wird versucht, die Diplexer-Funktion in Antennen mit vier voneinander isolierten Toren zu integrieren und gleichzeitig die Fertigungskomplexität zu verringern.

Gliederung der Arbeit

Die Arbeit ist im Weiteren wie folgt strukturiert. Kapitel 2 gibt eine Einführung in phasengesteuerte Gruppenstrahler. Mathematische Grundlagen und Notationen werden erläutert und verschiedene Konzepte von Gruppenstrahlern diskutiert. In Kapitel 3 werden Antennen für Gruppenstrahler entwickelt, die eine kombinierte RX/TX-Apertur ermöglichen. Es werden mehrere Prototypen hergestellt und miteinander ver-

¹<https://www.carlisleit.com>

²<https://www.thinkom.com>

glichen. Anschließend wird in Kapitel 4 die Realisierung und Charakterisierung eines passiven Gruppenstrahlers präsentiert. Dieser beinhaltet keine Chips zur Ansteuerung und die Messung der einzelnen Antennen-Tore erfolgt sequenziell. Die Ergebnisse werden verwendet, um das aktive Verhalten zu synthetisieren. Die daraus gewonnenen Erkenntnisse fließen in die Umsetzung eines aus 16 Antennen bestehenden aktiven Gruppenstrahlers mit ein, welcher in Kapitel 5 vorgestellt wird. Er wird gefertigt, charakterisiert und bildet die Grundlage für ein skaliertes Gesamtsystem. Kapitel 6 fasst diese Arbeit zusammen und gibt einen Ausblick auf künftige Weiterentwicklungen.

Phasengesteuerte Gruppenstrahler 2

In diesem Kapitel werden theoretische Grundlagen von phasengesteuerten Gruppenstrahlern erläutert. Anschließend folgt der Vergleich von verschiedenen Architekturen und Konzepten für Gruppenstrahler und es wird ein Konzept für das weitere Vorgehen ausgewählt.

2.1 Theoretische Grundlagen

Abb. 2.1 zeigt das in dieser Arbeit verwendete kartesische Koordinatensystem (x, y, z) . Für die abgebildete rechteckige Gitterstruktur werden M Antennen in x -Richtung und N Antennen in y -Richtung mit jeweils einem regelmäßigen Abstand von d_x beziehungsweise d_y auf den Knotenpunkten platziert. Wenn keine anderen Angaben gemacht

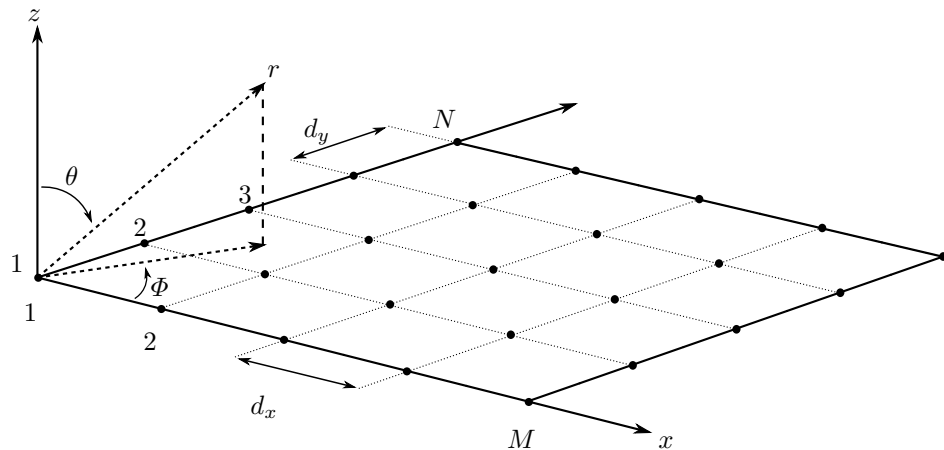


Abbildung 2.1: Verwendete Koordinatensysteme für die Beschreibung von Gruppenstrahlern am Beispiel einer rechteckigen Anordnung der Antennen.

werden, gilt in den folgenden Betrachtungen $d_x = d_y = d$. Die Gesamtzahl der Antennen entspricht $A_{\text{ges}} = M \cdot N$. Für andere Anordnungen werden die Abstände und Gesamtzahlen entsprechend angegeben.

Für die Darstellung der Abstrahlung und Beschreibung der schwenkbaren (Haupt-)Keule wird das Kugelkoordinatensystem (r, θ, Φ) verwendet. Dabei entspricht, wie in Abb. 2.1 gezeigt, Φ dem Azimutalwinkel, θ dem Polarwinkel und r dem Abstand zum Ursprung. Dieser stimmt mit dem Ursprung des kartesischen Koordinatensystems überein. Alternativ wird auch das uv -Koordinatensystem mit

$$u = \sin(\theta) \cdot \cos(\Phi) = \frac{x}{\sqrt{x^2 + y^2 + z^2}} \quad (2.1a)$$

und

$$v = \sin(\theta) \cdot \sin(\Phi) = \frac{y}{\sqrt{x^2 + y^2 + z^2}} \quad (2.1b)$$

zur Darstellung der Strahlungscharakteristik verwendet. Dieses System stellt die gesamte Hemisphäre ($-90 \leq \theta \leq +90$ beziehungsweise $u^2 + v^2 \leq 1$) einer Antenne zweidimensional dar.

In dieser Arbeit werden die Strahlungscharakteristiken von Antennen im Fernfeld betrachtet. Nach allgemeiner Definition [14, Kap. 2.2.4] beginnt diese Region, wenn für den radialen Abstand R zur Antenne

$$R > \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.2)$$

mit $D > \lambda$ gilt, wobei D die größte Abmessung der Antenne und λ die Wellenlänge im Freiraum beschreibt. In diesem Fernfeldbereich sind die radialen Komponenten des elektrischen und magnetischen Feldes vernachlässigbar und nur die θ - und Φ -Komponenten sind von Bedeutung. Daraus folgt unter anderem, dass der Ursprung des Koordinatensystems relativ zum Gruppenstrahler beliebig gewählt werden kann, ohne dass dies die Betrachtung beeinflusst.

Das elektromagnetische Feld eines Gruppenstrahlers kann durch die Superposition der Felder der Einzelstrahler ermittelt werden. Dies wird beispielhaft anhand des in Abb. 2.2 gezeigten eindimensionalen Gruppenstrahlers mit $N = 1$ und M Antennen verdeutlicht. Die Vektoren zu einem Punkt im Fernfeld verlaufen annähernd parallel

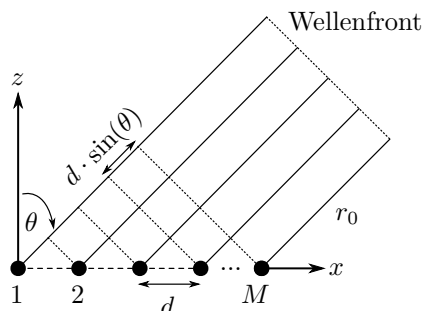


Abbildung 2.2: Wegunterschied für die einzelnen Antennen eines eindimensionalen Gruppenstrahlers bei einem Einfallswinkel θ .

und unterscheiden sich bei einem Einfallswinkel θ um ein Vielfaches von $d \cdot \sin(\theta)$ in ihrer Länge. Dabei ist r_0 die Distanz zwischen dem Betrachtungspunkt im Fernfeld und der nächstgelegenen Antenne. Mit der komplexen Anregung I_m folgt daraus der sogenannte Gruppenfaktor (engl. *array factor*, AF) mit

$$AF(\theta) = \sum_{m=1}^M I_m e^{j(m-1)k d \sin(\theta)}, \quad (2.3)$$

wobei $k = 2\pi/\lambda$ die Kreiswellenzahl ist. Der AF beschreibt die Strahlungscharakteristik eines Gruppenstrahlers bestehend aus isotropen Kugelstrahlern anhand der Feldverteilung. Der Faktor berechnet sich je nach Geometrie des Gruppenstrahlers.

Weisen die komplexen Anregungen aus (2.3) die gleiche Phase auf, besitzt der Gruppenfaktor ein Maximum bei $\theta = 0$. Für phasengesteuerte Gruppenstrahler lässt sich dieses Maximum über eine konstante Phasendifferenz $\Delta\varphi$ der komplexen Anregungen von benachbarten Antennen auf einen bestimmten Schwenkwinkel $\theta = \theta_S$ einstellen. Die Phasendifferenz dafür berechnet sich mit [15]

$$\Delta\varphi = 2\pi \cdot \sin(\theta_S) \cdot \frac{d}{\lambda}. \quad (2.4)$$

Abb. 2.3(a) zeigt diesen Zusammenhang für verschiedene Elementabstände. Dabei kann die Hauptkeule bei einer rechteckigen Gitterstruktur nur für Gruppenstrahler mit einem Elementabstand von $d/\lambda \leq 0,5$ in der gesamten Hemisphäre geschwenkt werden, ohne dass sogenannte Gitterkeulen (engl. *grating lobes*) auftreten. Diese besitzen die gleiche Strahlungsintensität wie die Hauptkeule, zeigen aber in eine andere Richtung.

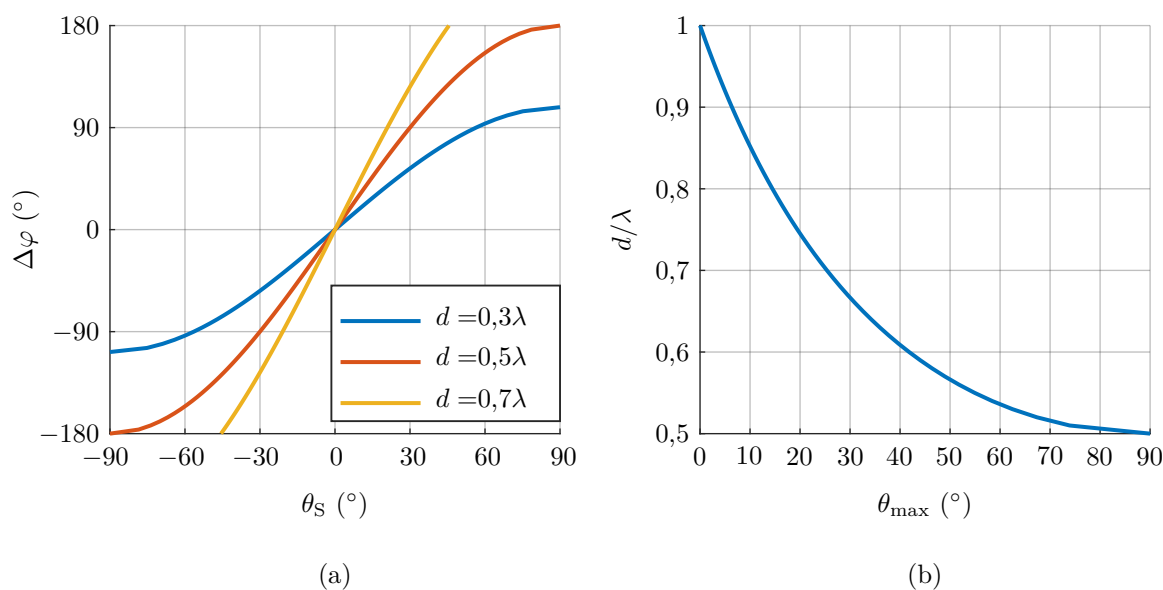


Abbildung 2.3: (a) Resultierende Schwenkwinkel bei entsprechender Phaseneinstellung für Gruppenstrahler mit rechteckiger Gitterstruktur und verschiedenen Elementabständen und (b) Schwenkwinkel in Abhängigkeit des Elementabstandes, bei dem Gitterkeulen im Bereich $-90^\circ < \theta < 90^\circ$ auftreten.

Für einen Gruppenstrahler mit einem Elementabstand von $0,7\lambda$ (gelbe Kurve) tritt bei einem Schwenkwinkel von $\theta_s = 45^\circ$ die erste Gitterkeule bei $\theta = -45^\circ$ im Schwenkbereich auf und wird zur neuen Hauptkeule. Entsprechend sind keine größeren Schwenkwinkel sinnvoll. Für einen Gruppenstrahler mit einem Elementabstand von $0,3\lambda$ (blaue Kurve) wird für eine Phaseneinstellung von $\Delta\varphi > 108^\circ$ die Hauptkeule aus dem sichtbaren Bereich geschwenkt, ohne dass eine Gitterkeule auftritt.

Das Auftreten der Gitterkeulen kann mathematisch durch Umstellen von (2.4) erläutert werden. Daraus folgt für den Schwenkwinkel

$$\theta_s = \arcsin \left(\left(\frac{\Delta\varphi}{2\pi} + p \right) \cdot \frac{\lambda}{d} \right) \text{ mit } p \in \mathbb{Z}. \quad (2.5)$$

Dabei weist die einstellbare Phase eine Periodizität von 2π auf und ist aufgrund der fehlenden Zeitinformation nur im Bereich $[-\pi, \pi]$ eindeutig. Gleichzeitig liefert der Arkussinus nur im Definitionsbereich $[-1, 1]$ reelle Werte. Die Anzahl der reellen Lösungen von (2.5) für $p > 0$ gibt die Anzahl der Gitterkeulen an. Entsprechend können mithilfe

dieser Gleichung der maximal einstellbare Schwenkwinkel

$$\theta_{\max} = \arcsin\left(\frac{\lambda}{d} - 1\right) \quad (2.6)$$

und der maximal mögliche Elementabstand

$$d_{\max} = \frac{\lambda}{1 + \sin(\theta_{\max})} \quad (2.7)$$

berechnet werden, ohne dass Gitterkeulen im Bereich $|\theta| < \theta_{\max}$ auftreten [16]. Abb. 2.3(b) zeigt diese Abhängigkeiten graphisch.

Für ein zweidimensionales rechteckiges Gitter ($M, N > 1$) gelten die Aussagen entsprechend auch für den Schwenkwinkel Φ_S . Der Ausdruck für den Gruppenfaktor erweitert sich zu [17]

$$AF(\theta, \Phi) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N I_{mn} e^{j((m-1)\phi_x + (n-1)\phi_y)} \quad (2.8)$$

mit

$$\begin{aligned} \phi_x &= k d_x u = k d_x (\sin(\theta) \cos(\Phi)), \\ \phi_y &= k d_y v = k d_y (\sin(\theta) \sin(\Phi)). \end{aligned}$$

Für die Strahlungscharakteristik eines Gruppenstrahlers F_G der aus Einzelstrahlern mit der Strahlungscharakteristik F_E besteht, folgt vereinfacht [14, Kap. 6]

$$F_G(\theta, \Phi) = F_E(\theta, \Phi) \cdot AF(\theta, \Phi). \quad (2.9)$$

Dabei werden die gegenseitige Kopplung (engl. *mutual coupling*) der einzelnen Antennen und der Einfluss ihrer unterschiedlichen Lagen im Gruppenstrahler (Rand, Zentrum) nicht berücksichtigt. Auf die Strahlungscharakteristik von verkoppelten Gruppenstrahlern wird im Abschnitt 4.5 näher eingegangen.

Charakteristische Größen

An dieser Stelle werden weitere charakteristische Größen von Antennen und Gruppenstrahlern eingeführt, die im Folgenden Verwendung finden. Der Richtfaktor D (engl. *directivity*) einer Antenne ist gegeben mit

$$D = \frac{S_{\max}}{S_{\text{iso}}} \quad (2.10)$$

und beschreibt die maximale Strahlungsdichte S_{\max} in Hauptstrahlrichtung in Relation zu der Strahlungsdichte S_{iso} eines mit gleicher Leistung gespeisten idealen und isotropen Kugelstrahlers. Dabei wird der maximale Richtfaktor nur in Hauptstrahlrichtung betrachtet. Außerdem wird die untersuchte Antenne als verlustlos angenommen. Werden zusätzlich die Verluste berücksichtigt, ergibt sich der Gewinn G (engl. *gain*) mit

$$G = D \cdot \eta, \quad (2.11)$$

wobei η den Wirkungsgrad der Antenne beschreibt. Für den Sendefall ist der Wirkungsgrad definiert als

$$\eta = \frac{P_{\text{rad}}}{P_{\text{stim}}} \quad (2.12)$$

mit der abgestrahlten Leistung P_{rad} und der zugeführten Leistung P_{stim} .

Zwei weitere Größen sind die Halbwertsbreite (engl. *half power beamwidth*, HPBW), welche die bei der halben Leistung gemessene Breite der Hauptkeule angibt, sowie das Nebenkeulenniveau (engl. *side lobe level*, SLL). Das SLL beschreibt den Leistungsunterschied der Hauptkeule zur größten Nebenkeule und ist somit ein Maß für die Abstrahlung jenseits der Hauptstrahlrichtung.

Beide Größen sind insbesondere für Anwendungen in der Telekommunikation von Bedeutung, da es bestimmte Standards einzuhalten gilt. Diese werden zum Beispiel vom *European Telecommunications Standards Institute* (ETSI) festgelegt und sichern unter anderem den störungsfreien Betrieb benachbarter Satelliten. Weitere Größen für die Charakterisierung von Gruppenstrahlern werden in Kapitel 5 eingeführt.

2.2 Konzepte und Architekturen von Gruppenstrahlern

Als periodische Gitterstrukturen für zweidimensionale Gruppenstrahler sind neben der rechteckigen Anordnung auch, wie in Abb. 2.4 gezeigt, kreisförmige oder dreieckige Strukturen möglich. Sie unterscheiden sich in der Anzahl der Antennen pro Fläche und den Strahlungscharakteristiken. Im Folgenden werden diese Gitterstrukturen miteinander verglichen.

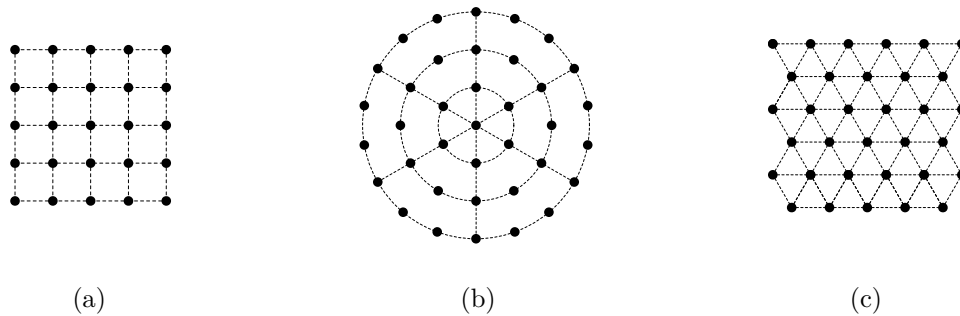


Abbildung 2.4: Anordnung von Einzelstrahlern zu einem Gruppenstrahler auf einem (a) rechteckigen, (b) kreisförmigen und (c) dreieckigen Gitter.

Bei der rechteckigen Gitterstruktur limitiert das azimutale Schwenken in horizontaler und vertikaler Richtung ($\Phi_S = 0^\circ, \pm 90^\circ, 180^\circ$) den Elementabstand. In diesen Richtungen ist, wie in Abb. 2.5 dargestellt, der scheinbare Elementabstand d' für eine einfallende ebene Welle am größten ($d' = d$). Dieser verringert sich für andere Winkel,

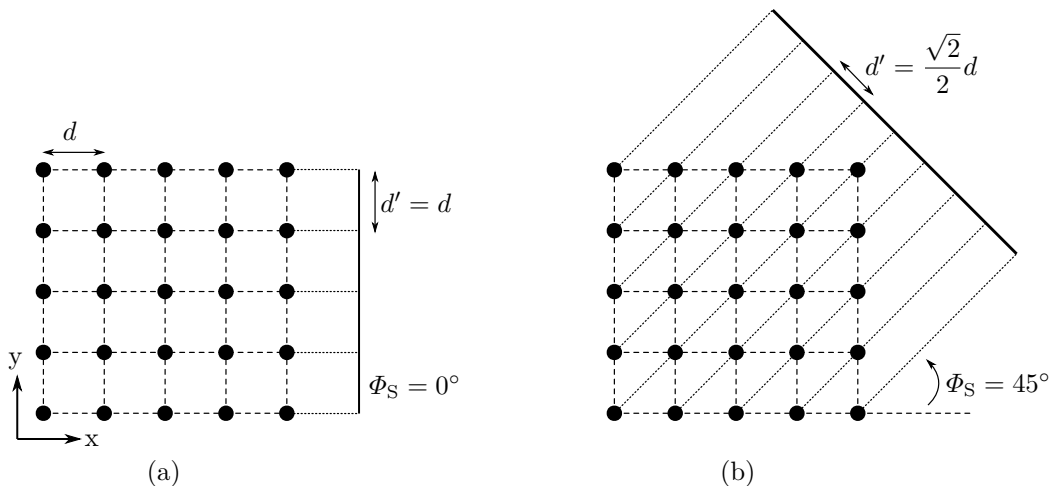


Abbildung 2.5: Für die Gitterkeulen scheinbarer Elementabstand d' für einen Schwenkwinkel von (a) $\Phi_S = 0^\circ$ und (b) $\Phi_S = 45^\circ$ bei einem rechteckigen Gitter.

da die Antennen dann versetzt liegen. Hinzu kommt eine dem Gitter entsprechende scheinbare Amplitudengewichtung, da sich unterschiedlich viele Antennen überlagern. Dies führt zu einer zusätzlichen Beeinflussung der Nebenkeulen-Verteilung. Entsprechend gering fällt auch das Niveau der Nebenkeulen in diesen Richtungen aus. Eine ausführliche Erläuterung findet sich in [18, Kap. 9.2].

Abb. 2.6(a)-(c) zeigt den Gruppenfaktor eines 10×10 Gruppenstrahlers mit einer rechteckigen Gitterstruktur und einem Elementabstand von einer halben Wellenlänge im uv -Raum. Unabhängig von der Schwenkrichtung wird das SLL durch die Nebenkeulen in Richtung der Hauptachsen bestimmt und liegt bei -13 dB. Wird der Elementab-

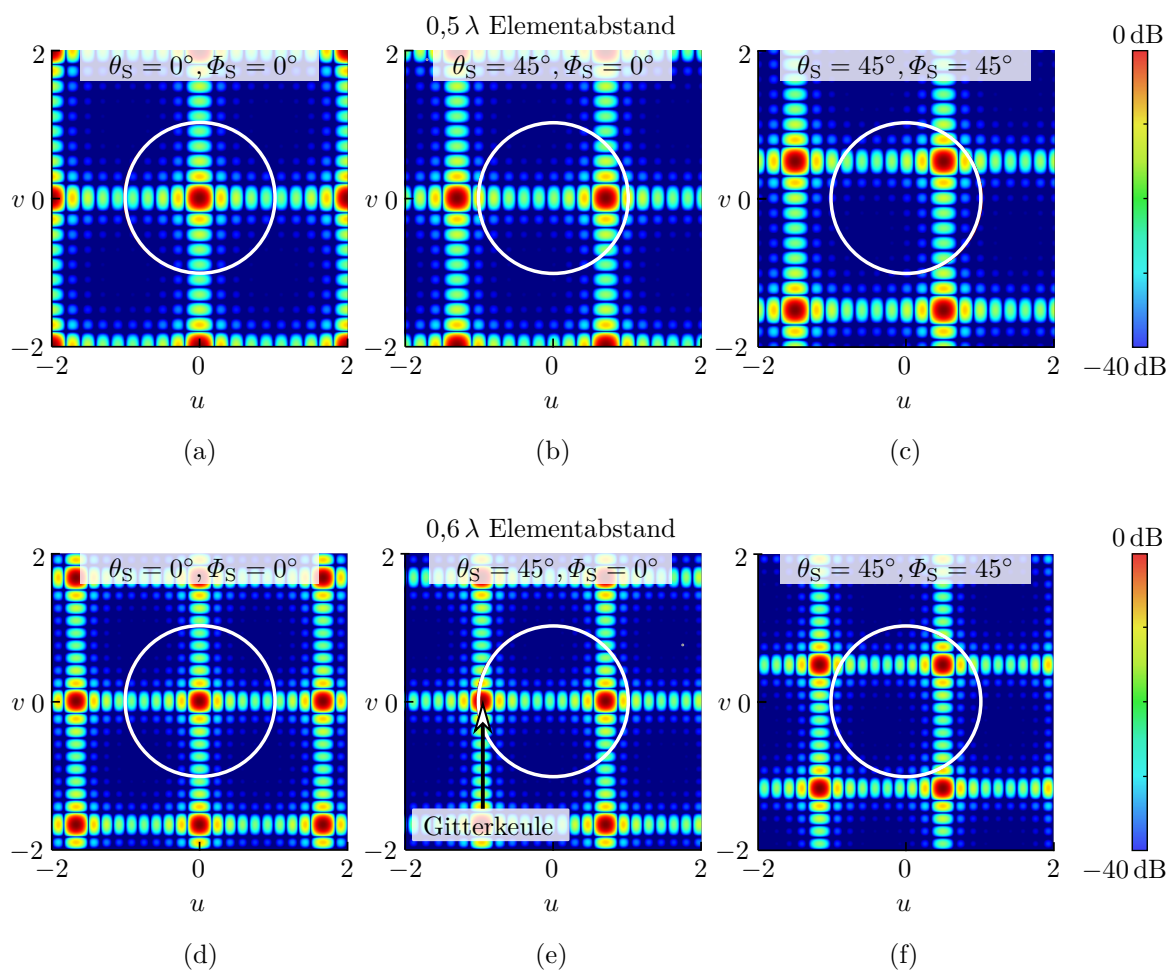


Abbildung 2.6: uv -Diagramm für den Betrag des Gruppenfaktors eines rechteckigen Gitters mit 10×10 Antennen und einem Abstand von (a)-(c) $0,5 \lambda$ beziehungsweise (d)-(f) $0,6 \lambda$ für verschiedene Schwenkwinkel. Der weiße Kreis stellt die sichtbare Hemisphäre da.

stand auf $0,6\lambda$ erhöht, so verringert sich der Abstand der Haupt- und Gitterkeulen zueinander, wie in Abb. 2.6(d)-(f) zu sehen. Beim Schwenken auf $\theta_S = 45^\circ$ treten nun für $\Phi_S = 0^\circ$ Gitterkeulen auf, während sie für $\Phi_S = 45^\circ$ nicht auftreten. Diese Asymmetrie muss bei der Auswertung berücksichtigt werden.

Die zirkulare Anordnung (Abb. 2.4(b)) mit einem Abstand der Kreise und der Antennen auf dem Kreis von einer halben Freiraumwellenlänge ist rotationssymmetrisch. Entsprechend anders sind die Neben- und Gitterkeulen verteilt, wie in Abb. 2.7 zu sehen. Die Maxima der Gitterkeulen fallen geringer aus und das SLL liegt bei $-17,5$ dB. Zudem bietet die zirkulare Anordnung eine schmalere Hauptkeule [19]. Letzteres beruht auf einer größeren Gesamtfläche. Auf der anderen Seite ist Modularisierbarkeit von größeren Gruppenstrahlern mit kreisförmigem Gitter schwieriger. Weitere Untersuchungen von Gitterkeulen bei zirkularen Gruppenstrahlern sind in [20, 21] zu finden.

Dreieckige Gitterstrukturen bilden einen Kompromiss hinsichtlich der Neben- und Gitterkeulen und der Modularisierbarkeit. Im Vergleich zu einer rechteckigen Anordnung kann die Antennenanzahl um 13% reduziert werden, ohne dass Gitterkeulen auftreten [22]. Entsprechend werden für die Integration von TX- und RX-Antennen in einer gemeinsamen Apertur im Folgenden die rechteckige und dreieckige Anordnung in Betracht gezogen.

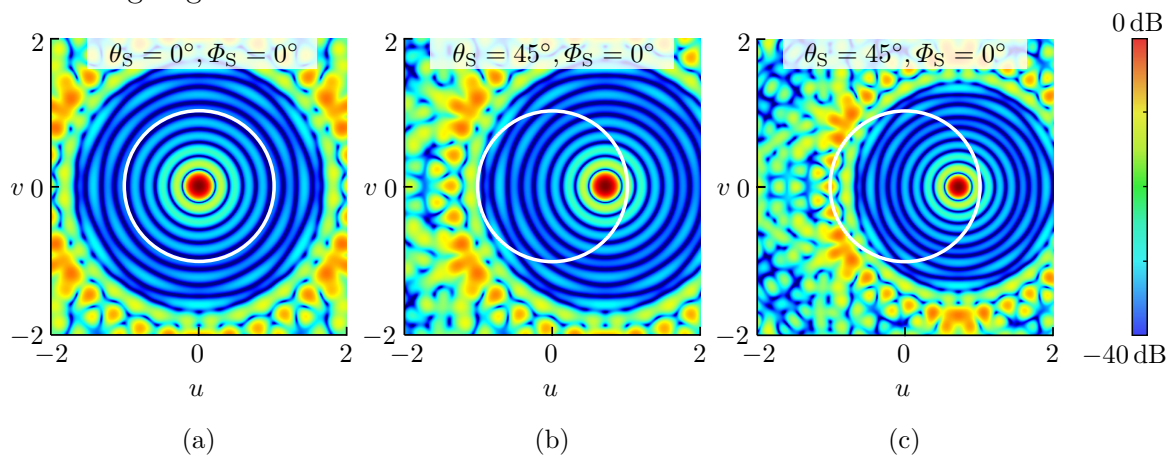


Abbildung 2.7: uv -Diagramm für den Betrag des Gruppenfaktors eines zirkularen Gitters mit 5 Ringen (95 Antennen) und einem Abstand von (a)-(b) $0,5\lambda$ und (c) $0,6\lambda$ für verschiedene Schwenkwinkel. Der weiße Kreis stellt die sichtbare Hemisphäre da.

RX/TX-Integration

Abb. 2.8 zeigt verschiedene Ansätze für die Integration von RX- und TX-Antennen in einer gemeinsamen Apertur am Beispiel der rechteckigen Gitterstruktur. Die Ansätze sind ebenfalls auf eine dreieckige Anordnung übertragbar. Zum einen kann die jeweilige Gitterstruktur, wie in Abb. 2.8(b) gezeigt, vollständig mit RX/TX-Antennen bestückt werden, die sowohl senden als auch empfangen können. Die Elementabstände der Sende- und Empfangselemente d_{TX} und d_{RX} sind dabei identisch und werden von der höchsten Nutzfrequenz bestimmt. Bei ähnlichen TX- und RX-Frequenzen ist diese Methode gut geeignet. Bei der Verwendung im K- und Ka-Band kommt es allerdings zu einer höheren Dichte der RX-Antennen als erforderlich und somit zu geringen Elementabständen.

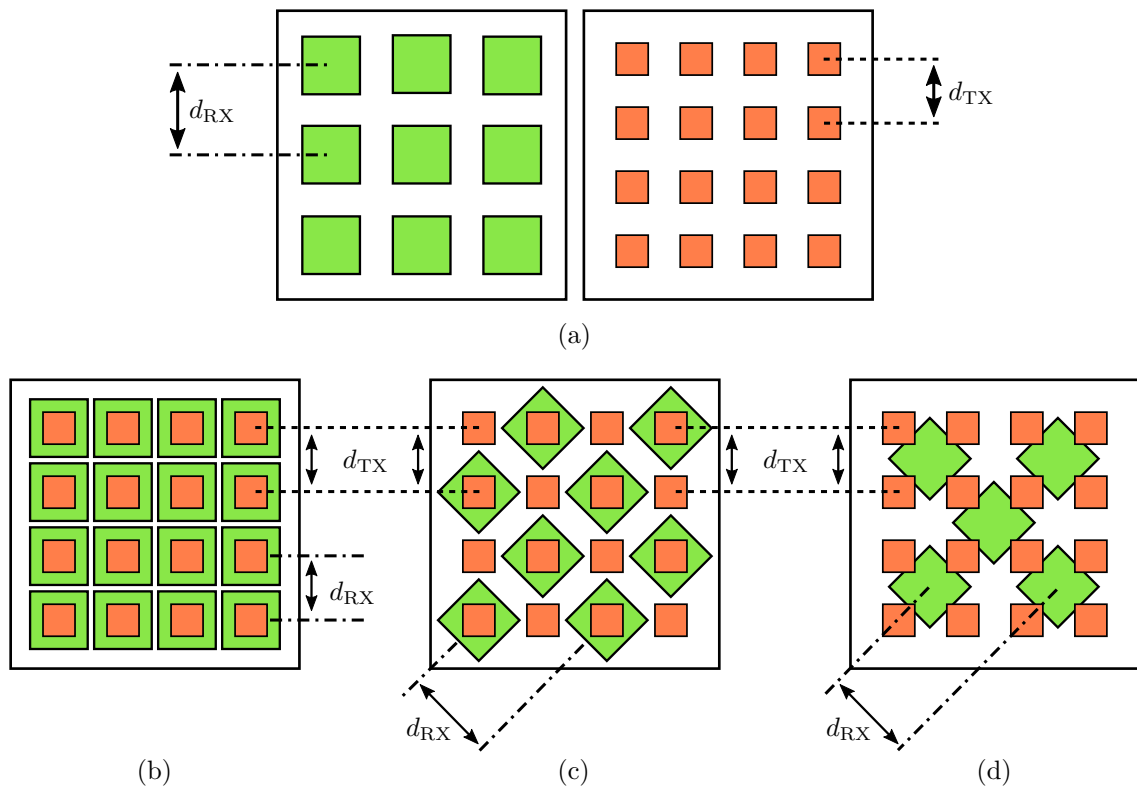


Abbildung 2.8: Anordnungen von Sendeantennen (rot) und Empfangsantennen (grün) in rechteckigen Gitterstrukturen in (a) zwei getrennten Aperturen, (b) einer voll bestückten kombinierten Apertur, (c) einer verschachtelten kombinierten Apertur und (d) einer kombinierten Apertur mit vertikaler Verteilung der Sende- und Empfangsantennen auf verschiedenen Lagen.

Im K-/Ka-Band liegen die Frequenzen des Empfangs- und des Sendebandes annähernd um den Faktor $\sqrt{2}$ auseinander. Dies ermöglicht die Verwendung des in Abb. 2.8(c) dargestellten verschachtelten Gitters, welches sowohl reine TX-Antennen als auch kombinierte RX/TX-Antennen beinhaltet. Durch das Drehen des einen Gitters um 45° werden die Abstände $d_{\text{RX}} \leq \lambda_{\text{RX}}/2$ und $d_{\text{TX}} \leq \lambda_{\text{TX}}/2$ eingehalten, ohne dass es zu der höheren Dichte der RX-Elemente wie in Abb. 2.8(b) kommt.

In [23] werden beide Ansätze für rechteckige und dreieckige Gitter im K-/Ka-Band miteinander verglichen. Der Vergleich zeigt, dass das rechteckige verschachtelte Gitter aufgrund der minimalen Antennenanzahl und der optimalen Abstände besser geeignet ist. Zudem erleichtert die rechteckige im Vergleich zur dreieckigen Struktur eine Unterteilung in einzelne Module.

Eine dritte Möglichkeit ist die Unterbringung von RX- und TX-Antennen auf unterschiedlichen Lagen (Abb. 2.8(d)). Bei entsprechender Positionierung und Dimensionierung können die unteren Antennen durch die oberen hindurch strahlen. Die dafür zusätzlichen Antennen- und Verteillagen erhöhen jedoch die Komplexität des Aufbaus. Entsprechend wird in dieser Arbeit die in Abb. 2.8(c) gezeigte, verschachtelte und rechteckige Gitteranordnung verwendet.

Zusätzlich zur Wahl der Gitterstruktur gibt es weitere Maßnahmen, mit denen die Neben- und Gitterkeulen unterdrückt und verschoben werden können. Eine übliche Methode ist die unterschiedliche Gewichtung der Amplituden mit bestimmten Gewichtungsfunktionen [24]. Dies kann soweit verfeinert werden, dass durch das Einstellen bestimmter Phasen und Amplituden das Strahlungsmaximum in Richtung des Nutzers ausgerichtet wird und Minima zum Ausblenden interferierender Signale genutzt werden. Dieses Verfahren wird als adaptive Strahlformung bezeichnet und wird mithilfe von verschiedenen iterativen Algorithmen umgesetzt [25].

Ein anderer Ansatz ist die Optimierung der Position der Antennen [26, 27]. Mit der speziellen Anordnung der Antennenelemente als mehrfache Spirale, können sogar sehr große Elementabstände ohne das Auftreten von Gitterkeulen verwendet werden, was vor allem in der Ultraschall-Bildgebung angewendet wird [28, 29]. Dies erschwert allerdings die Unterteilung in identische Module.

Da in dieser Arbeit der Schwerpunkt auf der technischen Umsetzung liegt, werden diese Maßnahmen nicht weiter betrachtet. Die Implementierung der Amplitudengewichtung ist bei dem in Kapitel 5 gezeigten Gruppenstrahler aber ohne Weiteres möglich.

Architekturen

Ein modularer Aufbau ermöglicht die Entwicklung eines Antennensystems, welches entsprechend der Anforderung skaliert werden kann und keine Neuentwicklung erforderlich macht. Ein Nachteil des modularen Ansatzes ist, dass alle Bauelemente des Teilsystems genau auf der zugehörigen Fläche untergebracht werden müssen. Im Gegensatz dazu ist bei einer festgelegten Konfiguration das Platzieren von Bauelementen, zum Beispiel für die Spannungsversorgung oder die Konnektivität, auch über den Rand hinaus möglich. Eine entsprechende Realisierung ist in [30] beschrieben.

Eine kostengünstige und erprobte Technologie zur Herstellung von Gruppenstrahlern mit hoher Integrationsdichte sind Leiterplatten (engl. *printed circuit board*, PCB). Für die Realisierung eines modularen Gruppenstrahlers in PCB-Technologie auf einem rechteckigem Gitter bieten sich zwei Architekturen an, die Ziegel- (engl. *brick*) und die Kachelarchitektur (engl. *tile*) [31, 32]. Abb. 2.9 zeigt den schematischen Aufbau beider Ansätze.

Bei der Ziegelarchitektur (Abb. 2.9(a)) sind die elektronischen Lagen senkrecht zu den Antennen angeordnet. Die Breite eines Moduls folgt aus dem Elementabstand während die Länge der Gesamtgröße des Gruppenstrahlers entspricht oder weiter unterteilt

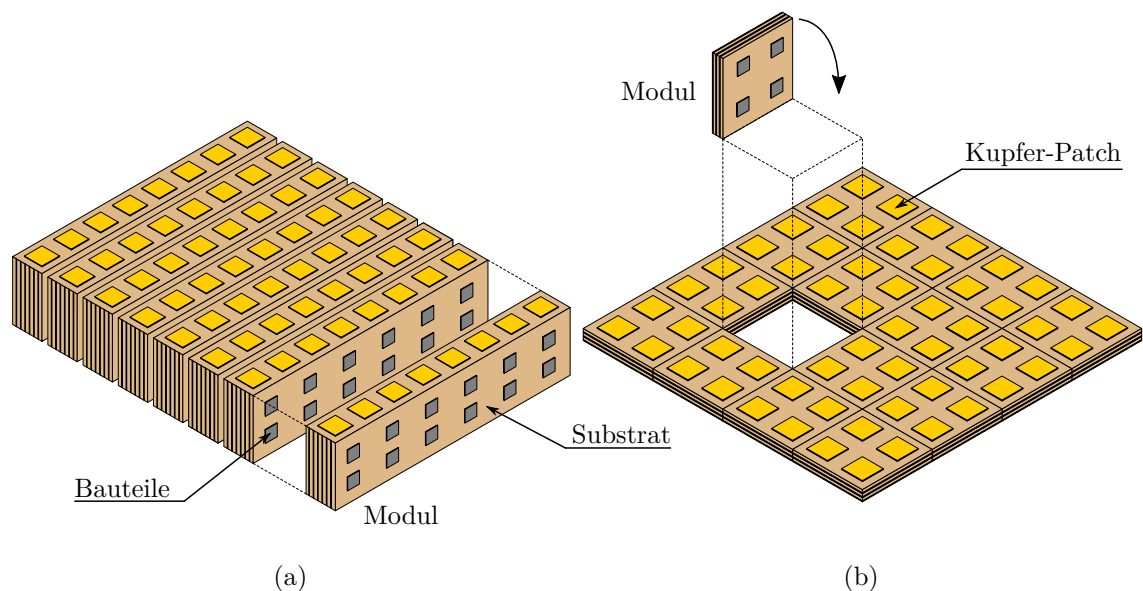


Abbildung 2.9: Schematische Darstellung (a) der Ziegelarchitektur und (b) der Kachelarchitektur zum modularen Aufbau von Gruppenstrahlern in PCB-Technologie.

wird. Die Höhe des Moduls ist flexibel an den Platzbedarf der Komponenten anpassbar. Für diese Architektur werden in der Regel Längsstrahler (engl. *endfire*) verwendet [33]. Ein Beispiel für die Umsetzung in der Ziegelarchitektur findet sich in [34].

Bei der Kachelarchitektur (Abb. 2.9(a)) liegen die elektronischen Komponenten in den unteren Lagen parallel zu den Antennen. Diese geben mit ihrem Elementabstand den für die restlichen Komponenten verfügbaren Platz sowohl in der Breite als auch in der Länge vor. Der zur Verfügung stehende Platz in der Höhe ist durch die schnell steigende Komplexität der Fertigung einer größeren Anzahl von Lagen begrenzt. Entsprechend ist bei diesem Ansatz die hohe Integrationsdichte an Bauteilen eine besondere Herausforderung. Auf der anderen Seite erfolgt ein sehr flacher Aufbau, was ein Vorteil gegenüber der Ziegelarchitektur und insbesondere für mobile Anwendungen von Interesse ist. Für die Kachelarchitektur werden in der Regel Querstrahler (engl. *boresight*) verwendet, wie zum Beispiel Streifenleitungsantennen [35, 36]. Dabei ist die Zusammenfassung von mehreren im Quadrat angeordneten Antennen zu einem Submodul oder Modul üblich.

In dieser Arbeit wird die Kachelarchitektur verwendet, da der Schwerpunkt auf einer planaren Anordnung liegt.

Antennen für mobile Satellitenkommunikation **3**

Dieses Kapitel behandelt die für einen phasengesteuerten Gruppenstrahler benötigten Antennen, die eine wie in Abb.2.8 gezeigte RX/TX-Integration in nur eine Apertur ermöglichen. Dafür sind neben den TX-Einband-Antennen zum Senden auch die RX/TX-Zweiband-Antennen zum Senden und Empfangen erforderlich. Da die Komplexität der Einband-Antenne durch das Wegfallen des Empfangsbandes deutlich reduziert ist, wird zunächst der Fokus auf die Zweiband-Antenne gelegt. Für diese werden die Anforderungen definiert und anschließend drei Antennenkonzepte vorgestellt und miteinander verglichen. Der geeignetste Ansatz wird in den folgenden Kapiteln für die Realisierung der Gruppenstrahler verwendet.

Für die Zweiband-Antenne folgen aus dem Integrationskonzept und der Verwendung in der mobilen Satellitenkommunikation folgende Anforderungen:

- planarer Aufbau mit geringer Höhe (<1 mm),
- kompakter Aufbau mit möglichst geringem Flächenbedarf ($<7 \times 7$ mm²),
- einfacher Fertigungsprozess in Standard PCB-Technologie,
- mindestens 500 MHz Bandbreite im K-Band für den Empfangsbetrieb,
- mindestens 500 MHz Bandbreite im Ka-Band für den Sendebetrieb,
- Unterstützung von zwei orthogonalen Polarisierungen,
- gute Isolation der verschiedenen Speise-Tore.

Eine möglichst geringe Höhe ist für eine aerodynamische Integration in eine mobile Plattform erforderlich. Die Flächenrestriktion ergibt sich aus dem in Abb. 2.8 gezeigten Gitter. Die Zweiband-Antennen besitzen einen Abstand in der Diagonalen von

$\sqrt{5^2 + 5^2}$ mm, woraus sich ein maximaler Flächenbedarf von 7×7 mm² ergibt. Dabei ist die Entwicklung der TX-Antenne weniger kritisch, wenn die RX/TX-Antennen nicht die gesamte Fläche in Anspruch nimmt. Ein möglichst einfacher Fertigungsprozess soll eine verlässliche und günstige Produktion von großen Gesamtsystemen ermöglichen.

Die Anforderungen bezüglich Bandbreite und Polarisation ergeben sich aus den Richtlinien für SatCom-Anwendungen im K- und Ka-Band. Dabei kann zirkulare Polarisation auch aus zwei orthogonalen linearen Polarisationen zusammengesetzt werden. Das hat den Vorteil, dass für die Generierung von zirkularer Polarisation alle Strahlformer-Chips (eng. *beamformer chips*, BFs) aktiv sind und somit eine gute Auslastung erreicht wird. Die im Folgenden vorgestellten Antennen unterstützen daher vertikale und horizontale Polarisation (VP und HP).

Die Isolation der Speisestore einer Antenne ist zum einen für eine hohe Polarisationsreinheit wichtig (Tore des gleichen Frequenzbandes) beziehungsweise für einen reibungslosen RX-Betrieb bei gleichzeitigem TX-Betrieb (Tore der unterschiedlichen Frequenzbänder). Typische Werte von bereits präsentierten Systemen liegen über 20 dB für die Isolation zwischen dem TX- und dem RX-Band [37–39] und zwischen 10 und 20 dB für die Entkopplung der Polarisation [40–42]. Für die TX-Antenne gelten bis auf einen geringeren Flächenbedarf und den Wegfall des K-Bandes die gleichen Anforderungen.

Für die Realisierung einer entsprechenden Zweiband-Antenne bieten sich verschiedene Lösungsansätze an. Zum einen kann die in Abb. 3.1(a) gezeigte Zweitor-Antenne verwendet werden, die für jede Polarisation einen eigenen Anschluss besitzt. Diese fun-

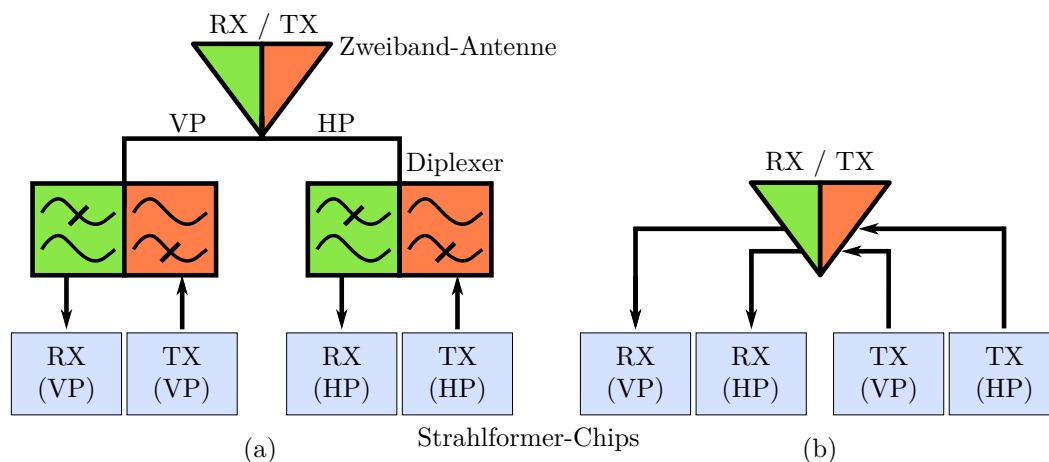


Abbildung 3.1: Vergleich des schematischen Aufbaus (a) einer Zweitor-Antenne mit zwei Diplexern und (b) einer Viertor-Antenne.

gieren als Ein- und Ausgang. Um die Sende- und Empfangspfade zu trennen und mit den entsprechenden Strahlformer-Chips zu verbinden, werden beide Anschlüsse mit je einem Diplexer versehen.

Eine weitere Möglichkeit ist die Erforschung einer Viertor-Antenne, wie sie in Abb. 3.1(b) dargestellt ist. Diese besitzt für jede Kombination von Frequenzband und Polarisation einen eigenen Ein- beziehungsweise Ausgang. Dadurch nimmt die Komplexität der Antenne zwar zu, auf der anderen Seite sind keine zusätzlichen Diplexer erforderlich. Zunächst wird im folgenden Abschnitt versucht, die Anforderungen mit dem Ansatz der Zweitor-Antenne aus Abb. 3.1(a) zu erfüllen.

3.1 Zweitor-Antennen

In der Literatur finden sich hauptsächlich zwei Arten von Antennen, welche sich mit Diplexer kombiniert für die Integration in einen K-/Ka-Band Gruppenstrahler eignen. Das eine sind Ultrabreitband-Antennen, die häufig in Hohlleitertechnologie gefertigt sind [43, 44]. Aufgrund ihrer Höhe eignen sie sich weniger für einen planaren Aufbau als für einen Gruppenstrahler in Ziegelarchitektur.

Das andere sind Streifenleitungsantennen (engl. *patch antenna*, im Folgenden als Patch-Antenne bezeichnet). Diese eignen sich besonders gut aufgrund ihres planaren Aufbaus. Zudem bieten sie eine einfache Herstellung zu geringen Kosten und besitzen eine geringe Masse [45, Kap. 10]. Auf der anderen Seite weisen Patch-Antennen eine geringe Bandbreite auf. Dies kann durch die Verwendung von mehreren gestapelten Patches kompensiert werden (engl. *stacked patch antenna*) [46–48]. Jeder zusätzliche Patch kann ein weiteres Frequenzband hinzufügen oder ein bestehendes erweitern.

Für die Realisierung dieses Ansatzes wird im folgenden Abschnitt erst ein geeigneter Diplexer entwickelt und im Anschluss ein Gesamtsystem bestehend aus zwei Diplexern und einer Patch-Antenne untersucht. Dieses sukzessive Vorgehen begrenzt die zu optimierenden Parameter und erlaubt dennoch eine aufeinander abgestimmte Entwicklung des Diplexers und der Antenne. Dadurch kann ein kompaktes und effizientes Gesamtsystem mit verringertem Optimierungsaufwand entwickelt werden [49].

3.1.1 Kompakter Diplexer

Um die in Abb. 2.9(b) dargestellte Kachelarchitektur mit Zweitor-Antennen realisieren zu können, wird ein besonders kompakter Diplexer benötigt. Auf einer Fläche von maximal $7 \times 7 \text{ mm}^2$ müssen zwei Diplexer untergebracht werden. Sie auf mehreren Lagen zu verteilen ist, aufgrund des Mehraufwands in der Fertigung und der zusätzlichen Verluste durch vertikale Übergänge, ungeeignet. Zusätzlich zu seiner Kompaktheit muss der Diplexer in einen Mehrlagenaufbau integrierbar sein, da er im Gruppenstrahler zwischen den Antennen und den Strahlformer-Chips positioniert wird.

Gut integrierbar sind substratintegrierte Wellenleiter (engl. *substrate integrated waveguide*, SIW) [50]. Tabelle 3.1 vergleicht für das K- und Ka-Band geeignete Diplexer in SIW-Technologie hinsichtlich der Permittivität (ϵ_r), der Mittenfrequenzen (f_c), der (Filter-)Ordnungen, der relativen Bandbreiten (engl. *fractional bandwidth*, FBW), der Einfügedämpfungen (engl. *insertion loss*, IL), der Isolation (Isol.) und der benötigten Fläche. Alle diese Diplexer benötigen jedoch deutlich mehr Platz als die pro Diplexer verfügbaren $24,5 \text{ mm}^2$.

Tabelle 3.1: Vergleich von verschiedenen SIW-Diplexern für das K-/Ka-Band aus der Literatur.

Ref.	ϵ_r	f_c (GHz)		Ordnung		FBW (%)		IL (dB)		Isol. (dB)	Fläche (mm ²)
		1	2	1	2	1	2	1	2		
[51]	3,55	20	30	4	4	2,5	1,7	3,2	5,4	45	330
[52]	3,62	20	30	2	2	17	10	0,7	1,2	40	45
[53]	3,8	20,2	37,5	6	3	4,5	3,5	2,5	1,5	40	370
[54]	2,2	24,98	26,65	4	4	5,41	5,25	2	2,5	40	~600
[55]	3,62	20	30	2	1	9,85	2,6	1	1,6	30	40

Die Kompaktheit kann bei gleichbleibender Permittivität erhöht werden, wenn stattdessen gefaltete SIWs (engl. *folded SIW*, FSIW) verwendet werden [56–58]. Im Folgenden wird ein FSIW Diplexer bestehend aus zwei Filtern zweiter Ordnung entwickelt [59]. Der gesamte Diplexer nimmt eine Fläche von nur $12,5 \text{ mm}^2$ ein, was eine signifikante Verringerung im Vergleich zu den in der Literatur präsentierten Diplexern ist und die Platzanforderungen unterbietet.

Filterkonzept und Entwurf

Das verwendete Filter beruht auf Dual-Moden-Kavitäten und besitzt zwei Transmissionsnullstellen (TN), wobei die zweite durch einen zusätzlichen Koppelpfad zwischen

Quelle und Last über eine nicht resonante Mode hinzugefügt wird [60]. Die Umsetzung erfolgt mittels der in Abb. 3.2(a) und (b) dargestellten rechteckigen FSIW-Hohlraumkavität.

Sie besteht aus einer mittleren Kupferlage, welche symmetrisch zwischen zwei Masse-Lagen im Abstand h eingebettet ist. Die mittlere Lage ist durch eine einzige Durchkontaktierung (engl. *via*, im Folgenden Via) an einer Kante kurzgeschlossen. Dies reduziert die Größe der Hohlraumkavität im Vergleich zur Verwendung mehrerer Vias [59].

Alle Vias besitzen den Durchmesser d , und der Mittenabstand im umgebenden Zaun ist p . Die Länge a der mit Substrat gefüllten Kavität bestimmt die Frequenz f_G der TM_{100}^z -Grundmode. Die tiefgestellten Ziffern kennzeichnen die Ordnung in x -, y - und z -Richtung. Da sämtliche hier betrachteten Moden keine z -Abhängigkeit besitzen, ist der dritte Index stets 0 und wird im Folgenden weggelassen.

Die nächsthöheren Resonanzfrequenzen weisen die Moden TM_{30}^z und TM_{11}^z auf. Durch das Einfügen eines Schlitzes der Länge l in die Mitte der Hohlraumkavität wird die TM_{11}^z -Mode stark beeinflusst, während die TM_{n0}^z -Moden (für $n = 1, 3, 5...$) nahezu unbeeinflusst bleiben [61]. Die modifizierte Hohlraumkavität mit dem Schlitz ist in Abb. 3.2(c) dargestellt. Für die Einkopplung wird eine Streifenleitung verwendet und für die Auskopplung ein Via. Die simulierten Verteilungen des elektrischen Felds

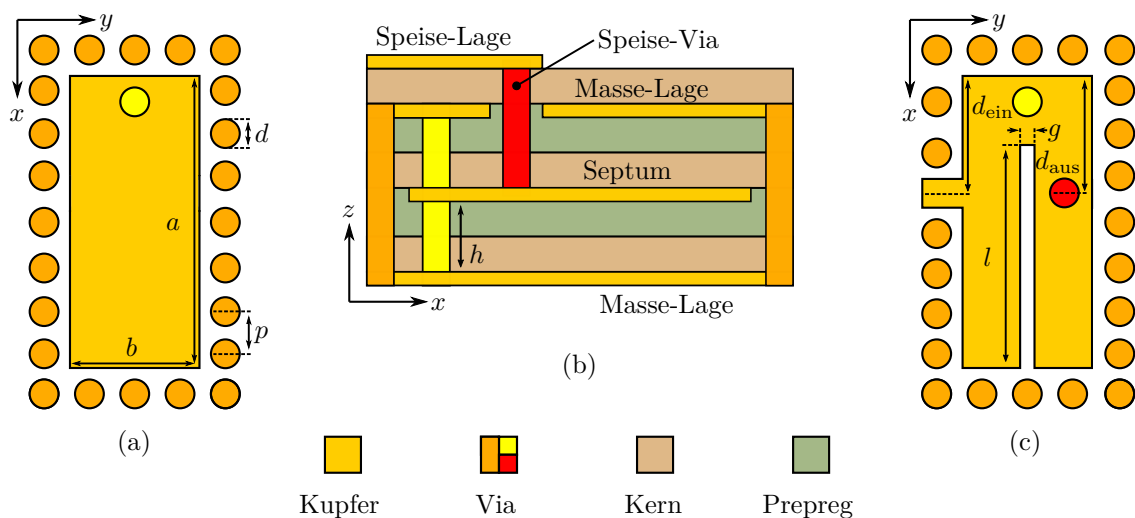


Abbildung 3.2: Struktur (a) der mittleren Lage der FSIW-Hohlraumkavität, (b) des vorgeschlagenen Filters in der Seitenansicht und (c) der mittleren Lage des Filters mit Schlitz und Position von Ein- und Ausgang.

(E-Feld) in der Kavität ohne und mit dem Schlitz werden in Abb. 3.3 betragsmäßig verglichen.

Abb. 3.4 zeigt, wie die Resonanzfrequenz der TM_{11}^z -Mode durch Verändern der Schlitzlänge eingestellt werden kann. Bei einer relativen Schlitzlänge von $l/a \rightarrow 1$ nähert sich die TM_{11}^z -Resonanz der TM_{10}^z -Mode an. Beide Moden zusammen bestimmen den Durchlassbereich des Filters mit einer Doppelresonanz um f_G . Sie werden als gerade und ungerade bezeichnet, da sich ihre Koppelfaktoren M_{1L} und M_{2L} im Vorzeichen unterscheiden. Die entsprechende Filtertopologie und die Koppelmatrix zeigt Abb. 3.5.

Mit dieser Topologie können zwei Transmissionsnullstellen pro Filter realisiert werden. Eine der TN entsteht durch die Überlagerung der geraden und der ungeraden Mode [62]. Sie befindet sich oberhalb des Durchlassbereichs, da die Frequenz der TM_{11}^z -Mode immer größer als f_G ($M_{11} < 0 < M_{22}$) ist [63]. Die zweite TN oberhalb des Durchlassbereichs wird durch Quelle-Last-Kopplung über die nicht-resonierende TM_{30}^z -Mode hinzugefügt. Sie erscheint im oberen Sperrbereich, da keine Moden niedrigerer Ordnung vorhanden sind.

Die Position der beiden TN kann zu höheren Frequenzen verschoben werden, indem die Breite b der Hohlraumkavität vergrößert wird. In diesem Fall müssen die Länge der Kavität sowie die Eingangs- und Ausgangskopplung nachjustiert werden. Letzteres

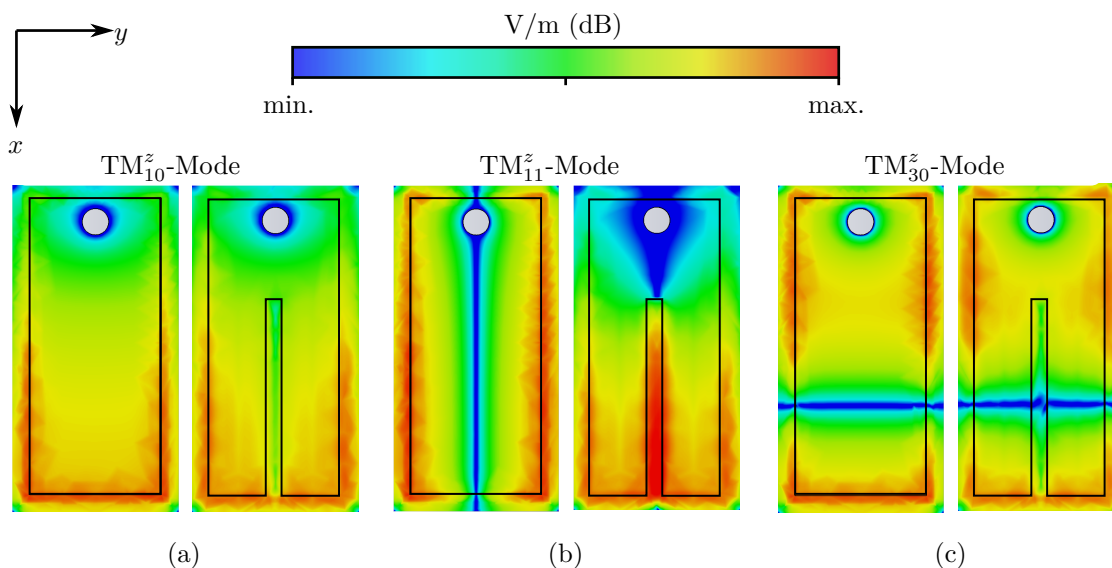


Abbildung 3.3: Betrag der E-Feld-Verteilung (a) der TM_{10}^z -Mode, (b) der TM_{11}^z -Mode und (c) der TM_{30}^z -Mode in der xy -Ebene der Kavität ohne Schlitz (links) und mit Schlitz (rechts).

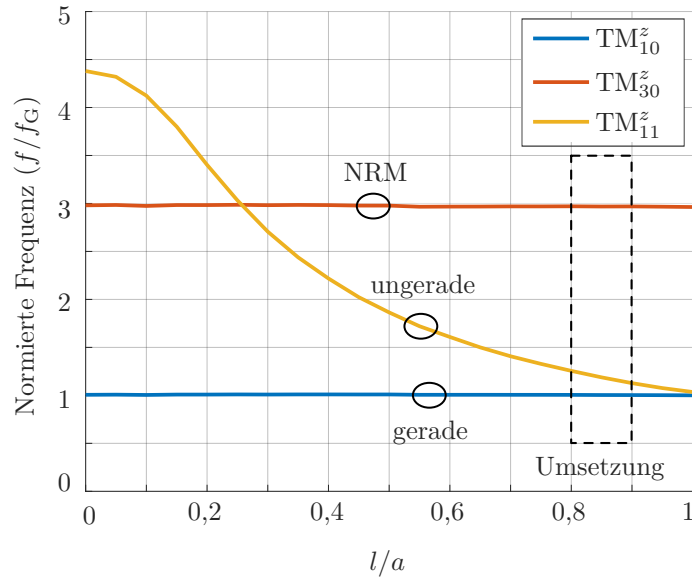


Abbildung 3.4: Resonanzfrequenzen der TM_{10}^z , TM_{30}^z und TM_{11}^z -Mode in Abhängigkeit von der relativen Schlitzlänge l . Die verwendete Schlitzlänge und die damit verbundene Moden-Zusammensetzung ist gestrichelt markiert. Für die Simulation wurde eine FSIW-Hohlraumkavität mit den Parametern $h = 0,2\text{ mm}$, $a = 2,0\text{ mm}$ und $b = 1,0\text{ mm}$ verwendet.

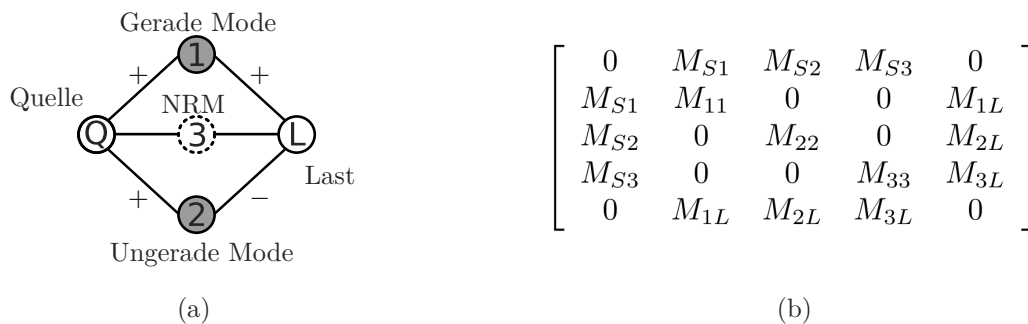


Abbildung 3.5: Die verwendete (a) Topologie und (b) Koppelmatrix der Dual-Moden-Filter.

kann über die Anpassung der Abstände d_{ein} und d_{aus} der Streifenleitung am Eingang beziehungsweise des Vias am Ausgang zur oberen Kante erfolgen.

Entwurf des Diplexers

Die Filter werden wie in Abb. 3.6 gezeigt angeordnet, um den Flächenbedarf möglichst gering zu halten. Am Tor zur Antenne (Tor 1) erfolgt die Speisung über die Streifenleitung, welche über eine T-Verzweigung mit beiden Filtern verbunden ist. Um die Isolation zu verbessern, werden die Leitungslängen $l_{20} = \lambda_{30}/4$ und $l_{30} = \lambda_{20}/4$ zwischen der T-Verzweigung und den Filtern auf eine Viertelwellenlänge bei 30 beziehungsweise 20 GHz dimensioniert.

Im Gegensatz zum 30 GHz-Zweig wird der Eingang des 20 GHz-Filters zur Verbesserung der Anpassung mit Einschnitten am Septum versehen, wie sie auch bei Patch-Antennen verwendet werden [14, Kap. 14.2.1]. Die Anpassung erfolgt über die Schlitzlänge i_1 , die Schlitzbreite i_w sowie den Abstand zur Leiterkante i_d . Die Einführung

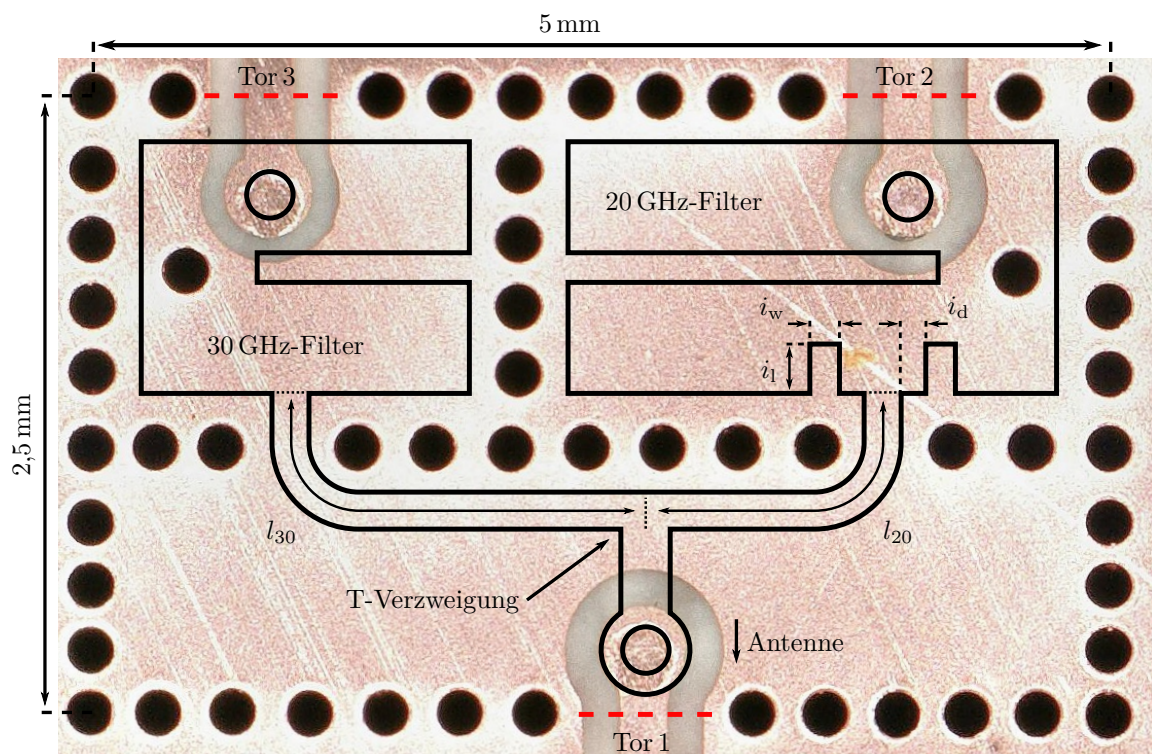


Abbildung 3.6: Draufsicht des hergestellten Diplexers mit in Schwarz angedeuteter mittlerer Lage und den verwendeten Parametern. Die Referenzebenen für die Messungen sind rot markiert.

dieser zusätzlichen Freiheitsgrade zur Verbesserung der Anpassung sind notwendig, da die Position der Einspeisung durch die Leitungslänge l_{20} und die kompakte Platzierung des Filters nicht beliebig wählbar ist. Die Übergänge der anderen Tore (Tor 2 und 3) werden aus Platzgründen mit Vias realisiert.

Die Optimierung sämtlicher Abmessungen erfolgt mit *CST Microwave Studio*. Anschließend wird ein Prototyp hergestellt. Als Material wird *Megtron 6* von *Panasonic* verwendet. Es besitzt eine Permittivität von $\epsilon_r = 3,62$ und einen Verlustwinkel von $\tan(\delta) = 0,005$. Tabelle 3.2 zeigt die optimierten Parameter des Prototyps.

Tabelle 3.2: Optimierte Abmessungen der 20 GHz- und 30 GHz-Filterzweige des hergestellten Diplexers in (mm).

Parameter	h	a	b	l	g	d_{ein}	d_{aus}
20 GHz-Zweig	0,2	2,26	1,0	1,5	0,12	0,71	0,61
30 GHz-Zweig	0,2	1,59	1,0	0,87	0,12	0,61	0,48

Parameter	d	p	l_{20}	l_{30}	i_1	i_w	i_d
20 GHz-Zweig	0,2	0,3	1,22	-	0,2	0,12	0,1
30 GHz-Zweig	0,2	0,3	-	1,87	-	-	-

Eine Kalibrierung mit drei Standards (engl. *thru, reflect, line*, TRL) wird an den in Abb. 3.6 rot dargestellten Bezugsebenen durchgeführt. Die simulierten und gemessenen Streuparameter (S-Parameter) werden in Abb. 3.7 verglichen. Die Eingangsreflexion S_{11} am Antennen-Tor zeigt eine sehr gute Übereinstimmung im 20 GHz-Band. Der untere Durchlassbereich weist eine -10 dB-Reflexionsbandbreite von 2,9 GHz auf. Aufgrund von Fertigungstoleranzen sind die Resonanzen im oberen Durchlassbereich leicht verstimmt. Dies führt im Vergleich zur Simulation zu einer größeren gemessenen Bandbreite von 5,6 GHz. Die gemessene Einfügedämpfung bleibt unter 1,2 dB im unteren und unter 1,3 dB im oberen Durchlassbereich und stimmt ebenfalls sehr gut mit den Simulationsergebnissen überein. Die gemessene Isolation übersteigt 15 dB im 20 GHz-Band und 40 dB im 30 GHz-Band.

Aufgrund seiner geringen Größe eignet sich der Diplexer für den Einsatz in Gruppenstrahlern und anderen Anwendungen, bei denen Platzbedarf ein kritischer Faktor ist. Die Realisierung basiert auf standardisierten PCB-Prozessen, was die Integration in komplexere Schaltungen erleichtert. Trotz seiner geringen Größe erreicht der Diplexer eine Performanz, die mit dem Stand der Technik vergleichbar ist, wie Tabelle 3.3 zeigt.

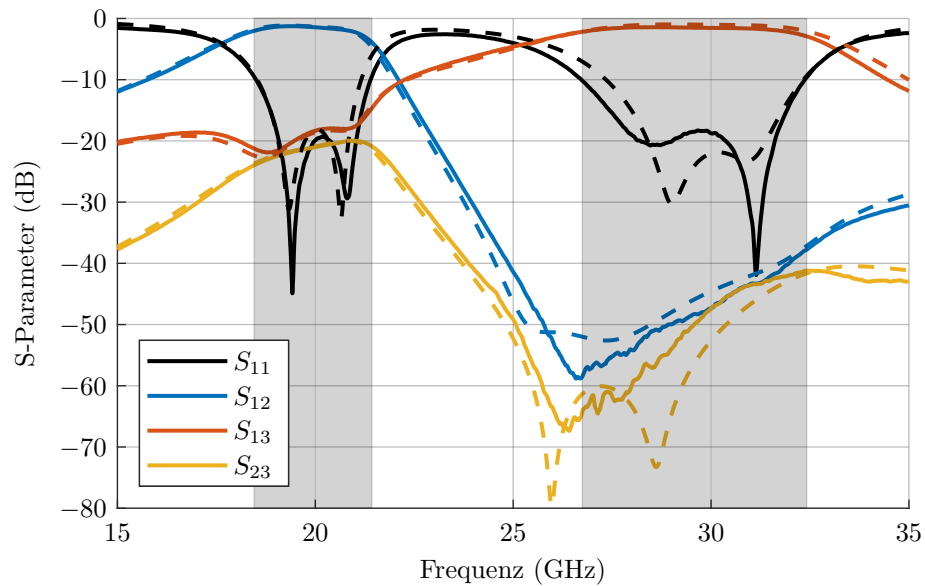


Abbildung 3.7: Gemessene (–) und simulierte (– –) S-Parameter des hergestellten Diplexers mit den in Abb. 3.6 verwendeten Bezeichnungen der Tore und eingezeichneten Referenzebenen.

Die Isolation im TX-Band, die für SatCom-Anwendungen wichtig ist, übersteigt 40 dB, und die großen Bandbreiten von 2,9 und 5,6 GHz ermöglichen eine einfache Anpassung an die typischen SatCom-Frequenzbänder. Für Anwendungen, bei denen eine hohe Selektivität erforderlich ist, kann stattdessen ein Diplexer bestehend aus Filtern höherer Ordnung implementiert werden. Dies erhöht allerdings gleichzeitig den Platzbedarf. Für den Gesamtaufbau wird daher der gezeigte Diplexer mit Filtern zweiter Ordnung verwendet.

3.1.2 Gesamtsystem

Das Gesamtsystem besteht aus zwei Diplexern aus dem vorigen Abschnitt und einer Zweiband-Patch-Antenne. Letztere basiert auf dem in [48] vorgestellten Konzept und wird wie weiter unten beschrieben angepasst. Die Antenne unterstützt zwei lineare

Tabelle 3.3: Vergleich des vorgeschlagenen Diplexers mit den Werten aus Tabelle 3.1.

Referenz	FBW (%)		IL (dB)		Isol. (dB)	Fläche (mm ²)
	K	Ka	K	Ka	Ka	
[51–55]	2,5–17	1,7–10	0,7–3,2	1,2–5,4	30–45	40–600
Diese Arbeit	14,5	18,6	1,2	1,3	40	12,5

Polarisationen, wobei im ersten Schritt nur eine Polarisation berücksichtigt und das entsprechende Tor mit einem Diplexer verbunden wird. Die Parameter dieses Teilsystems werden anhand des Simulationsmodells optimiert. Anschließend werden die zweite Polarisation und der dafür benötigte zweite Diplexer hinzugefügt. Aufgrund der unterschiedlichen Positionierung und Leitungsführung zum Punkt der Antennenspeisung erfolgt anschließend eine weitere Optimierung und Feinabstimmung. Das resultierende Gesamtsystem ist in Abb. 3.8(a) gezeigt. Es besteht aus sieben Kupferlagen und besitzt eine Grundfläche von $5 \times 5 \text{ mm}^2$ sowie eine Gesamthöhe von 1,75 mm. Als Material wird ebenfalls *Megtron 6* verwendet.

Die oberen vier Lagen sind Bestandteil der Antenne. Diese besteht aus einem quadratischen K-Band-Ring und einem ebenfalls quadratischen Ka-Band-Patch. Dabei befindet sich der Ka-Band Patch aufgrund der geringeren Wellenlänge auf der Innenlage (L2) und der K-Band Ring auf der Außenlage (L1). Im Gegensatz zu kreisförmigen Patches wird mit quadratischen Patches eine größere Bandbreite und ein höherer Gewinn erzielt [64, Kap. 2.3]. Allerdings sind quadratische Patches weniger kompakt, was im vorliegenden Fall nicht ausschlaggebend ist, da die beiden Diplexer die platzkritischen Komponenten sind.

Die Speisung erfolgt per Strahlungskopplung über zwei Leitungen (L3), die über Vias mit den Diplexern verbunden sind (engl. *L-Probe*) [48]. Dafür werden die Vias durch die Massefläche (L4) geführt, welche die Diplexer von der Antenne isoliert. Die Leitungslängen der Speisung sowie die Substrathöhen der Patches (h_1 und h_2) werden hinsichtlich der Anpassung optimiert. Das Substrat der Leitung (h_3) wird mit 0,4 mm dicker gewählt, um eine möglichst hohe Bandbreite zu ermöglichen.

Die Diplexer sind, wie in Abb. 3.8(b) dargestellt, auf einer Fläche von 5 mm^2 untergebracht und basieren auf dem im vorigen Kapitel erläuterten Entwurf. Die Parameter sind für die angepasste Positionierung optimiert. Für die Anregung von horizontaler und vertikaler Polarisation sind die beiden Vias für die Speisung der Antenne so positioniert, dass sie parallel zur x - beziehungsweise y -Achse liegen. Die simulierten S-Parameter des Gesamtsystems sind in Abb. 3.9 zu sehen.

Der Diplexer fungiert auch als Anpassnetzwerk, wodurch zwei Resonanzen auftreten und die -10 dB -Reflexionsbandbreite im Vergleich zu einer Antenne ohne Diplexer erhöht wird. Auf der anderen Seite steigen dadurch auch die Verluste. Für den Empfang steht der Frequenzbereich zwischen 19,2 und 20,2 GHz mit einer Reflexion von weniger als -10 dB zur Verfügung. In diesem 1 GHz breiten Frequenzband liegt der

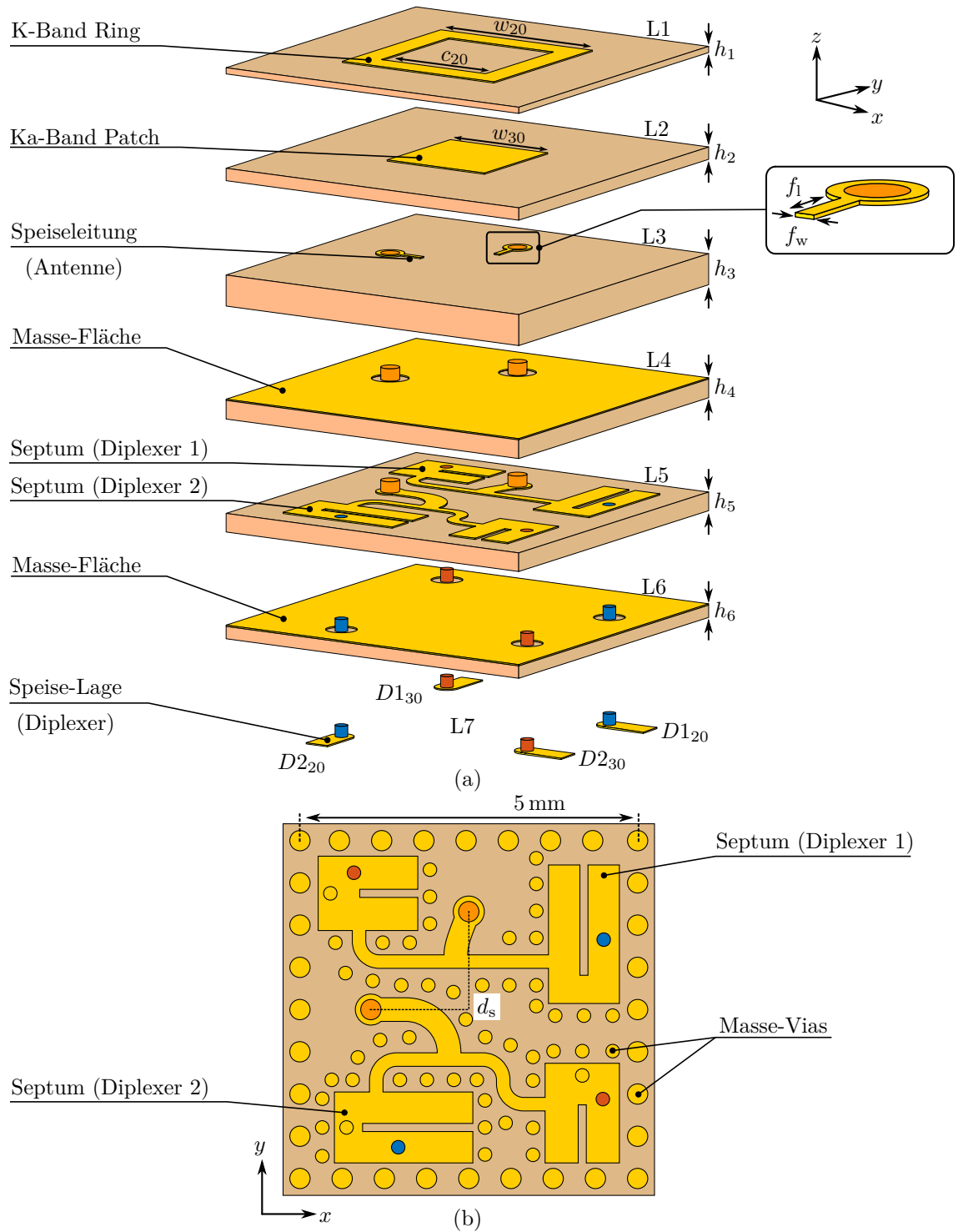


Abbildung 3.8: Schematische Ansicht (a) des Gesamtsystems ohne Masse-Vias und (b) der Innenlage der Diplexer.

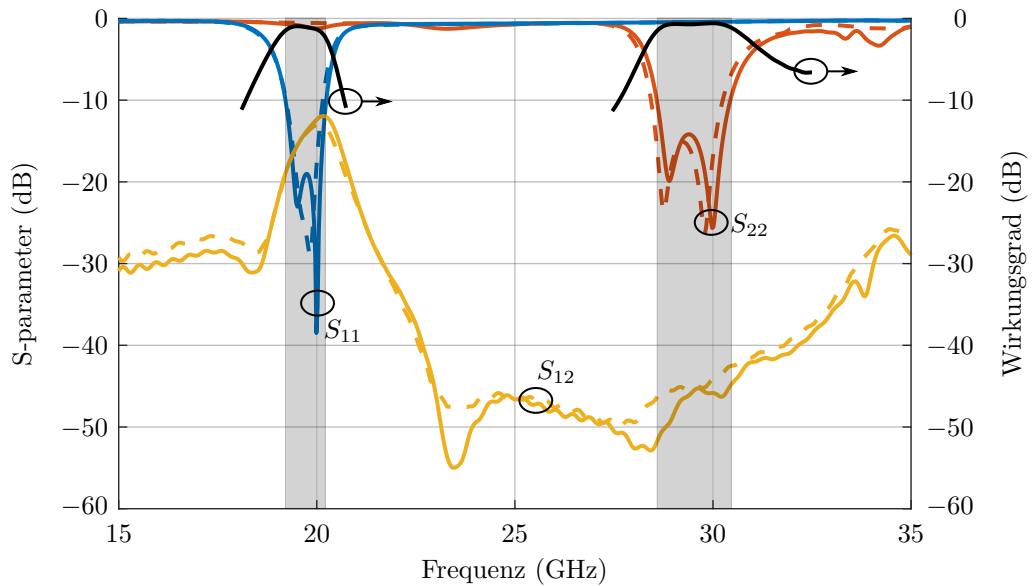


Abbildung 3.9: Simulierte S-Parameter von Diplexer 1 (–) und Diplexer 2 (– –) aus Abb. 3.8(b) sowie der Wirkungsgrad des in Abb. 3.8(a) gezeigten Gesamtsystems.

simulierte Wirkungsgrad zwischen -1 und -2 dB. Für das Senden beträgt die -10 dB-Reflexionsbandbreite $1,6$ GHz um die Mittenfrequenz bei $29,8$ GHz. Der Wirkungsgrad beträgt in diesem Frequenzbereich mehr als -1 dB.

Die Isolation zwischen den Speisepunkten eines Diplexers (S_{12}) ist ein Anhaltspunkt für die Degradation der Leistung bei gleichzeitigem TX- und RX-Betrieb. Sie übersteigt 12 dB im K- und 40 dB im Ka-Band. Den gleichen Einfluss hat die in Abb. 3.10 gezeigte Kopplung zwischen den Anschlüssen der beiden Diplexer des jeweiligen Frequenzbandes ($D_{120}D_{230}$ und $D_{130}D_{220}$). Diese Kopplung ist jedoch sehr gering und liegt unter -25 und -50 dB im K- beziehungsweise Ka-Band.

Die Isolation der benachbarten Diplexer in Bezug auf Anschlüsse für das gleiche Frequenzband beeinflusst die Polarisationsreinheit und ist höher als 18 und 12 dB im K- beziehungsweise Ka-Band. Beide Verläufe werden ebenfalls in Abb. 3.10 gezeigt.

Die Realisierung des vorgestellten Modells erweist sich als aufwendig, da ein Aufbau mit sieben Kupferlagen und die Verwendung von Sacklöchern (engl. *blind vias*) erforderlich sind, deren exakte Fertigung mit großem Aufwand verbunden ist. Grund für die Notwendigkeit der Sacklöcher ist die Verbindung der Diplexer sowohl mit der Antennen- als auch mit der Speise-Lage. Bei der Realisierung eines aktiven Gruppenstrahlers wird die Speise-Lage durch eine Lage mit den Strahlformer-Chips oder eine

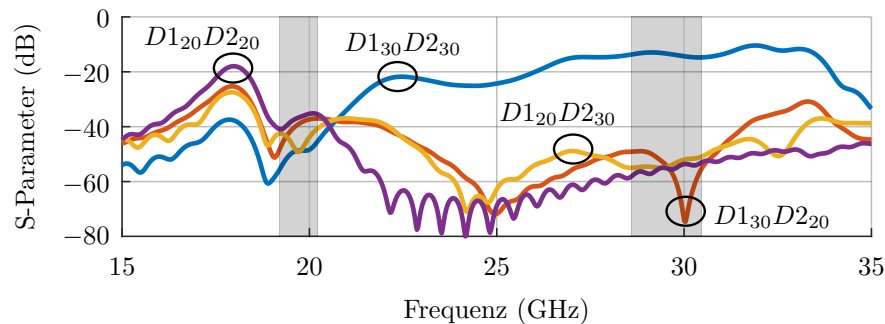


Abbildung 3.10: Simulierte Transmissionen zwischen den 20 und 30 GHz-Toren von Diplexer 1 (D1) und Diplexer 2 (D2).

Verteillage ersetzt. Zusätzlich führen die zahlreichen Lagen zu einem Aufbau mit einer Höhe von mehr als den vorgegebenen 1 mm. Daher werden im folgenden Abschnitt Antennen erforscht, die aufgrund ihres Aufbaus keine zusätzlichen Diplexer zur Trennung der TX- und RX-Signale benötigen.

3.2 Viertor-Antennen

Antennen, die mehrere Frequenzbereiche unterstützen und zur Separation der unterschiedlichen Signale keine zusätzlichen Diplexer benötigen (siehe Abb. 3.1(b)), werden im Englischen als *self-diplexing* bezeichnet. In der Literatur finden sich nur wenige entsprechende Antennen, die zwei Polarisationen in zwei Frequenzbändern unterstützen. Zweiband-Antennen ermöglichen meist nur eine Polarisation pro Band. Zur Verbesserung der Isolation zwischen den Bändern werden die beiden Polarisationen orthogonal zueinander gewählt [65–67]. Sie sind häufig durch die Geometrie der Antenne vorgegeben und im Betrieb nicht anpassbar. Ausnahmen bilden einige Antennen für Basis-Stationen des Mobilfunks [68–70]. Diese bestehen aus gebogenen Blechen und arbeiten bei viel tieferen Frequenzen. Dieses Konzept ist daher nicht auf das K-/Ka-Band übertragbar, wo aufgrund der höheren Frequenzen und den damit verbundenen Voraussetzungen Standard PCB-Prozesse verwendet werden.

Im Folgenden werden zwei Viertor-Antennen entwickelt, die in zwei Frequenzbändern jeweils zwei Polarisationen ermöglichen. Sie beruhen auf dem Konzept von Patch-Antennen. Diese lassen sich mit Hilfe von Modellen beschreiben, die auf Resonatoren basieren (*engl. cavity model*) [14]. Für jedes Frequenzband beziehungsweise für jede

Resonanzfrequenz wird ein Resonator mit den entsprechenden Maßen benötigt. Für Zweiband-Antennen können die Resonatoren, wie in Abb. 3.11, auf unterschiedliche Weise angeordnet werden. Die horizontale und vertikale Verteilung der Resonatoren kann durch das Hinzufügen von einem oder mehreren parasitär gekoppelten Patches realisiert werden, die entweder neben oder über dem aktiv gespeisten Patch angeordnet werden. In der Literatur finden sich zahlreiche Antennen, die nach diesen Prinzipien entworfen sind [64, 71–73]. Eine andere Möglichkeit ist, die Resonatoren ineinander zu verschachteln. Dieser Ansatz ist potentiell kompakter als die anderen, führt aber zu einer stärkeren Verkopplung der Resonatoren und damit auch der beiden Frequenzbänder.

Die horizontale Anordnung aus Abb. 3.11(a) führt in einem Gruppenstrahler zu Gitterkeulen bei bereits geringeren Schwenkwinkeln, da der Abstand zweier benachbarter aktiver Antennenelemente zunimmt. Entsprechend wird auf diese Option nicht weiter eingegangen. Die Konzepte der vertikal angeordneten und der verschachtelten Resonatoren werden in den folgenden Abschnitten erneut aufgegriffen. Der erste Ansatz basiert auf einer mehrlagigen Patch-Antenne mit zwei übereinander angeordneten Patches (Vergleich Abb. 3.11(b)) und der zweite Ansatz kombiniert eine SIW- mit einer Patch-Antenne in einem Resonator (Vergleich Abb. 3.11(c)).

3.2.1 Mehrlagige Patch-Antenne

Bei mehrlagigen Patch-Antennen werden die zusätzlichen Patches in der Regel nicht aktiv gespeist, sondern parasitär gekoppelt. Um nun ohne die Verwendung von Dipletern die Nutzfrequenzbänder voneinander zu isolieren, muss jeder Patch individuell angeregt werden. Entsprechend sind insgesamt vier Tore notwendig, je eines pro Polarisation und Frequenzband. Dafür eignet sich die Anregung mit vertikalen koaxialen Speisungen. Im Gegensatz zur direkten Speisung mit Mikrostreifenleitungen (MSL)

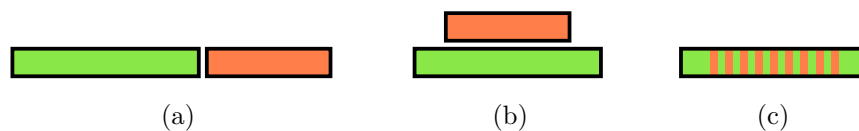


Abbildung 3.11: Zwei Resonatoren in (a) horizontaler, (b) vertikaler und (c) verschachtelter Anordnung als mögliche Konzepte für Antennen mit zwei Frequenzbändern.

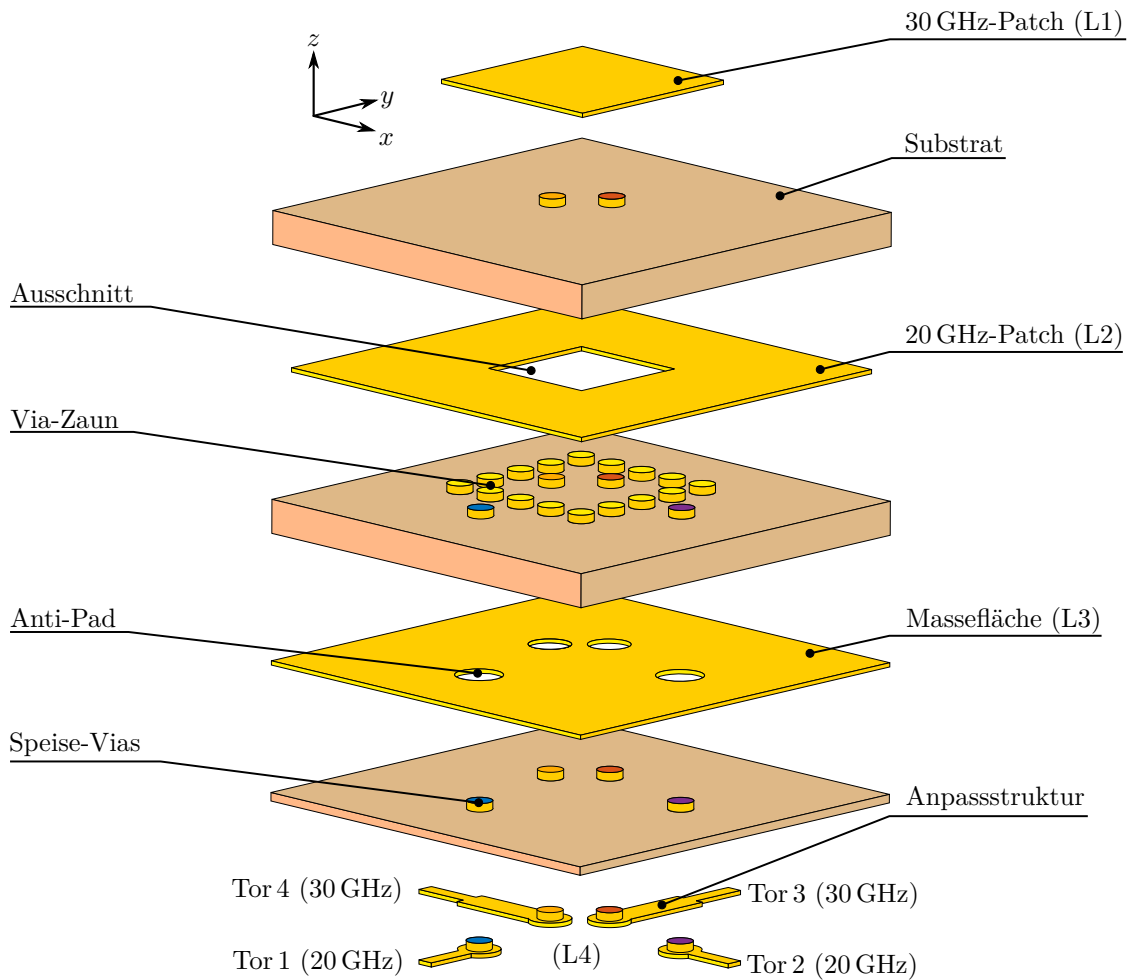
oder die Anregung über gekoppelte Leitungen ist der Flächenbedarf bei einer koaxialen Lösung sehr gering. Sie erleichtert die Integration in den Gruppenstrahler und die räumliche Trennung der einzelnen Speisungen. Zudem lässt sie sich in einem Standard PCB-Prozess mittels Bohrungen und anschließender Galvanisierung realisieren und erfordert keine zusätzlichen Kupferlagen.

Entwurf und Fertigung

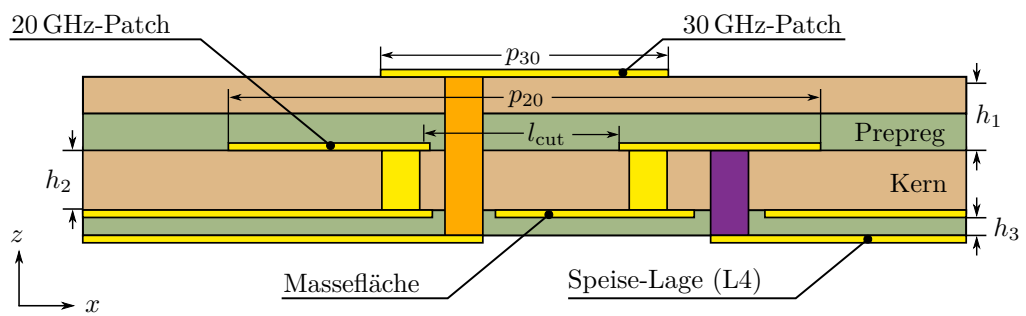
Eine entsprechend entworfene Antenne mit vier Toren ist in Abb. 3.12 gezeigt [74]. Der gesamte Aufbau umfasst vier Kupferlagen. Auf der obersten Lage (L1) befindet sich der für das 30 GHz-Band ausgelegte Patch und auf der zweiten Lage (L2) der Patch für das 20 GHz-Band. Letzterer besitzt in der Mitte einen quadratischen Ausschnitt, um die Speisung für den oberen Patch hindurchführen zu können. Für eine verbesserte Isolation zwischen den Frequenzbändern wird der Ausschnitt mit einem Via-Zaun umgeben. Dieser reicht von der zweiten bis zur dritten Lage (L3), welche eine Massefläche mit Ausschnitten (Anti-Pads) für die Speise-Vias ist. Sie trennt den restlichen Teil der Antenne von der Speise-Lage (L4).

Beide Patches werden mit der TM_{10} beziehungsweise der TM_{01} für die horizontale und vertikale Polarisation angeregt. Wie in Abb. 3.13 gezeigt, verändern der hinzugefügte Ausschnitt und der Via-Zaun die Moden des 20 GHz-Patches. Um diesen Einfluss gering zu halten, muss die Kantenlänge l_{cut} des Ausschnittes möglichst klein gewählt werden. Für die Kantenlänge wird ein Wert von 1,5 mm gewählt, wodurch der Einfluss des Ausschnitts auf die Mode gering bleibt. Lediglich die Kantenlänge p_{20} des 20 GHz-Patches muss vergrößert werden, um die gewünschte Mittenfrequenz beizubehalten.

Gleichzeitig führt dieser kleine Ausschnitt zu einer geringen Flexibilität bei der Positionierung der 30 GHz-Einspeisungen (v_{30}) und somit auch bei der Anpassung im TX-Band. Dies ist gut anhand der realisierten Antenne zu sehen, die später in Abb. 3.15 gezeigt wird. Der zur Verfügung stehende Platz für die Speisung wird innen durch die Speisung der anderen Polarisation und außen durch den Via-Zaun begrenzt. Um dies zu kompensieren und die Anpassung im Ka-Band zu verbessern, wird zwischen dem 30 GHz-Speise-Via und der 50 Ω -MSL ein $\lambda/4$ langes Leitungsstück mit einer Impedanz von 25 Ω eingefügt (engl. *quarter-wave impedance transformer*). Da die Positionen der 20 GHz-Einspeisungen (v_{20}) flexibel gewählt werden können, sind diese direkt mit der 50 Ω -MSL verbunden.



(a)



(b)

Abbildung 3.12: Schematische Ansicht der Viertor-Patch-Antenne (a) in dreidimensionaler Explosionsansicht und (b) im Querschnitt.

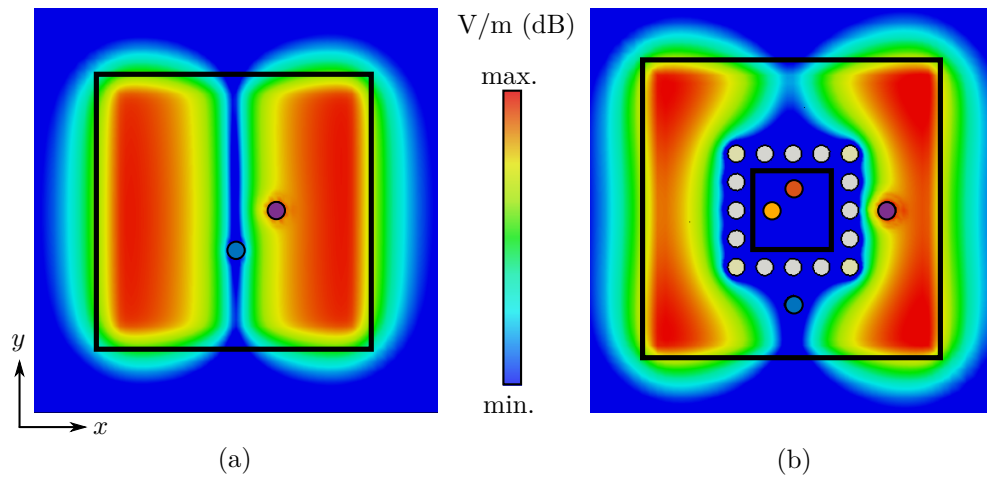


Abbildung 3.13: Betrag der elektrischen Feldstärke der TM_{10} -Mode bei 20 GHz innerhalb des Substrats des unteren Patches (a) ohne und (b) mit dem Ausschnitt und den Vias bei Anregung an Tor 2.

Durch den Via-Zaun um den Ausschnitt herum ist die innere Kante des unteren Patches direkt mit Masse verbunden und stellt somit das Bezugspotential für den oberen Patch dar. Abb. 3.14 zeigt die E-Feld Verteilung im Querschnitt. Die Felder der beiden Patches beeinflussen sich gegenseitig nur geringfügig. Dies gilt insbesondere für die Felder an den abstrahlenden Kanten, welche maßgeblich das Strahlungsdiagramm bestimmen.

Die Antenne wird unter der Verwendung des Substratmaterials *Megtron 6* gefertigt. Durch den sukzessiven Aufbau der Antenne können alle Bohrungen durchgehend gefertigt werden und der Prozess vereinfacht sich im Vergleich zu Aufbauten mit Sacklöchern. In Tabelle 3.4 sind die mit *CST Microwave Studio* optimierten Parameter aufgeführt. Abb. 3.15 zeigt die einzelnen gefertigten Kupferlagen.

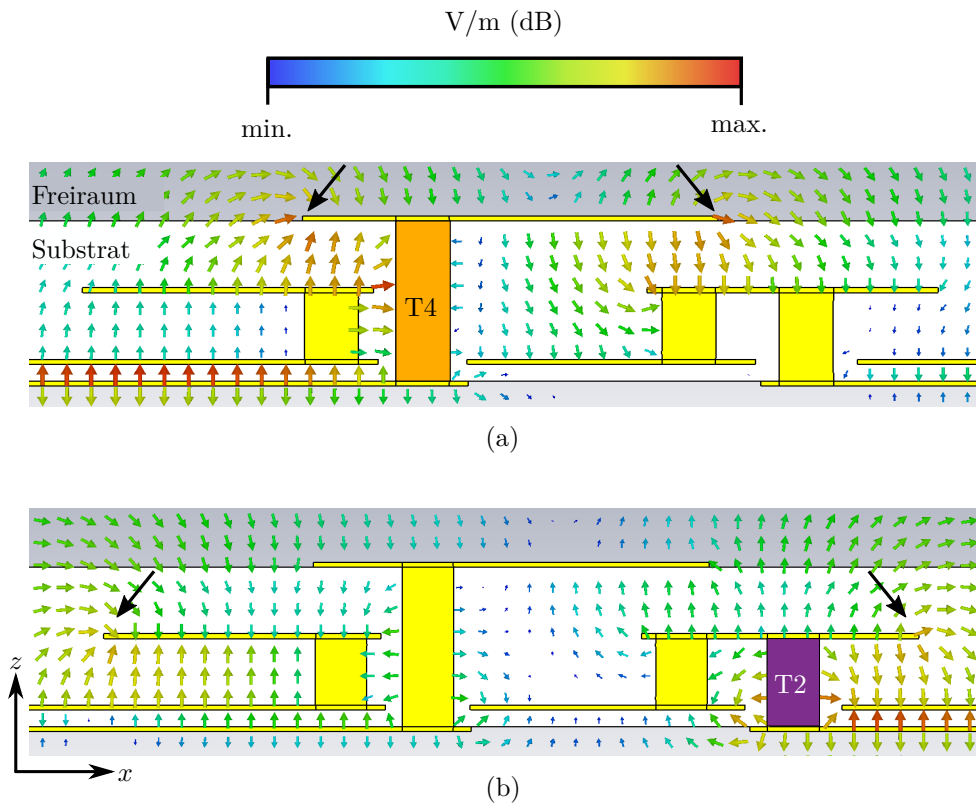


Abbildung 3.14: E-Feld Verteilung in der xz -Ebene bei Anregung (a) des oberen 30 GHz-Patches an Tor 4 und (b) des unteren 20 GHz-Patches an Tor 2. Die schwarzen Pfeile markieren die abstrahlenden Kanten.

Tabelle 3.4: Abmessungen der optimierten Zweiband-Patch-Antenne in (mm). Die Abmessungen sind in Abb. 3.15 auf der folgenden Seite eingezeichnet.

Parameter	Wert	Parameter	Wert	Parameter	Wert
h_1	0,4	p_{20}	4,68	p_{30}	2,25
h_2	0,4	v_{20}	1,63	v_{30}	0,48
h_3	0,1	d_{20}	0,56	d_{30}	0,5
d_{via}	0,3	w_1	0,4	l_{cut}	1,5
l_1	1,3	w_2	0,2		

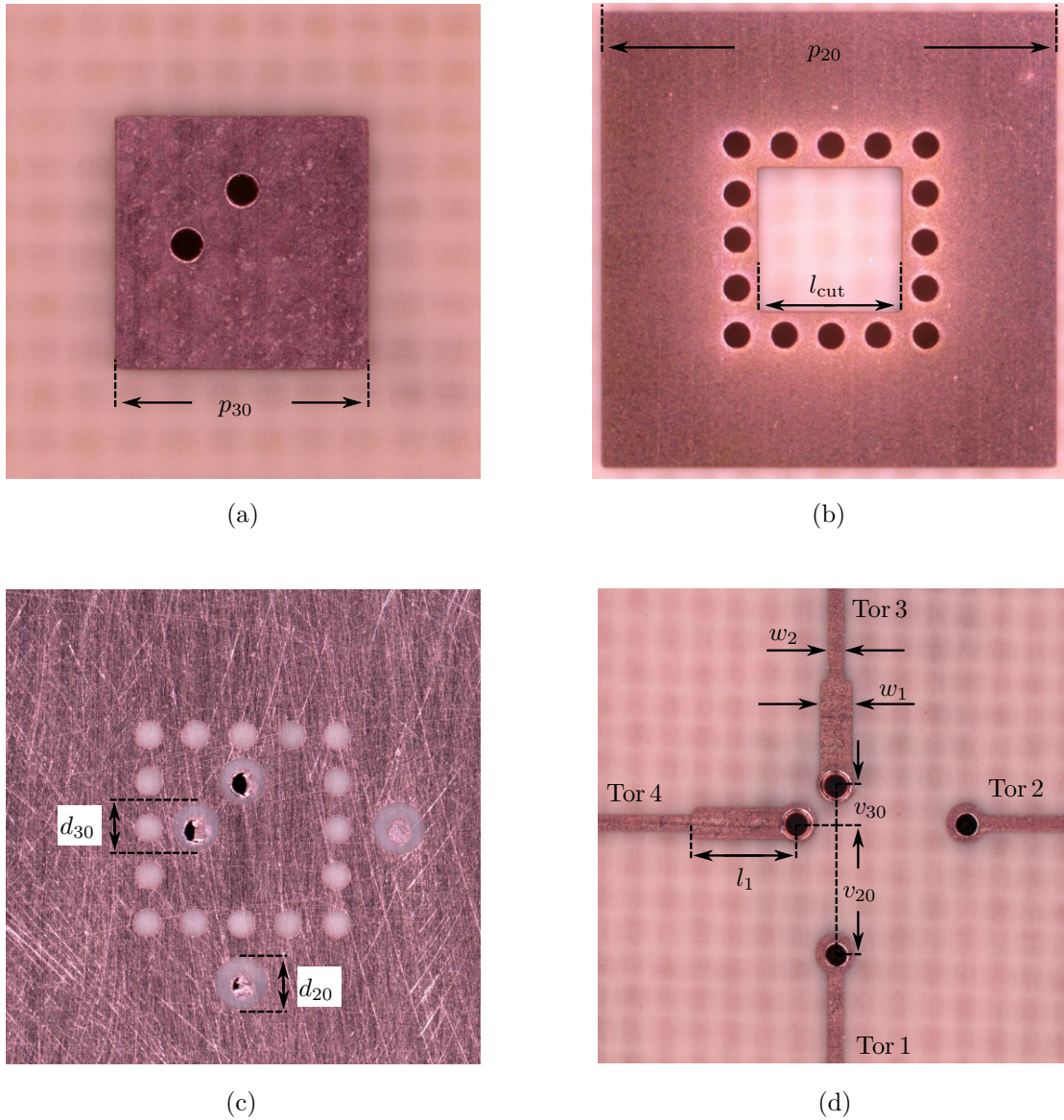


Abbildung 3.15: Gefertigte Lagen: (a) Oberer Ka-Band Patch, (b) unterer K-Band Patch, (c) die Massefläche mit den Ausschnitten für die Vias und (d) das Speisetz mit der Anpasstruktur.

Messung

Abb. 3.16 zeigt ein Foto der hergestellten Antenne mit 2,92 mm-Steckverbinder von *Rosenberger* für die Messungen. Eine TRL-Kalibrierung wird in den rot hervorgehobenen Referenzebenen durchgeführt. Die gemessenen und simulierten Reflexionskoeffizienten werden in Abb. 3.17 verglichen. Sie zeigen eine gute Übereinstimmung. Die Reflexion beträgt im unteren Band zwischen 19,75 und 20,35 GHz und im oberen Band zwischen 28,95 und 30,2 GHz weniger als -10 dB.

Abb. 3.18(a) zeigt die Kreuzkopplung, welche die Isolation zwischen den beiden Anschlüssen des gleichen Bandes beschreibt. Aufgrund der Reziprozität sind S_{12} und S_{21} sowie S_{34} und S_{43} identisch. Die Kreuzkopplung liegt unter -15 und -25 dB im 20 GHz- und 30 GHz-Band. Die Isolation zwischen dem Sende- und Empfangsband ist höher als 15 und 25 dB im 20 GHz- beziehungsweise 30 GHz-Nutzband, wie aus Abb. 3.18(b) hervorgeht. Aufgrund der Reziprozität sind jeweils S_{13} , S_{31} und S_{14} , S_{41} identisch. Die fehlenden Werte $S_{23} = S_{14}$ und $S_{24} = S_{13}$ ergeben sich aus der Symmetrie.

Abb. 3.19 zeigt das Achsenverhältnis (engl. *axial ratio*, AR) der linearen Polarisierung, welches in einer reflexionsarmen Antennenmesskammer gemessen wurde und den Unterschied zwischen der Ko-Polarisation und der Kreuzpolarisation darstellt. Abgesehen von einigen Schwankungen aufgrund der geringen Messpegel stimmen die gemessenen Ergebnisse gut mit den simulierten überein. Das AR der linearen Polarisierungen beträgt im K-Band mehr als 20 dB und im Ka-Band mehr als 30 dB.

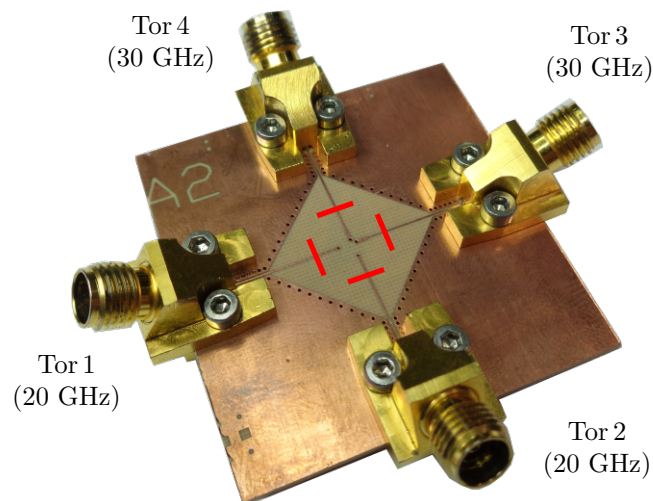


Abbildung 3.16: Foto der gefertigten Antenne mit montierten Konnektoren. Die Referenzebenen für die TRL-Kalibrierung sind in Rot markiert.

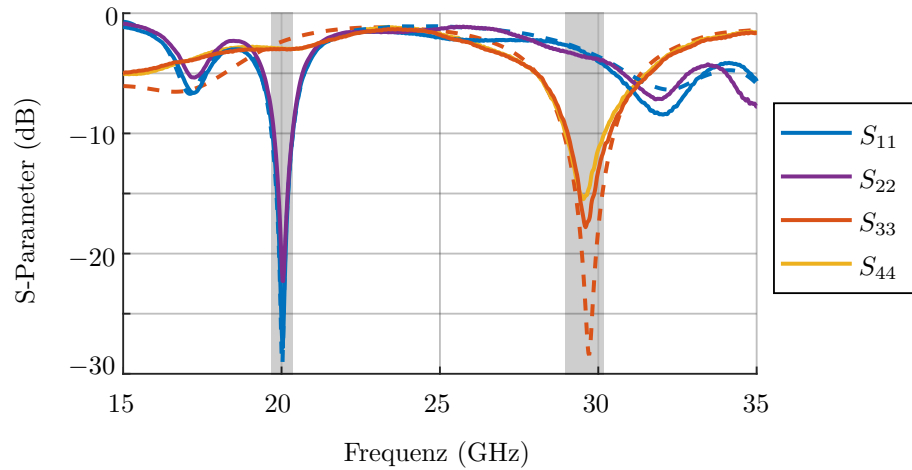


Abbildung 3.17: Simulierte (- -) und gemessene (-) Reflexionskoeffizienten der Anschlüsse des 20 GHz-Patches (S_{11} , S_{22}) und des 30 GHz-Patches (S_{33} , S_{44}) in den in Abb. 3.16 gezeigten Referenzebenen.

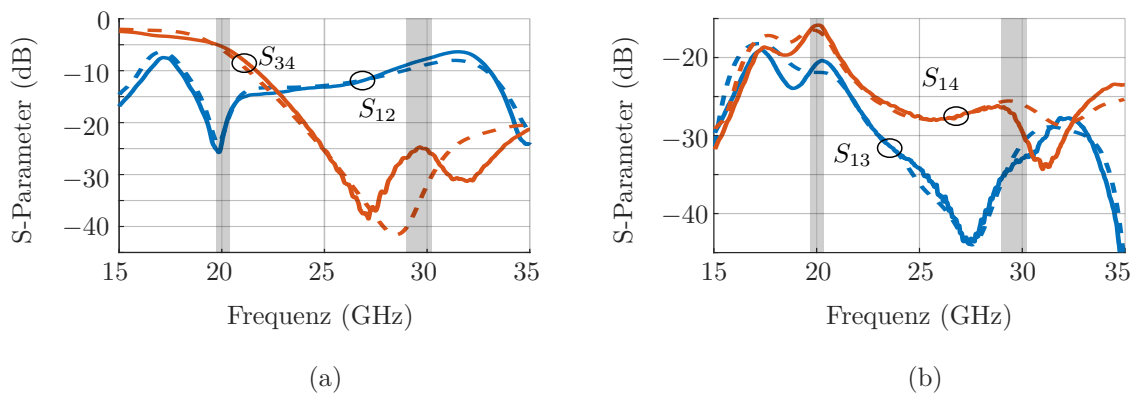


Abbildung 3.18: Simulierte (- -) und gemessene (-) Transmissionskoeffizienten (a) der Kreuzpolarisation und (b) der Isolation zwischen dem K- und dem Ka-Band ($\frac{1}{S_{ij}}$).

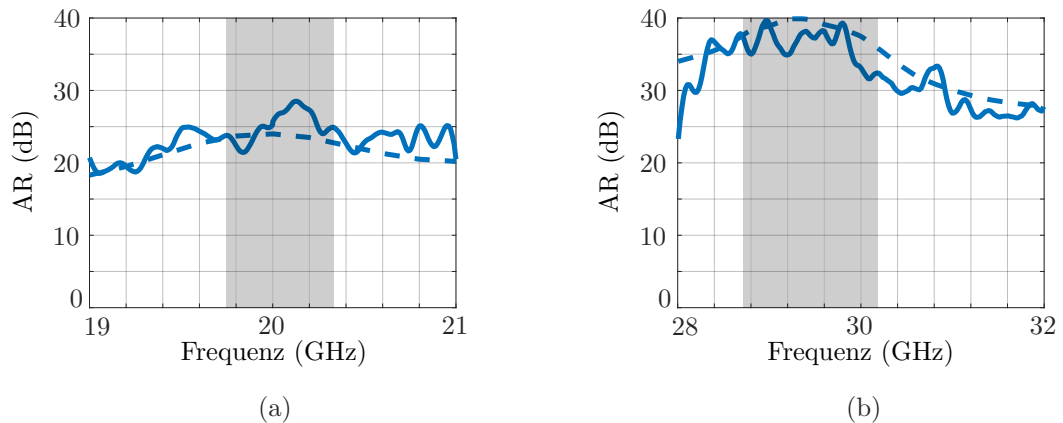


Abbildung 3.19: Simuliertes (- -) und gemessenes (-) AR im (a) K- und (b) Ka-Band.

Abb. 3.20 zeigt die gemessenen und simulierten Strahlungsdiagramme bei den Mittelfrequenzen. Sie sind symmetrisch zur Hauptstrahlrichtung und stimmen gut mit der Simulation überein, abgesehen von einem leichten Unterschied in der Amplitude. Der gemessene Antennengewinn ist aufgrund von Fertigungstoleranzen 0,5 dB kleiner als der simulierte. Der Gewinn ist größer als 0 dBi für Schwenkwinkel bis 60° und erreicht 6,5 dBi und 4,5 dBi in Hauptstrahlrichtung im K- beziehungsweise Ka-Band.

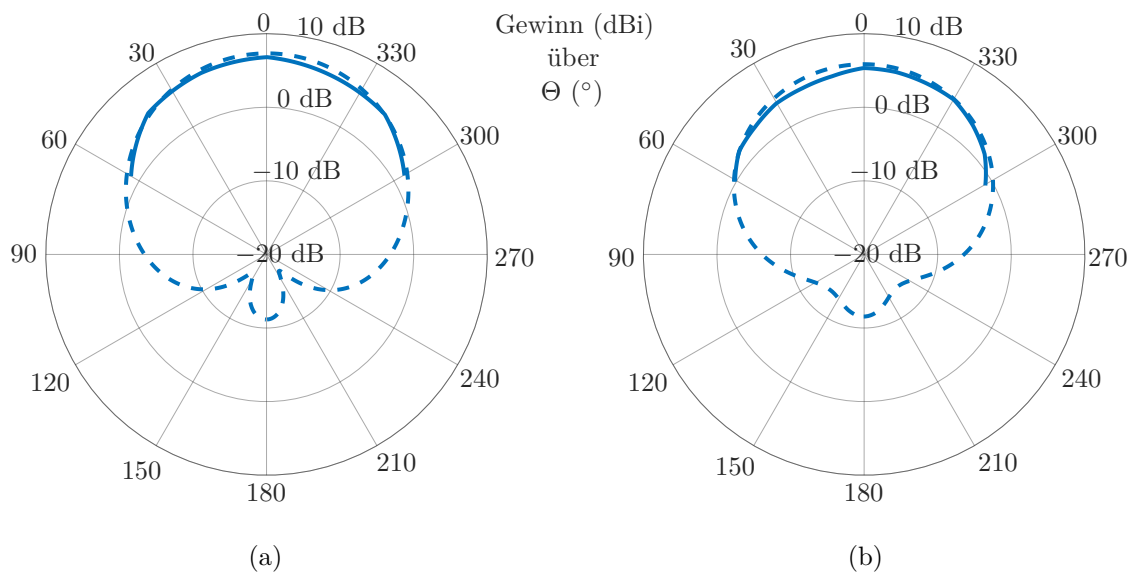


Abbildung 3.20: Simulierte (- -) und gemessene (-) Strahlungscharakteristik (a) bei 19,95 GHz und (b) bei 29,75 GHz in der xz -Ebene.

3.2.2 SIW-Schlitz-Antenne mit integrierter Patch-Antenne

Im Folgenden wird versucht, zwei verschiedene Antennentypen nach Abb. 3.11(b) miteinander zu kombinieren, um eine für das verschachtelte Gitter geeignete Viertor-Antenne zu erhalten. Als Grundlage dient eine SIW-Antenne. Diese Antennen sind einfach zu integrieren, weisen geringe parasitäre Strahlungsverluste auf und sind auch in SatCom Anwendungen zu finden [75–77].

Die in [76] beschriebene SIW-Antenne realisiert bereits zwei Frequenzen, allerdings mit jeweils nur einer Polarisation und über eine unsymmetrische Geometrie. Um jeweils zwei Polarisationen nutzen zu können, muss die Asymmetrie aufgelöst werden. Das zweite Frequenzband wird anschließend durch die Integration der Patch-Antenne hinzugefügt. Eine detaillierte Beschreibung liegt in [78] vor.

Entwurf und Simulation

Abb. 3.21 beschreibt den Entwurfsprozess der Antenne. Zu sehen ist eine SIW-Kavität

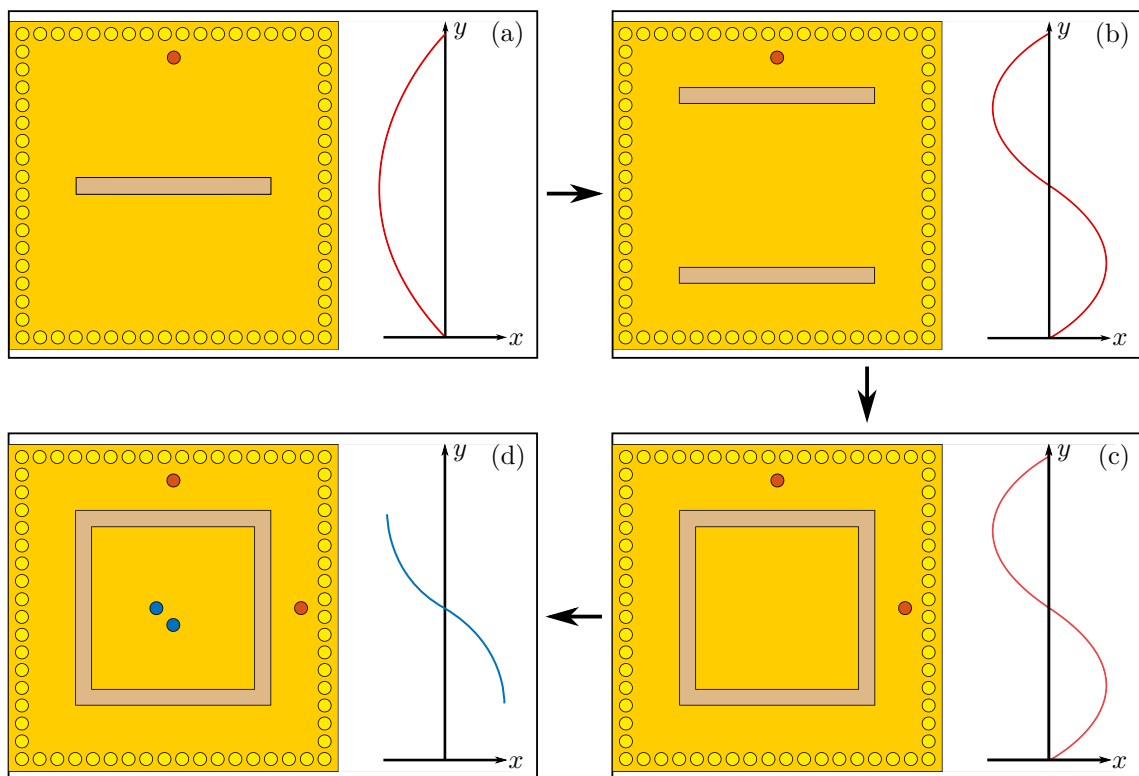


Abbildung 3.21: Entwicklung der SIW-Schlitz-Antenne mit integriertem Patch sowie die Amplitude des E-Feldes.

von oben mit einem oder mehreren Schlitzten und farbig markierten Vias zur Anregung (rot für 30 GHz und blau für 20 GHz). Die Kavität ist mit Substrat gefüllt und wird durch einen Via-Zaun begrenzt. Der Graph neben der SIW-Struktur skizziert die Amplitude des E-Feldes im Substrat. Abb. 3.21(a) zeigt eine SIW-Schlitzantenne, die mit der TE_{11} -Mode angeregt wird. In der Mitte beim Feldmaximum befindet sich ein Schlitz zur Abstrahlung.

Wird stattdessen, wie in Abb. 3.21(b) dargestellt, die TE_{12} -Mode angeregt, gibt es zwei betragsmäßige Feldmaxima. Entsprechend können zur Abstrahlung zwei Schlitzte verwendet werden, die nun nicht mehr mittig angeordnet sind, sondern sich in Richtung des Randes der Kavität verschieben.

In Abb. 3.21(c) wird ein zweiter Speisepunkt für die TE_{21} -Mode hinzugefügt. Über zwei weitere Schlitzte wird somit die zweite orthogonale linearen Polarisierung angeregt. Nun werden, wie in Abb. 3.21(d) gezeigt, zwei Speisungen für den in der Mitte entstandenen Patch hinzugefügt. Diese regen die TM_{10} - und TM_{01} -Mode des für 20 GHz ausgelegten Patches an. Die Randbedingungen sind nicht durch den Kurschluss des Via-Zauns gegeben, sondern entsprechen den einer offenen Leitung, wie es bei Patch-Antennen üblich ist. Die zu dem in Abb. 3.21(d) gezeigten Aufbau zugehörigen E-Feld Verteilungen bei Anregung der einzelnen Anschlüsse sind in Abb. 3.22 gezeigt.

Die Resonanzfrequenzen einer W_{SIW} breiten und L_{SIW} langen SIW-Kavität entsprechen näherungsweise denen einer mit einem Dielektrikum gefüllten Kavität in Hohlleitertechnologie mit einer effektiven Breite W_{eff} und Länge L_{eff} von [79]

$$W_{eff} = W_{SIW} - \frac{d^2}{0,95p} \quad (3.1a)$$

und

$$L_{eff} = L_{SIW} - \frac{d^2}{0,95p}. \quad (3.1b)$$

Dabei gibt d den Durchmesser der Vias und p den Mittenabstand der Vias an. Die Abmessungen müssen angepasst werden, da der Via-Zaun, der die SIW-Kavität bildet, keine perfekte Oberfläche wie eine Hohlleiterwand besitzt [23]. Mithilfe dieser Näherung kann die Resonanzfrequenz einer beliebigen Mode in Abhängigkeit der Abmessung der

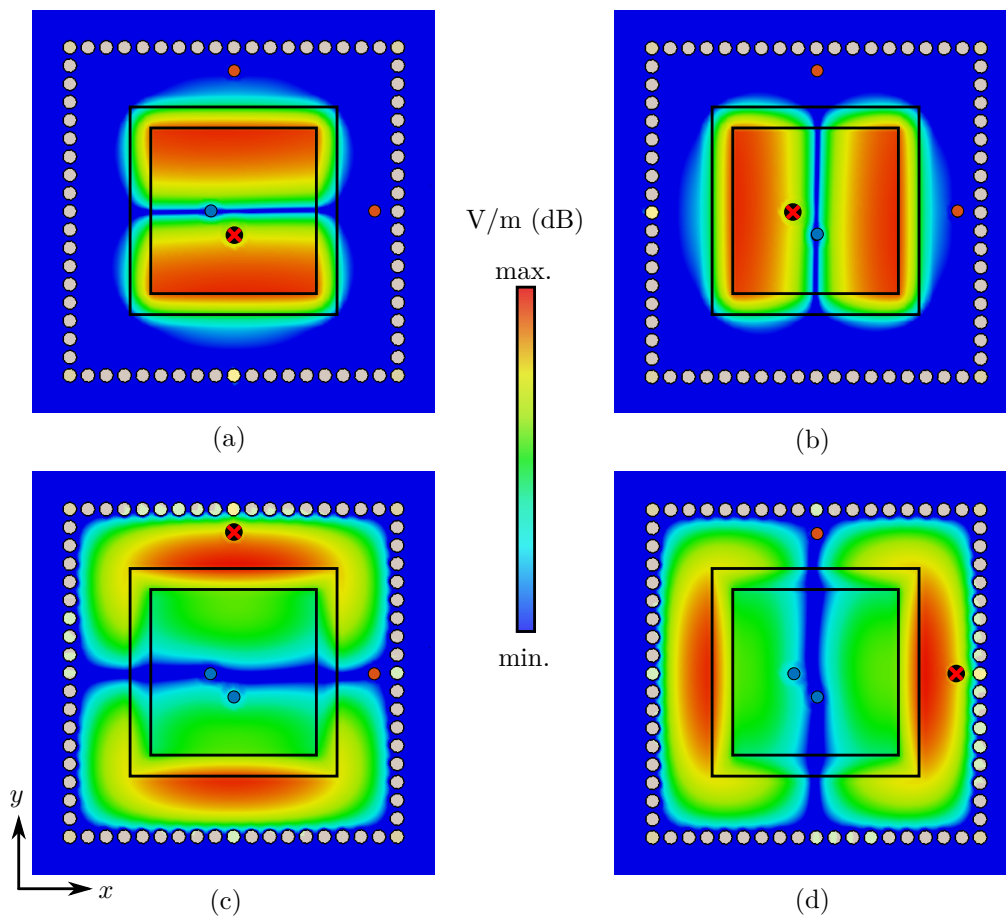


Abbildung 3.22: Betrag der E-Feld Verteilung bei (a)-(b) 20 GHz und (c)-(d) 30 GHz innerhalb des Antennensubstrats für beide Polarisierungen. Das rote Kreuz markiert das anregende Tor.

SIW-Kavität mit

$$f_c(m, n) = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{W_{\text{eff}}}\right)^2 + \left(\frac{n}{L_{\text{eff}}}\right)^2} \quad (3.2)$$

bestimmt werden. Dabei entspricht c der Lichtgeschwindigkeit im Vakuum und ϵ_r der Permittivität des genutzten Substrates. Die natürlichen Zahlen m und n geben die Ordnung der Mode an.

Für eine quadratische Kavität mit einer Resonanzfrequenz der TM_{12} -Mode beziehungsweise der TM_{21} -Mode von 30 GHz ergibt sich eine Seitenlänge von jeweils 6 mm.

Durch das Hinzufügen der Schlitze und der Speisungen wird die Resonanzfrequenz beeinflusst, sodass eine weitere Optimierung der Kantenlänge erforderlich ist.

Die gesamte Antenne ist in Abbildung 3.23 gezeigt. Sie besteht aus drei Kupferlagen. Auf der oberen Lage L1 befinden sich der Patch und die Schlitze. Die Schlitzbreite s sollte näherungsweise der Höhe des Substrates h_1 entsprechen, um eine gute Abstrahlung zu gewähren. Die Positionen der Speise-Vias v_{20} und v_{30} (eingezeichnet in der später folgenden Abb. 3.25) bestimmen die Anpassung im jeweiligen Frequenzband. Ihr Durchmesser d_{sp} beträgt 0,2 mm. Sie werden durch Ausschnitte (Anti-Pads) in der Massefläche (L2) mit einem Durchmesser von c_{20} beziehungsweise c_{30} zur Speise-Lage (L3) geführt. Diese beinhaltet die Tore 1 und 2 für das 20 GHz-Signal sowie die Tore 3 und 4 für das 30 GHz-Signal.

Insgesamt besitzt die Antenne eine Höhe von 0,5 mm und kann aufgrund der geringen Anzahl an Lagen in wenigen Prozessschritten hergestellt werden. Als Material wird *Megtron 6* verwendet.

Die simulierten S-Parameter dieser im Folgenden als Basis-Entwurf bezeichneten Antenne sind in Abb. 3.24 gezeigt. Es wird eine Bandbreite von 640 MHz im unteren und von 960 MHz im oberen Band erreicht. Die Isolation zwischen dem K- und dem Ka-Band (S_{13} , S_{14} beziehungsweise S_{23} , S_{24}) ist höher als 25 dB im 20 GHz-Nutzband. Allerdings beträgt die Isolation im 30 GHz-Band nur 12 dB. Grund dafür ist die parasitäre Mode bei 27 GHz. Diese wird, wie in Abb. 3.26(a) gezeigt, von allen vier Toren gleichermaßen angeregt und verringert somit die Isolation. Es erweist sich als schwierig, diese parasitäre Mode mit Hilfe von Veränderungen des Resonanzraumes oder der Kupferoberfläche zu beeinflussen, ohne eine der anderen gewollten Moden zu stören und damit die Performanz der Antenne zu verschlechtern.

Stattdessen wird zur Verbesserung der Isolation die in Abb. 3.25 dargestellte Filterstruktur mit den optimierten Werten aus Tabelle 3.5 hinzugefügt. Sie besteht aus zwei kurzgeschlossenen Stichleitungen, die mit den Speiseleitungen verbunden sind. Die Länge l der Stichleitungen ist so optimiert, dass das 30 GHz-Signal im unteren Band unterdrückt wird. Ihre Breite verjüngt sich von w_{\min} bis w_{\max} . Um zusätzliche Vias zu vermeiden, sind alle Stichleitungen direkt über dem Via-Zaun positioniert und das Kurzschluss-Via ist ebenfalls Teil des Zaunes. Für die Kompensation der durch das Filter verursachten Fehlanpassung, wird ein $\lambda/4$ Transformator der Breite w_1 zu den Einspeisungen des Patches hinzugefügt.

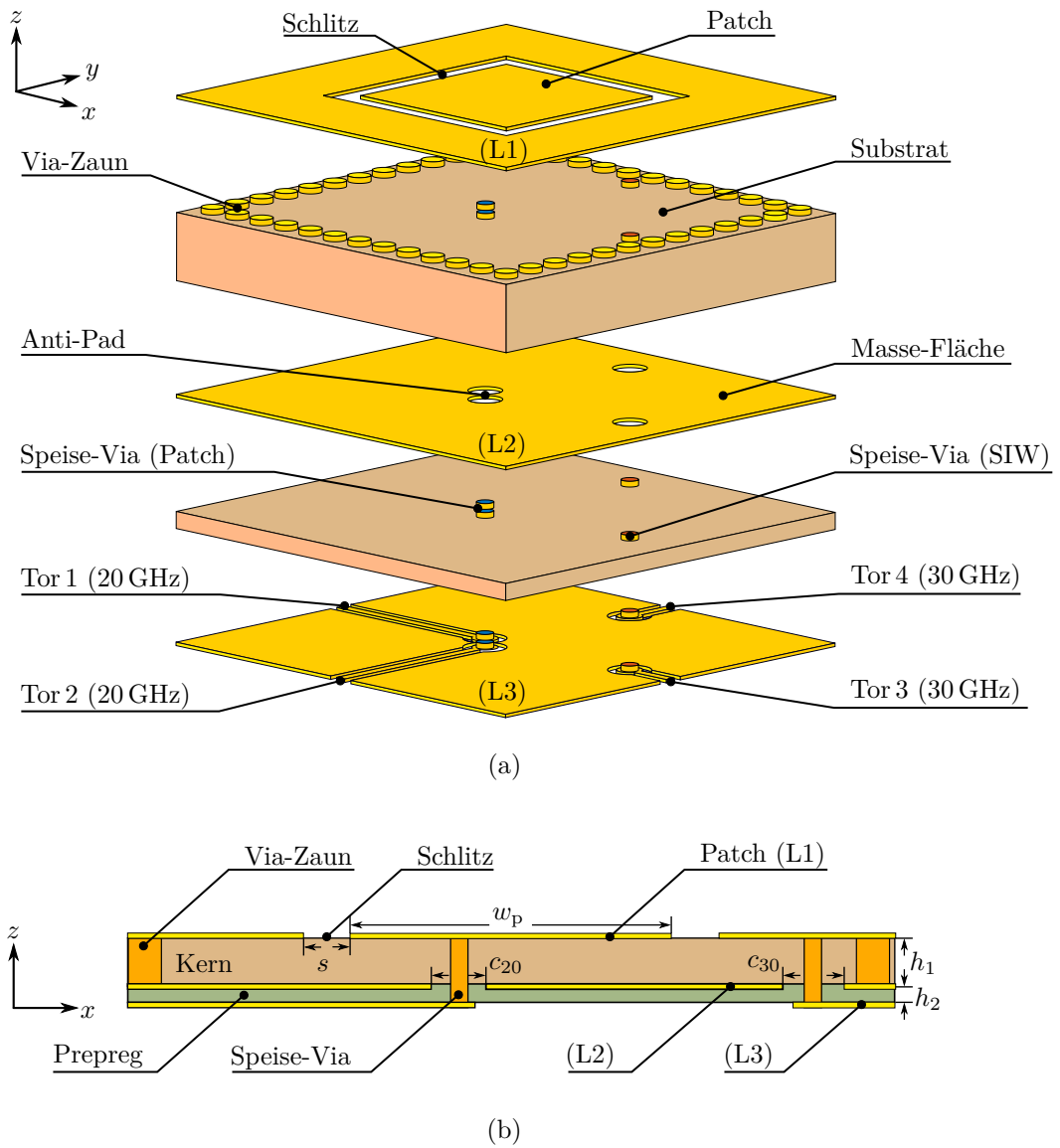


Abbildung 3.23: SIW-Schlitz-Antenne mit integrierter Patch-Antenne (a) als dreidimensionale Explosionszeichnung und (b) im Querschnitt.

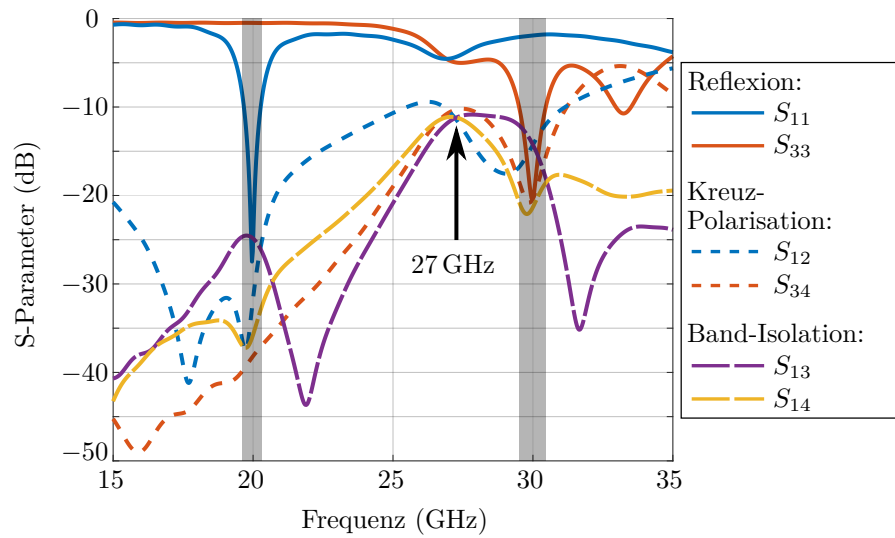


Abbildung 3.24: Simulierte Reflexions- und Transmissionskoeffizienten des Basis-Entwurfs für eine Polarisation. Bei 27 GHz ist der Einfluss der Mode erkennbar, welche die Isolation im 30 GHz-Band vermindert.

Tabelle 3.5: Abmessungen der Antenne mit der zusätzlich implementierten Filterstruktur in (mm).

Parameter	Wert	Parameter	Wert	Parameter	Wert
h_1	0,4	v_{20}	0,6	w_1	0,35
h_2	0,1	c_{20}	0,6	w_2	0,19
w_p	3,49	d_{Zaun}	0,3	l	3,2
s	0,45	p	0,4	w_{min}	0,2
w_{siw}	6,96	v_{30}	3,0	w_{max}	0,4
d_{Sp}	0,2	c_{30}	0,5		

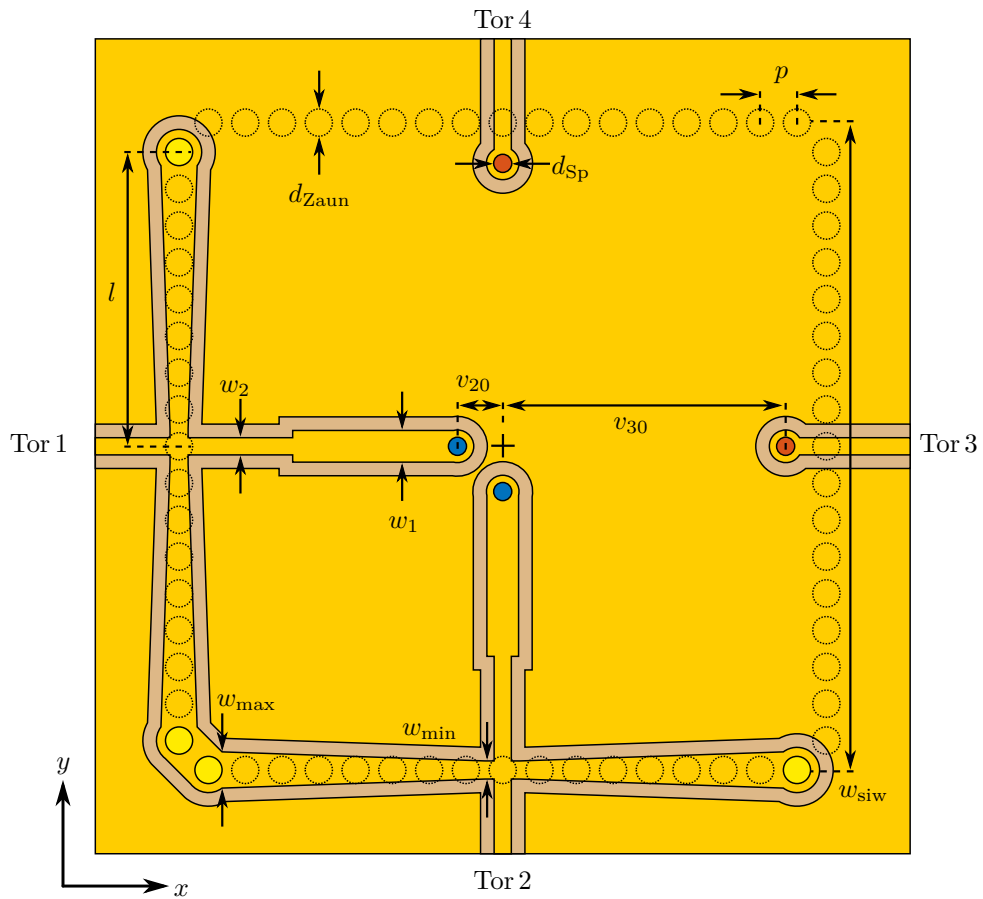


Abbildung 3.25: Speise-Lage mit implementierter Filterstruktur und angedeutetem Via-Zaun. Die 20 GHz-Speisungen sind blau und die 30 GHz-Speisungen rot markiert.

Das Filter entkoppelt die Patch-Einspeisungen von der parasitären Mode, wie in Abb. 3.26(b) gezeigt, und erhöht so die Isolation zwischen beiden Einspeisungen. Die simulierten S-Parameter der Antenne mit integriertem Filter sind in Abb. 3.27 dargestellt. Die Isolation wird um mehr als 30 dB im 30 GHz-Band verbessert und übersteigt jetzt 45 dB. Auf der anderen Seite sinkt die verfügbare Bandbreite auf 550 MHz im K-Band. Um die Simulationen zu verifizieren, wird ein Prototyp der erweiterten Antenne mit den in Tabelle 3.5 aufgeführten Parametern hergestellt.

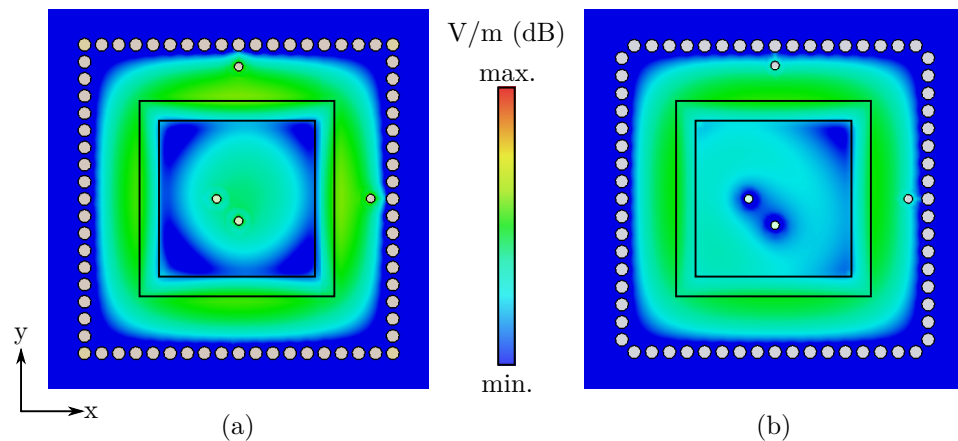


Abbildung 3.26: Betrag der E-Feld Verteilung bei 27 GHz (a) ohne und (b) mit implementierter Filterstruktur.

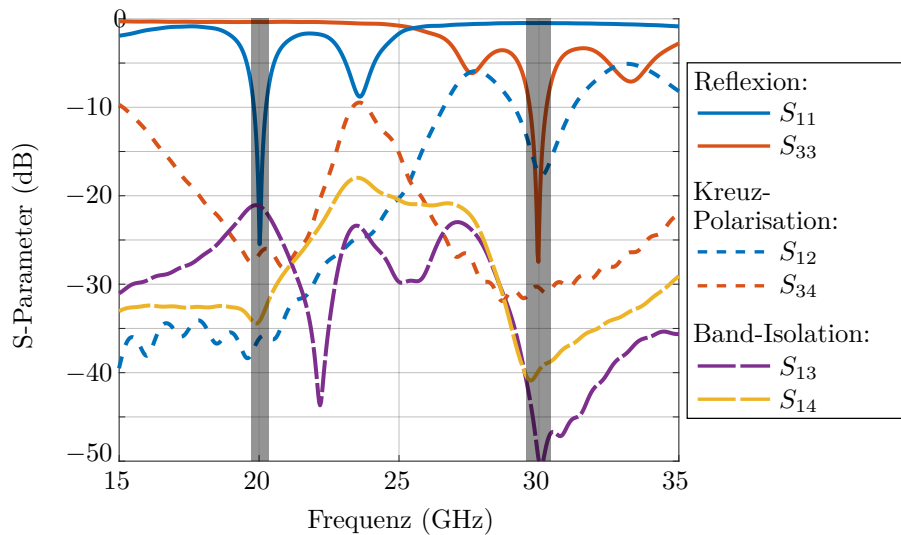


Abbildung 3.27: Simulierte S-Parameter der Antenne mit zusätzlicher Filterstruktur zur Verbesserung der Isolation.

Messung

Eine TRL-Kalibrierung wird an den in Abb. 3.28 gezeigten Referenzebenen durchgeführt. Die gemessenen und simulierten Reflexionskoeffizienten werden in Abb. 3.29 verglichen. Sie zeigen eine gute Übereinstimmung mit Ausnahme der Reflexion bei 24 GHz. Die Abweichung ist auf Fertigungstoleranzen zurückzuführen, da die Filterstruktur sehr empfindlich auf Änderungen der Abmessungen reagiert. Die Abweichungen haben jedoch nur eine geringe Auswirkung auf die Betriebsbänder. Die Antenne weist eine -10 dB-Reflexionsbandbreite von 550 MHz im unteren und von 750 MHz im oberen Frequenzbereich auf. Abb. 3.30 zeigt die Beträge der Übertragungskoeffizienten. Die Kreuzpolarisation wird durch S_{12} im 20 GHz- und durch S_{34} im 30 GHz-Band beschrieben. Sie ist kleiner als -35 beziehungsweise -30 dB. Die Isolation zwischen den Bändern ist für benachbarte ($S_{14} = S_{23}$) und gegenüberliegende Anschlüsse ($S_{13} = S_{24}$) unterschiedlich. Die gemessenen Werte stimmen mit den Simulationen überein. Die Isolation übersteigt 25 dB im unteren und 45 dB im oberen Band.

Abb. 3.31 zeigt die simulierten und gemessenen Strahlungsdiagramme bei beiden Mittenfrequenzen. Der gemessene Gewinn erreicht in Hauptstrahlrichtung im unteren und oberen Band ein Maximum von 6,2 beziehungsweise 7,4 dBi und liegt höher als 0 dBi bis zu 60° außerhalb der Achsrichtung. Die Messung zeigt einige Schwankungen in Abhängigkeit von der Strahlrichtung. Dies ist auf imperfekte Absorber in der als reflexionsfrei angenommenen Messkammer zurückzuführen.

Darüber hinaus weicht der gemessene Gewinn in Hauptstrahlrichtung aufgrund von Fertigungstoleranzen um 0,8 dB von der Simulation ab.

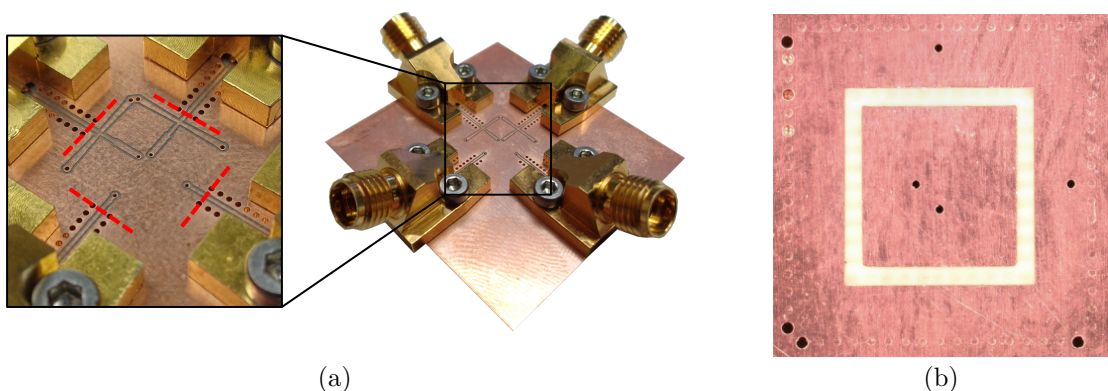


Abbildung 3.28: Gefertigter Prototyp. (a) Messaufbau mit rot markierten Bezugsebenen und (b) Kavität und Patch in Draufsicht.

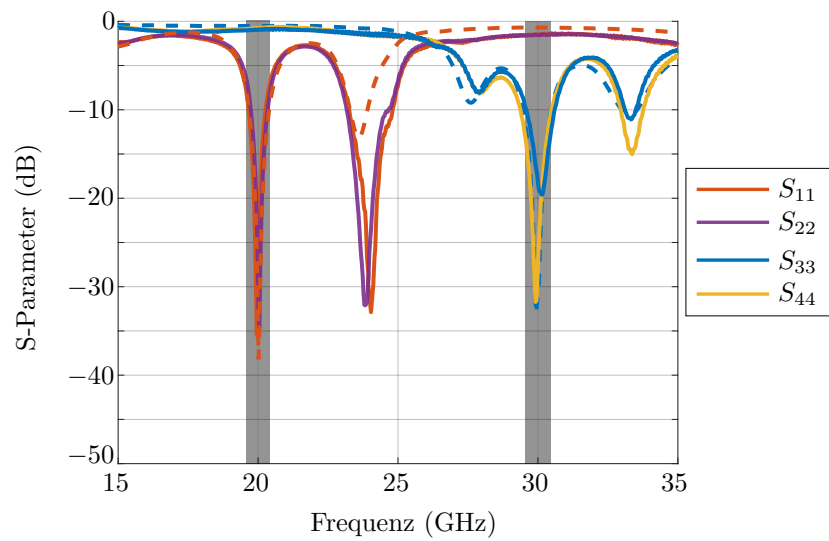


Abbildung 3.29: Simulierte (- -) und gemessene (-) Reflexionskoeffizienten des optimierten Prototyps an den Anschlüssen des K-Band Patches (S_{11} , S_{22}) und der Ka-Band Kavität (S_{33} , S_{44}).

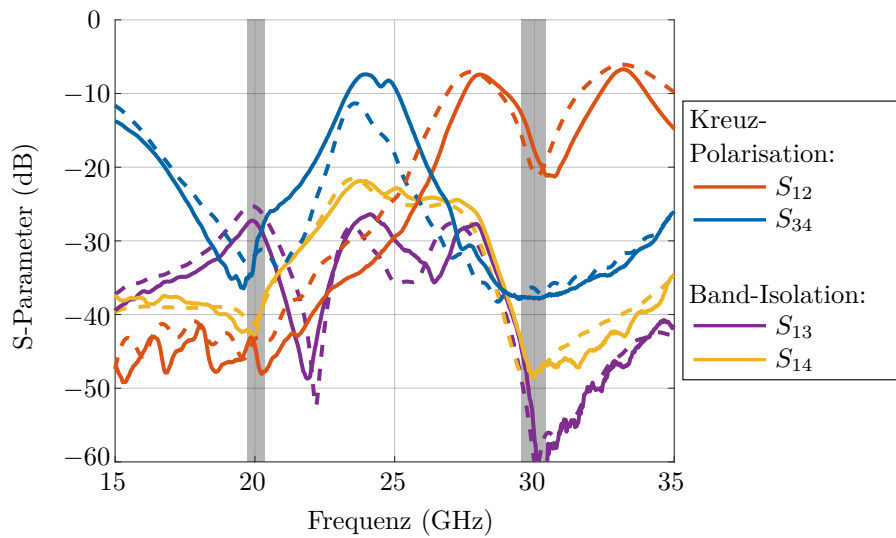


Abbildung 3.30: Simulierte (- -) und gemessene (-) Kreuzpolarisation im K- (S_{12}) und Ka-Band (S_{34}) sowie die Isolation zwischen den Bändern ($1/S_{13}$, $1/S_{14}$).

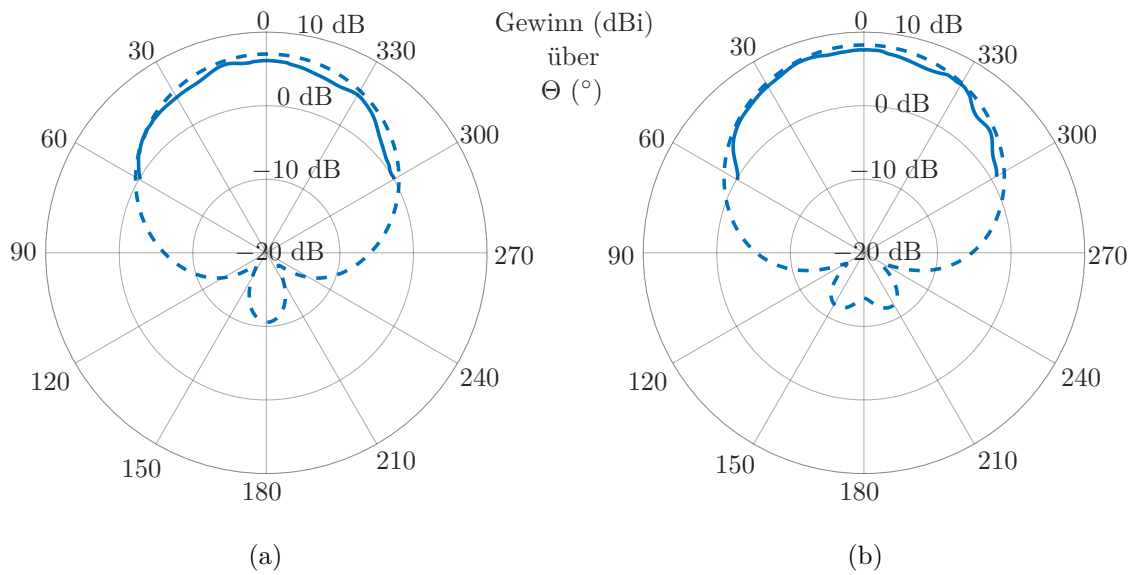


Abbildung 3.31: Gemessene (–) und simulierte (– –) Strahlungsdiagramme in der xy -Ebene bei (a) 20 GHz und (b) 30 GHz.

3.3 Vergleich und Fazit

In diesem Kapitel wurden drei verschiedene Antennenkonzepte vorgestellt, welche zwei Polarisierungen jeweils im K- und Ka-Band unterstützen. Im folgenden Abschnitt werden die beiden Ansätze miteinander verglichen und der geeignetere Ansatz für die Umsetzung eines Gruppenstrahlers bestimmt.

Tabelle 3.6 vergleicht die quantitativen Eigenschaften miteinander. Die Zweitor-Antenne (Abschnitt 3.1) besitzt die größten Bandbreiten bei gleichzeitig geringem Platzbedarf. Auf der anderen Seite ist insbesondere die Isolation im K-Band niedriger und es ist mit zusätzlichen Verlusten durch die Diplexer zu rechnen. Nachteilig ist zudem der komplexe Fertigungsprozess mit einer Aufbauhöhe von 1,75 mm, weswegen dieser Ansatz nicht weiterverfolgt wird.

Tabelle 3.6: Vergleich der gezeigten Ansätze bezüglich Bandbreite (BW), Gewinn (G), Isolation zwischen den Bändern (Isol.) und Kreuzpolarisation (XPol) im K- (1) und Ka- (2) Band sowie der benötigten Fläche (A).

Antenne	BW (GHz)		G (dBi)		Isol. (dB)		XPol (dB)		A (mm ²)
	K	Ka	K	Ka	K	Ka	K	Ka	
2-Tor	1	1,6	-	-	12	40	35	15	25
4-Tor (Patch)	0,6	1,25	6,5	4,5	15	25	20	25	25
4-Tor (SIW)	0,55	0,75	6,2	7,4	25	45	40	35	48,44

Der Ansatz mit den ineinander verschachtelten Resonatoren (Unterabschnitt 3.2.2) weist mit der Filter-Erweiterung die höchste Isolation sowohl innerhalb als auch zwischen den Bändern auf. Des Weiteren ist der Antennengewinn im Ka-Band mit 7,4 dBi vergleichsweise hoch und der Lagenaufbau mit nur drei Kupferlagen einfach. Allerdings sind die verfügbaren Bandbreiten geringer als bei den anderen Ansätzen und halten die erforderlichen 500 MHz nur knapp ein. Bei auftretenden Fertigungstoleranzen der Antennen innerhalb eines Gruppenstrahlers kann dies insbesondere im K-Band zu einer Nutzbandbreite von weniger als 500 MHz führen. Ein weiterer Nachteil ist, dass diese Antenne durch die Filterstruktur auf der Speiseseite zusätzlichen Platz beansprucht.

Der Ansatz mit den vertikal angeordneten Resonatoren in Form von Patches (Unterabschnitt 3.2.1) ist ein guter Kompromiss zwischen kompakter und einfach umzusetzender Fertigung und ausreichenden Werten hinsichtlich Bandbreite und Isolation. In den folgenden Kapiteln wird daher dieser Ansatz verwendet, um erst einen passiven Gruppenstrahler und im Anschluss einen aktiven Gruppenstrahler zu realisieren.

3.4 TX-Antenne

Um die Integration in eine einzige Apertur zu ermöglichen, werden für die reine TX-Antenne die gleichen Substrathöhen verwendet. Die Antenne besitzt einen aktiv gespeisten Patch auf der inneren Lage und einen parasitär gekoppelten Patch auf der äußeren Lage. Der parasitäre Patch bietet einen zusätzlichen Freiheitsgrad für die Optimierung der Anpassung und wird nicht zur Erweiterung der Bandbreite genutzt, da die Nutzbandbreite durch die Zweiband-Antenne begrenzt wird.

Beide Antennen werden, wie in Abb. 3.32 gezeigt, nebeneinander angeordnet. Um die gegenseitige Kopplung benachbarter Antennen zu reduzieren, wird ein Zaun aus Vias hinzugefügt [80]. Der Zaun ist l_{SB} beziehungsweise l_{DB} breit und hat im Falle der Zweiband-Antenne abgeschnittene Ecken, um auch diagonal in das Raster zu passen. Die hinzugekommenen Parameter sind in Tabelle 3.7 aufgelistet. Die simulierten S-Parameter sind in Abb. 3.33 gegeben. Die -10 dB-Reflexionsbandbreite beträgt 1,6 GHz und überdeckt die des Zweiband-Elementes. Die Isolation der Tore beträgt in dem Frequenzbereich mehr als 20 dB. Aufgrund des einfachen Aufbaus wird die TX-Antenne nicht gesondert hergestellt oder charakterisiert.

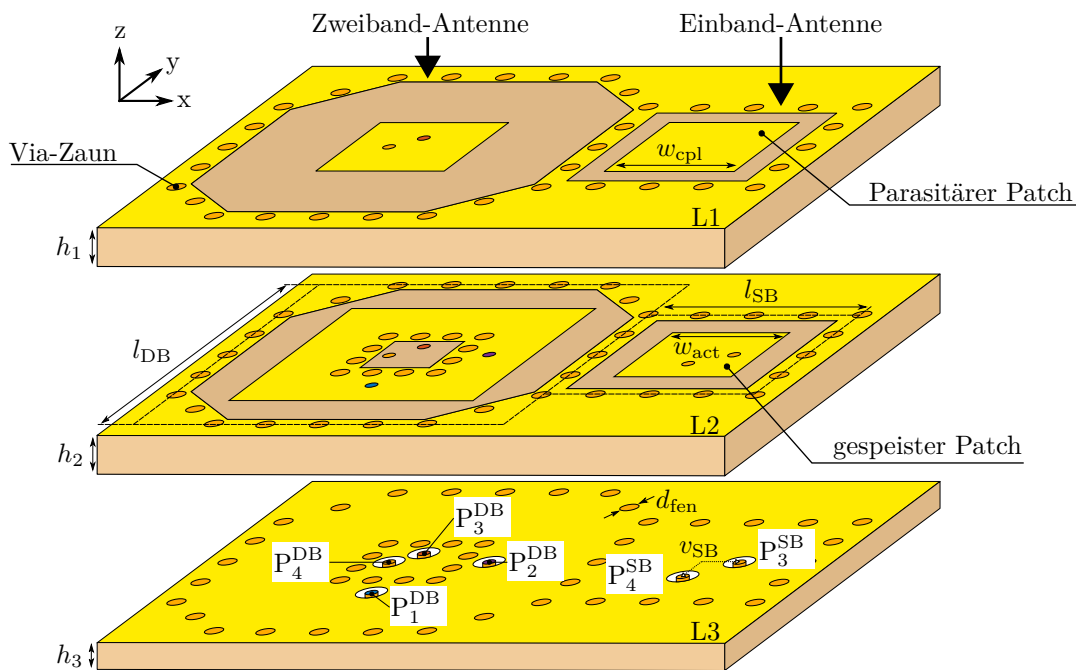


Abbildung 3.32: Schematische Darstellung von der Zwei- und Einband-Antenne (links) und der Einband-Antenne (rechts) und ihrer Anordnung im Gruppenstrahler. Die Lage für die Konnektoren beziehungsweise die Verteilung (L4) ist nicht gezeigt. Die Tore P_1 und P_2 bezeichnen die RX-Anschlüsse der Zwei- und Einband-Antenne. Die Anschlüsse P_3 und P_4 sind in beiden Fällen die TX-Anschlüsse.

Tabelle 3.7: Abmessungen der TX-Antenne und der Via-Zäune in (mm).

Parameter	Wert	Erläuterung
l_{DB}	6,4	Länge des Via-Zauns um die Zweiband-Antenne (DB)
l_{SB}	3,6	Länge des Via-Zauns um die Einband-Antenne (SB)
w_{cpl}	2,1	Breite des parasitär gekoppelten Patches (SB)
w_{act}	1,75	Breite des gespeisten Patches (SB)
v_{SB}	0,45	Abstand der Speise-Vias zum Mittelpunkt (SB)
d_{fen}	0,3	Durchmesser der Vias im Zaun
h_1, h_2	0,4	Höhe des Substrates unter Lage L1 und L2
h_3	0,1	Höhe des Substrates unter Lage L3

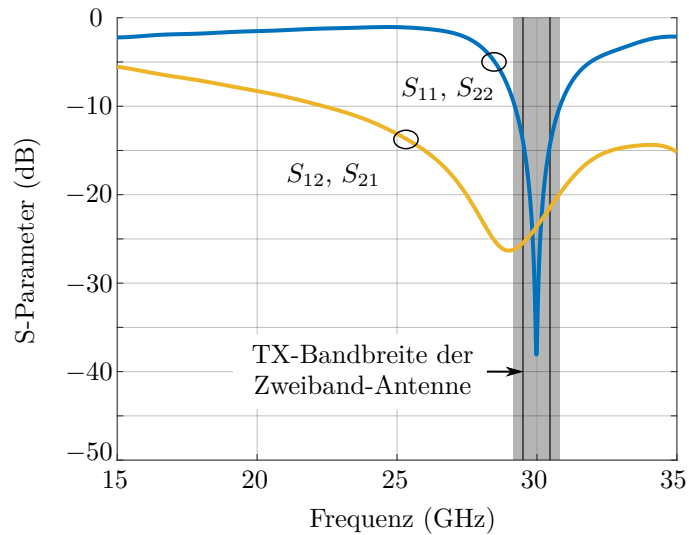


Abbildung 3.33: Simulierte S-Parameter der TX-Antenne.

Passiver Gruppenstrahler für RX/TX-Integration 4

Nachdem in dem vorigen Kapitel geeignete Antennen entwickelt wurden, erfolgt nun die Einbettung in einen Gruppenstrahler mit dem beschriebenen RX/TX-Integrations-Konzept. Dabei ist zu erwarten, dass sich die im Gruppenstrahler integrierten Antennen anders verhalten als im isolierten Zustand. Grund dafür ist die gegenseitige Kopplung. Um diese genauer zu untersuchen, wird in diesem Kapitel ein passiver Gruppenstrahler realisiert [81]. Im Gegensatz zum aktiven phasengesteuerten Gruppenstrahler wird dabei auf die Amplituden- und Phasensteuerung verzichtet. Entsprechend sind auch kein Verteilnetzwerk und Kühlsystem erforderlich.

Bei dem passiven Gruppenstrahler werden die hochfrequenten (HF) Signale im K- und Ka-Band direkt an den Antennenanschlüssen gemessen, welche in einem aktiv betriebenen System in der Regel nicht direkt zugänglich sind. Dabei verläuft die Messung an den Anschlüssen jeder Antenne sequenziell, während die anderen Antennen reflexionsfrei abgeschlossen sind. Die gemessenen S-Parameter und Strahlungscharakteristiken werden anschließend verwendet, um das Verhalten eines simultan gespeisten Gruppenstrahlers zu berechnen. Mit diesen Erkenntnissen kann eingeschätzt werden, ob sich der Antennenentwurf für die Umsetzung eines aktiven Gruppenstrahlers eignet.

4.1 Gegenseitige Kopplung der Antennen

Die gegenseitige Kopplung in Gruppenstrahlern beschreibt den Energieaustausch zwischen den Antennen und verändert deren Charakteristiken. Dies ist für den Sendefall in Abb. 4.1 schematisch anhand eines linearen Gruppenstrahlers mit drei Einzelstrahlern dargestellt. In Abb. 4.1(a) wird die Antenne im isolierten Zustand betrachtet, wie zum Beispiel im vorigen Kapitel.

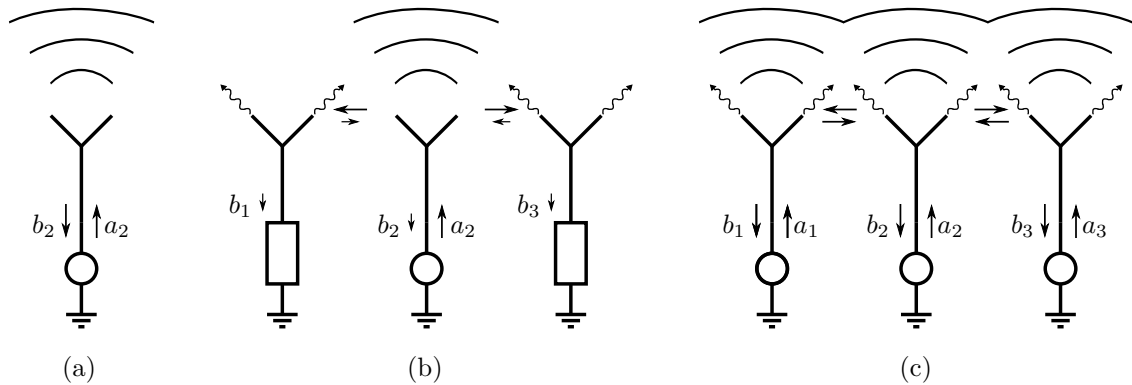


Abbildung 4.1: Einfluss der gegenseitigen Kopplung auf die Eingangsimpedanz und die Strahlungscharakteristik einer Antenne im (a) isolierten Fall, (b) passiven Gruppenstrahler und (c) simultan betriebenen aktiven Gruppenstrahler mit den Wellengrößen a_i , b_i .

Der nächste Schritt ist die Charakterisierung einer in einen Gruppenstrahler eingebetteten Antennen. Wie in Abb. 4.1(b) vereinfacht dargestellt, wird dafür die mittlere Antenne angeregt, während alle anderen Antennen reflexionsfrei abgeschlossen sind. Dieser Zustand wird als passiv bezeichnet, da nicht der gesamte Gruppenstrahler simultan betrieben wird und keine aktiven Bauteile für den Aufbau erforderlich sind.

Durch die gegenseitige Kopplung führt die eingespeiste Leistung a_2 dazu, dass ein Teil der abgestrahlten Leistung von den benachbarten Antennen aufgenommen wird und dort eine Leistung b_1 beziehungsweise b_3 induziert, die im Widerstand umgesetzt wird. Ein anderer Teil der Energie wird reflektiert und führt zu weiteren sich überlagernden Feldern. Die in diesem Fall gemessene passive Eingangsimpedanz unterscheidet sich nur geringfügig von der Eingangsimpedanz der Antenne im isolierten Zustand, während sich die Strahlungscharakteristik durch die zusätzlichen Felder verändert [14, Kap. 8.7.1].

Anders ist es in dem in Abb. 4.1(c) dargestellten Fall, bei dem alle Antennen simultan angeregt werden. Dies entspricht dem in Kapitel 5 beschriebenen aktiven Gruppenstrahler. Die abgestrahlten Felder und induzierten Ströme aller gekoppelten Antennen überlagern sich in Abhängigkeit der angeregten Phase. Diese ist in einem phasengesteuerten Gruppenstrahler unterschiedlich für die verschiedenen Schwenkrichtungen θ_S und Φ_S . Entsprechend sind auch die aktiven Eingangsimpedanzen beziehungsweise die aktiven Reflexionsfaktoren vom Schwenkwinkel anhängig. Im Gegensatz dazu verändert sich die Strahlungscharakteristik der mittleren Antenne im Vergleich zum passiven Fall nicht, auch wenn sie nicht mehr direkt messbar ist. Sie tritt nur überlagert mit

den Feldern aller Antennen auf. Daraus ergibt sich, dass neben dem aktiven Reflexionsfaktor auch die Strahlungscharakteristik eines aktiv betriebenen Gruppenstrahlers aus den Messergebnissen des passiven Aufbaus berechnet werden kann [82, 83].

4.2 Oberflächenwellen

Eine Besonderheit von Antennen und Gruppenstrahlern auf dielektrischen Substraten ist das Auftreten von sogenannten Oberflächenwellen (engl. *surface waves*). Diese klingen in z -Richtung exponentiell ab und wandern stattdessen in x - beziehungsweise y -Richtung entlang des Substrates. Auf diese Weise tragen sie nicht zur beabsichtigten Abstrahlung bei und erhöhen stattdessen die gegenseitige Kopplung zwischen den Antennen. Dadurch verschlechtert sich insbesondere die RX-Performanz im Vollduplex-Betrieb, da sich das Rauschen des TX-Pfades verstärkt auf den RX-Pfad auswirkt. Erreichen die Oberflächenwellen den Rand des Substrates, entsteht außerdem eine parasitäre Abstrahlung in den freien Raum, die das Strahlungsdiagramm zusätzlich negativ beeinflussen kann [84, Kap. 6].

Die Oberflächenwellen entstehen, wenn ein Teil der in die Patches gespeisten Leistung in die Oberflächenwellen koppelt. Der Anteil ist von dem Elementabstand (d_x), dem verwendeten Substratmaterial (ϵ_r), der Substrathöhe (h_{sub}) und den eingestellten Schwenkwinkeln (θ_S, Φ_S) anhängig. Insbesondere für Gruppenstrahler mit einer gemeinsamen RX/TX-Apertur können Oberflächenwellen eine Herausforderung darstellen, da häufig große Substrathöhen verwendet werden, was das Auftreten der Oberflächenwellen begünstigt [85]. Ein vereinfachter Lagenaufbau eines Gruppenstrahlers aus Patch-Antennen mit einer Substratlage über einer Massefläche ist in Abb. 4.2 gezeigt.

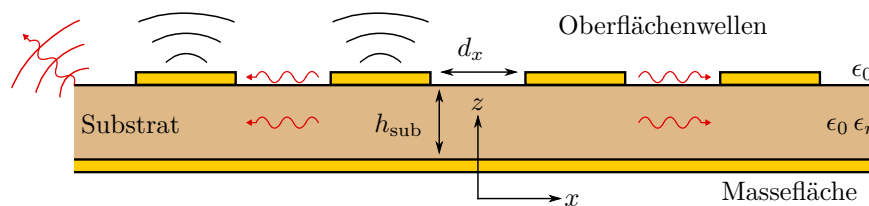


Abbildung 4.2: Vereinfachte Darstellung eines Gruppenstrahlers aus Patch-Antennen. Die gewünschte Abstrahlung ist in Schwarz, die parasitäre Abstrahlung aufgrund der Oberflächenwellen in Rot angedeutet.

Im extremen Fall kann es für bestimmte Schwenkwinkel zur vollständigen Auslöschung der gewünschten Abstrahlung kommen [86]. Das Strahlungsdiagramm weist entsprechend eine Nullstelle auf. Gleichzeitig steigt der Eingangsreflexionsfaktor an. Dieses Phänomen wird als Abtastblindheit (engl. *scan blindness*) bezeichnet und tritt auf, wenn die Ausbreitungskonstante β_{GS} der vom Gruppenstrahler abgestrahlten Welle der Ausbreitungskonstante β_{SW} der Oberflächenwellen entspricht. Um den Einfluss der Oberflächenwellen gering zu halten und Abtastblindheit im gewünschten Schwenkbereich auszuschließen, werden im Folgenden die entsprechenden Parameter und ihr Einfluss untersucht.

Abb. 4.3 zeigt die Ausbreitungskonstante der Oberflächenwellen für das Substrat *Megtron 6* für verschiedene Substrathöhen, normiert auf die Freiraumwellenzahl k_0 . Der Verlauf ergibt sich aus den numerischen Lösungen der in [87, Kap. 3.6] beschriebenen transzendenten Gleichungen. Vor allem die TM_0 -Mode ist von Bedeutung, da diese bei jeglicher Substrathöhe h_{sub} angeregt werden kann. Moden höherer Ordnung treten erst ab bestimmten Substrathöhen auf. Die als nächstes auftretende Mode ist die TE_1 -Mode bei einer Substrathöhe von $0,15/\lambda$, was bei 30 GHz einer Höhe von 1,5 mm entspricht.

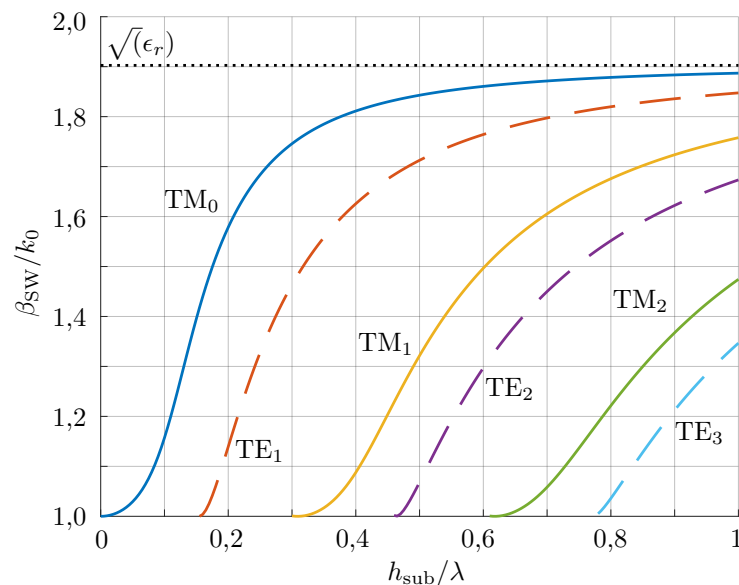


Abbildung 4.3: Ausbreitungskonstante β_{SW} von Oberflächenwellen für die ersten drei TM_n -Moden ($n=0,1,2$) (—) und TE_m -Moden ($m=1,2,3$) (- -) im Substrat (*Megtron 6*, $\epsilon_r = 3,62$) für verschiedene Substrathöhen.

Mit der in [86] gegebenen Definition der Ausbreitungskonstante des Gruppenstrahlers lässt sich für periodische Gruppenstrahler auf rechteckigem Gitter vereinfacht der Schwenkwinkel berechnen, bei dem $\beta_{\text{GS}} = \beta_{\text{SW}}$ gilt und somit Abtastblindheit auftritt. Abb. 4.4 zeigt diesen berechneten Winkel in Abhängigkeit der Substrathöhe.

Um Abtastblindheit von vornherein zu vermeiden, wird für den Gruppenstrahler ein Elementabstand von der halben Freiraumwellenlänge gewählt und eine Substrathöhe von 1 mm nicht überschritten. Damit können Schwenkwinkel bis zu 60° realisiert werden. Dies ist ausreichend, da die Strahlungscharakteristik der Antennenelemente für größere Winkel einen niedrigen Gewinn aufweist und damit den realisierbaren Schwenkbereich begrenzt.

Alternativ können Maßnahmen zur Unterdrückung von Oberflächenwellen ergriffen werden. Das kann durch das Einfügen von Substratkernen mit geringerer Permittivität oder Kurzschluss-Vias in die Antennengeometrie [88], zusätzlichen Metall-Streifen, verlustbehafteten Beschichtungen [89] oder resonanten Strukturen [90, 91] erfolgen.

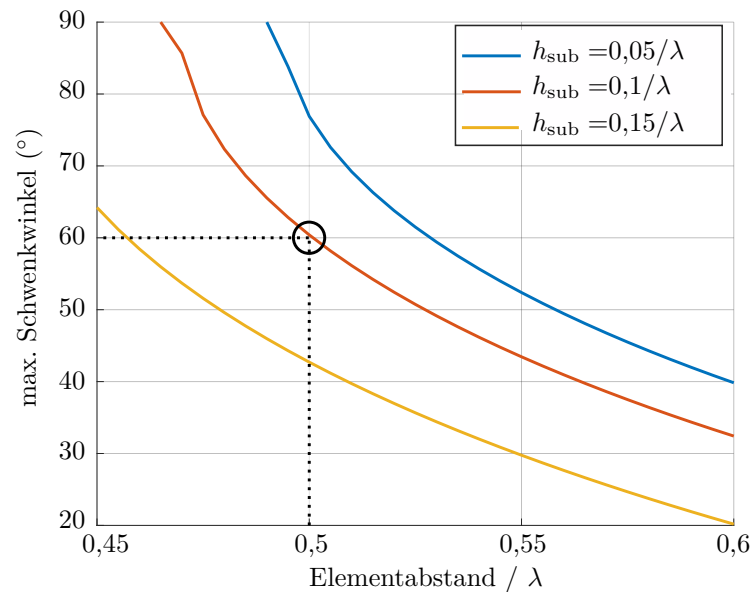


Abbildung 4.4: Schwenkwinkel in Abhängigkeit der Substrathöhe für *Megtron 6* ($\epsilon_r = 3,62$), bei dem Abtastblindheit auftritt. Der Kreis markiert den gewählten Elementabstand und die maximale Substrathöhe.

4.3 Untersuchte Antennen und Herstellung

Für die Messung der S-Parameter und Strahlungscharakteristiken der beiden Antennentypen werden zwei passive 5×5 Gruppenstrahler verwendet. Ein Aufbau dient zur Charakterisierung der RX/TX-Antenne und der andere zu der der TX-Antenne. Die entsprechende Antenne befindet sich jeweils im Zentrum des Gruppenstrahlers. Dabei werden nur die Transmissionkoeffizienten zwischen der mittleren Antenne und den direkt angrenzenden Antennen ermittelt. Die gegenseitige Kopplung mit weiter entfernten Antennen ist geringer und hat einen vernachlässigbaren Einfluss [92]. Die äußeren Antennen sind mit oberflächenmontierten (engl. *surface mount devices*, SMD) Widerständen abgeschlossen und dienen zur Reduktion der Randeffekte.

Aufgrund des geringen Elementabstands und des daraus resultierenden Platzmangels können nicht alle Tore mit Konnektoren verbunden werden. Um die Anzahl der notwendigen Konnektoren zu reduzieren, werden die in Abb. 4.5 gezeigten Symmetrieebenen ausgenutzt. Dadurch ist es ausreichend, eine angrenzende Einband-Antenne, sowie die RX- und TX-Tore einer angrenzenden Zweiband-Antenne zu berücksichtigen. Zusätzlich werden nur bei der zentrierten Antenne beide Polarisationen gemessen, bei den umliegenden Antennen lediglich die VP-Anschlüsse. Entsprechend werden nur die in Abb. 4.5 farblich hervorgehobenen Antennen mit Konnektoren verbunden. Alle übrigen Anschlüsse sind mit SMD-Widerständen abgeschlossen.

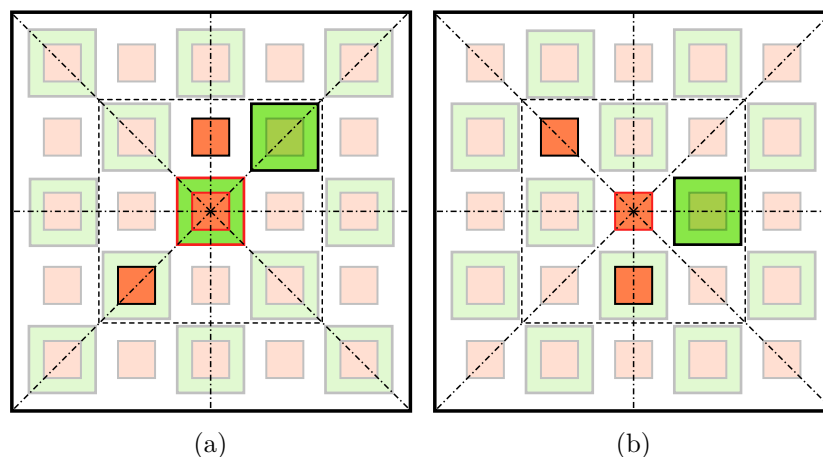


Abbildung 4.5: Schematische Darstellung der Gruppenstrahler zur Charakterisierung (a) der Zweiband- und (b) der Einband-Antenne mit eingezeichneten Symmetrieebenen. Die farblich hervorgehobenen Antennen sind mit Anschlüssen versehen.

Die Auswirkung der Lage der Tore wird vernachlässigt. Simulationen zeigen, dass die Ausrichtungen der Antennen und die damit verbundenen Positionen der Tore nur einen geringfügigen Einfluss auf die gegenseitige Kopplung haben. Zudem werden für die Messungen jene Tore verwendet, die eine geringe Distanz zueinander besitzen und damit eine höhere gegenseitige Kopplung aufweisen.

Die gefertigten und bestückten Gruppenstrahler sind in Abb. 4.6 gezeigt. Sie bestehen aus den in Abb. 3.32 gezeigten Antennenlagen und einer vierten Lage für die Konnektoren und Widerstände. Für die Zweiband-Antenne sind die Tore mit P_1 und P_2

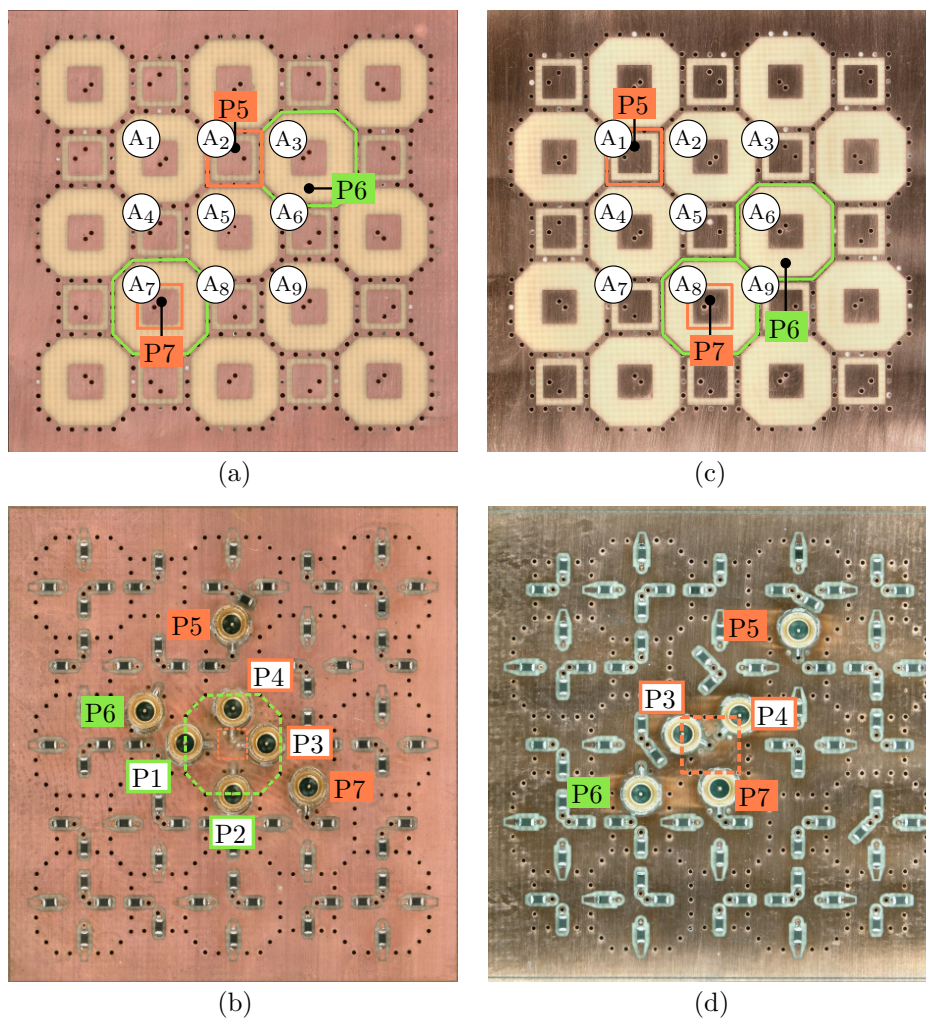


Abbildung 4.6: Ansicht (oben) der Antennenlage und (unten) der Lage mit den Konnektoren und Widerständen des hergestellten Gruppenstrahlers mit der Bezeichnung der Antennen und Tore zur Charakterisierung (a)-(b) der Zweiband- und (c)-(d) der Einband-Antenne.

für das K-Band und mit P_3 und P_4 für das Ka-Band bezeichnet. Die Einband-Antenne besitzt nur die Tore P_3 und P_4 für das Ka-Band. Darüber hinaus sind ein Tor einer benachbarten Einband-Antenne (P_5) sowie ein RX-Tor (P_6) und ein TX-Tor (P_7) einer benachbarten Zweiband-Antenne mit Konnektoren verbunden. Mit diesen Aufbauten lassen sich alle erforderlichen S-Parameter ermitteln. Eine Übersicht darüber, welche S-Parameter gemessen werden und welche sich aus der Symmetrie ergeben, befindet sich im Anhang A.

4.4 Messung

Die Messungen der S-Parameter und der Strahlungscharakteristiken werden in der Antennenmesskammer durchgeführt. Die Konnektoren werden über Verbindungskabel entweder mit dem Vektor-Netzwerkanalysator (VNA) verbunden oder reflexionsfrei abgeschlossen. Eine Kalibrierung mit vier Standards (engl. *thru, open, short, match*, TOSM) verschiebt die Reflexionsebene in die in Abb. 4.7 dargestellte Ebene der Verbindungskabel.

Zusätzlich wird durch die Betrachtung des entsprechenden Zeitfensters (engl. *time gating*) der Einfluss der Verbindungskabel eliminiert [93]. Dafür werden die S-Parameter aus dem Frequenzbereich in den Zeitbereich umgewandelt, um die Impul-

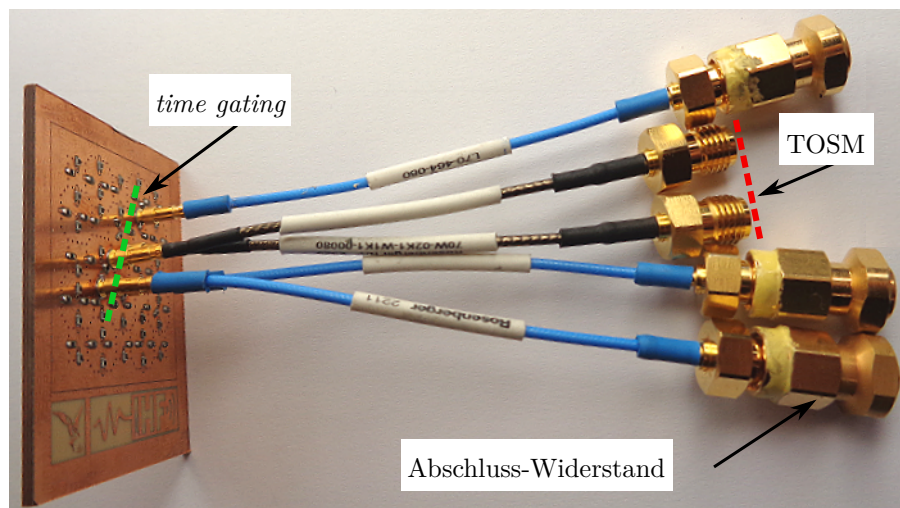


Abbildung 4.7: Messaufbau mit der rot markierten Referenzebene für die TOSM-Kalibrierung und der grün gekennzeichneten Ebene für die zeitliche Kalibrierung.

santwort zu erhalten. Von der Impulsantwort wird dann der Zeitbereich ausgeblendet, der die von den Verbindungskabeln und Konnektoren verursachten Reflexionen beinhaltet. Die reduzierte Impulsantwort wird wieder zurück in den Frequenzbereich transformiert, um die von den parasitären Reflexionen befreiten S-Parameter des Gruppenstrahlers zu erhalten.

Die gemessenen und simulierten Ergebnisse der Zweiband-Antenne werden in Abb. 4.8 miteinander verglichen. Die Reflexionskoeffizienten zeigen eine gute Übereinstimmung mit der Simulation. Die -10 dB-Reflexionsbandbreite erreicht $0,7$ GHz im unteren Band und $1,5$ GHz im oberen Band. Bei den Transmissionskoeffizienten treten geringe Abweichungen zwischen Messung und Simulation auf, welche auf geringere Leistungspegel, Fertigungstoleranzen und den Einfluss der Steckverbinder und Verbindungskabel zurückzuführen sind.

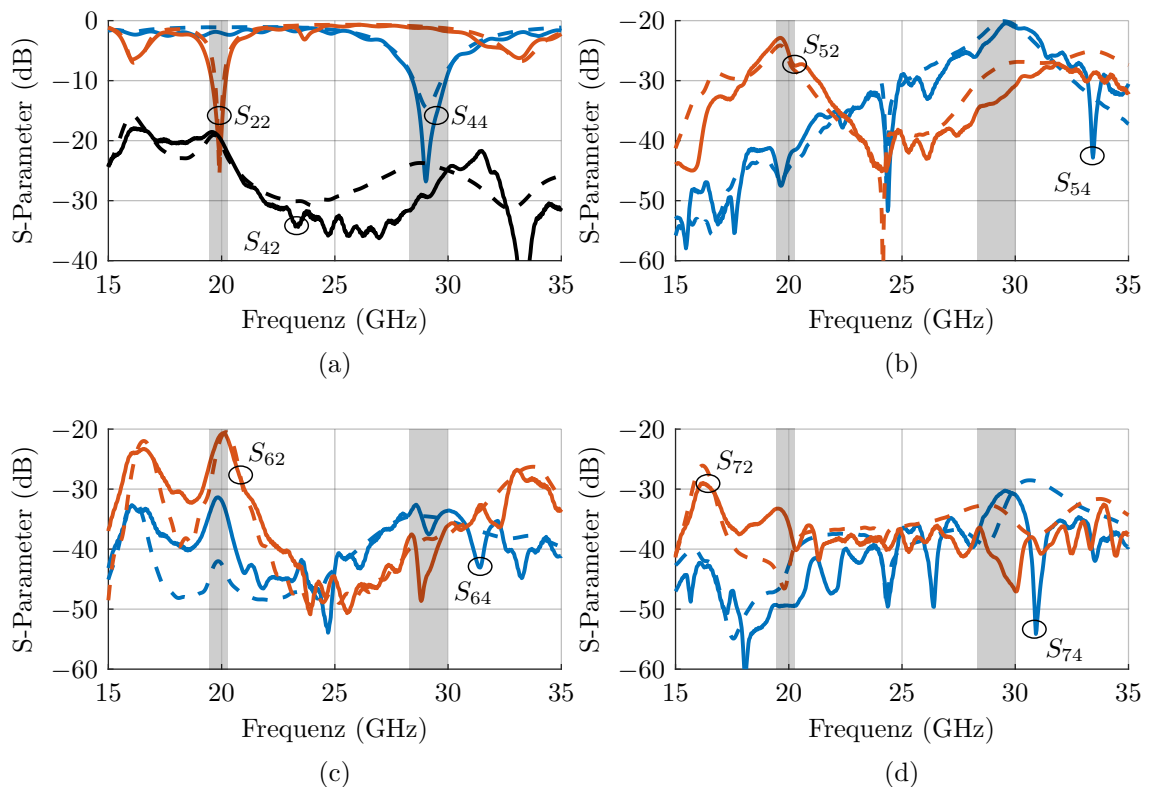


Abbildung 4.8: Simulierte (---) und gemessene (—) Reflexions- und Transmissionskoeffizienten des Zweiband-Prototyps von der zentrierten Antenne im Bezug auf (a) die zentrierte Antenne selbst, (b) die benachbarte Einband-Antenne und (c) das RX-Tor beziehungsweise (d) das TX-Tor der diagonal benachbarten Zweiband-Antenne.

Die Beobachtungen der gemessenen Transmissionskoeffizienten lassen sich wie folgt zusammenfassen:

- die Isolation zwischen dem RX- und dem TX-Tor einer Zweiband-Antenne (S_{42}) ist mit minimal 19,5 dB am niedrigsten,
- die Isolation zwischen den RX-Toren von benachbarten Zweiband-Antennen (S_{62}) beträgt mindestens 20 dB,
- die Isolation zwischen dem TX-Tor einer Zweiband-Antenne und einer benachbarten TX-Antenne (S_{54}) beträgt ebenfalls mindestens 20 dB,
- die Isolation zwischen dem RX-Tor einer Zweiband-Antenne und einer benachbarten TX-Antenne (S_{52}) beträgt 23 dB im K-Band und 29 dB im Ka-Band,
- die Kreuzkopplung und alle anderen nicht gezeigten Transmissionskoeffizienten betragen im gesamten Messbereich weniger als -30 dB.

Abb. 4.9 vergleicht die gemessenen und die simulierten Ergebnisse für die Einband-Antenne. Diese zeigen ebenfalls eine gute Übereinstimmung. Die -10 dB-Reflexionsbandbreite beträgt 1,6 GHz und reicht von 28,6 bis 30,2 GHz. Sie deckt somit den gesamten Frequenzbereich der RX/TX-Antenne ab. Die Messergebnisse der Transmissions- und Reflexionskoeffizienten lassen sich wie folgt zusammenfassen:

- die Isolation zwischen einer Einband-Antenne und dem RX-Tor einer benachbarten Zweiband-Antenne (S_{64}) beträgt mindestens 22 dB im K-Band und 30 dB im Ka-Band,
- die Isolation zwischen einer Einband-Antenne und dem TX-Tor einer benachbarten Zweiband-Antenne (S_{74}) beträgt mehr als 35 dB im K-Band und 22,5 dB im Ka-Band,
- die Isolation zwischen diagonal benachbarten Einband-Antennen beträgt mindestens 30 dB,
- die Kreuzkopplung und alle anderen nicht gezeigten Transmissionskoeffizienten betragen im gesamten Messbereich weniger als -30 dB.

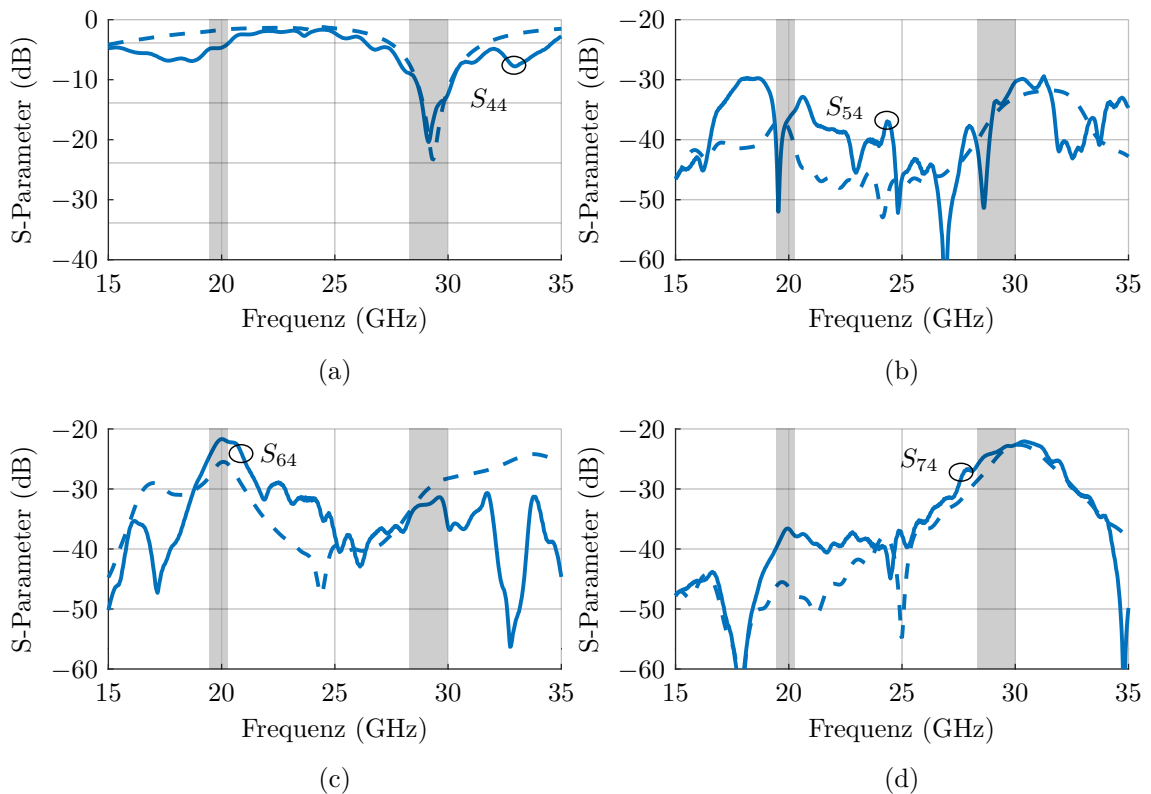


Abbildung 4.9: Simulierte (- -) und gemessene (-) Reflexions- und Transmissionskoeffizienten des Einband-Prototyps von der zentrierten TX-Antenne im Bezug auf (a) die zentrierte Antenne selbst, (b) die diagonal benachbarte TX-Antenne und (c) das RX-Tor beziehungsweise (d) das TX-Tor der horizontal und vertikal benachbarten Zweiband-Antennen.

Abb. 4.10 zeigt die gemessenen und simulierten Strahlungsdiagramme der Zweiband-Antenne bei beiden Mittenfrequenzen, wenn alle anderen Antennen reflexionsfrei abgeschlossen sind. Die Ko-Polarisation ist in Blau dargestellt, die Kreuzpolarisation in Rot. Mit Ausnahme von Abweichungen bei großen Winkeln stimmen die Messungen gut mit der Simulation überein. Der gemessene Gewinn in Hauptrichtung weicht von dem simulierten um etwa 1 dB ab und erreicht 4,2 dBi (TX) und 4,5 dBi (RX). Die gemessene Kreuzpolarisation ist mindestens 21 dB (TX) und 18 dB (RX) niedriger.

Die Strahlungsdiagramme der Einband-Antenne in der xz - und yz -Ebene sind in Abb. 4.11 dargestellt. Beide weisen eine hohe Symmetrie und einen Gewinn von 4,4 dBi in Hauptrichtung auf. Die Kreuzpolarisation ist für alle Winkel um mindestens 20 dB niedriger.

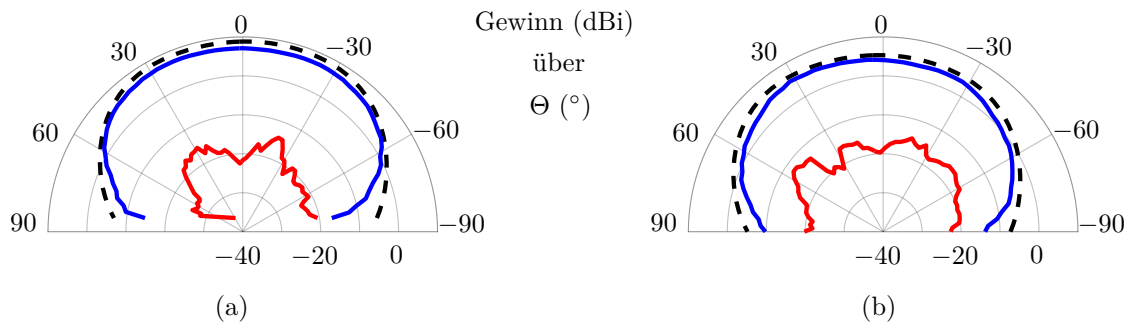


Abbildung 4.10: Gemessene (–) und simulierte (– –) Strahlungsdiagramme der in den Gruppenstrahler integrierten Zwei-band-Antenne für VP sowie die Kreuzpolarisation (rot) in der xz -Ebene für (a) TX und (b) RX.

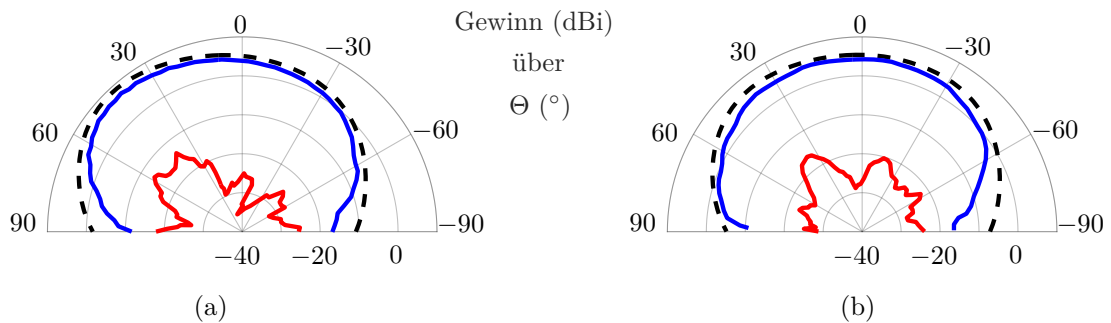


Abbildung 4.11: Gemessene (–) und simulierte (– –) Strahlungsdiagramme der in den Gruppenstrahler integrierten Einband-Antenne für VP sowie die Kreuzpolarisation (rot) in der (a) xz -Ebene und (b) yz -Ebene.

Die Messergebnisse decken sich insgesamt gut mit den Ergebnissen aus der Simulation und die S-Parameter weisen auf eine gegenseitige Kopplung hin, wie sie auch bei vergleichbaren passiven Gruppenstrahlern auftritt [39, 47].

4.5 Berechnung des aktiven Verhaltens

Bei der Charakterisierung von passiven Gruppenstrahlern werden herkömmliche S-Parameter S_{mn} gemessen, indem jeweils ein Tor sequenziell angeregt wird ($a_n \neq 0$) während die anderen reflexionsfrei abgeschlossen sind ($a_k = 0$ für $\forall k \in \mathbb{N}, k \neq n$).

Entsprechend folgt für die Transmissionskoeffizienten von Antenne n zu m

$$S_{mn} = \frac{b_m}{a_n} \Big|_{a_k=0, k \neq n}. \quad (4.1)$$

Für einen simultan angeregten Gruppenstrahler verändern sich die Reflexionsfaktoren S_{mm} und die Strahlungscharakteristiken in Abhängigkeit der gegenseitigen Kopplung zwischen den Antennen. Die gezeigten Messergebnisse werden im Folgenden verwendet, um das Verhalten eines entsprechend simultan angeregten aktiven Gruppenstrahlers zu berechnen.

Aktiver Reflexionskoeffizient

Der aktive Reflexionskoeffizient Γ_m^a der m -ten Antenne eines eindimensionalen Gruppenstrahlers mit M Antennen, welcher mit uniformer Amplitude angeregt wird, berechnet sich in Hauptstrahlrichtung zu [84]

$$\Gamma_m^a = \sum_{i=1}^M S_{mi}. \quad (4.2)$$

Für die Anregung mit unterschiedlichen Amplituden a_i erweitert sich der Ausdruck zu [94]

$$\Gamma_m^a = \frac{1}{a_m} \sum_{i=1}^M S_{mi} \cdot a_i. \quad (4.3)$$

Werden die Antennenelemente für das Schwenken der Hauptkeule lediglich mit Phasenversätzen betrieben, müssen die Parameter ortsabhängig und phasengewichtet überlagert werden. Für einen linearen Gruppenstrahler lässt sich der aktive Reflexionskoeffizient in Abhängigkeit des Schwenkwinkels θ_S mit

$$\Gamma_m^a(\theta_S) = e^{j k m d \sin(\theta_S)} \cdot \sum_{i=1}^M S_{mi} e^{-j k i d \sin(\theta_S)} \quad (4.4)$$

beschreiben [82]. Dabei sind k die Wellenzahl und d der Abstand zwischen den Antennen. Für einen planaren Gruppenstrahler mit der in Abb. 2.1 gezeigten Anordnung wird die Formel erweitert, um auch das Schwenken in y -Richtung um den Winkel ϕ_S

beschreiben zu können:

$$\Gamma_m^a(\theta_S, \phi_S) = e^{j m (d_x \sin(\theta_S) + d_y \sin(\phi_S))} \cdot \sum_{i=1}^{M \cdot N} S_{mi} e^{-j k i (d_x \sin(\theta_S) + d_y \sin(\phi_S))}. \quad (4.5)$$

Die mit dem aktiven Reflexionskoeffizienten beschriebene Fehlanpassung führt zu einer Reduzierung des realisierten Gewinns, welche sich mit der Formel [95]

$$G_{\text{red}}(\theta_S, \Phi_S) = 1 - |\Gamma^a(\theta_S, \Phi_S)|^2 \quad (4.6)$$

berechnen lässt.

Die Simulations- und Messergebnisse ergeben für den gezeigten Versuchsaufbau einen maximalen aktiven Reflexionskoeffizienten von -8 dB im Bereich $|\theta_S| < 60^\circ$ sowohl für die Zweiband- als auch für die Einband-Antenne. Dies führt zu einer Reduktion des Gewinns von maximal 1 dB im Schwenkbereich.

Aktive Strahlungscharakteristik

Unter Vernachlässigung der gegenseitigen Kopplung ergibt sich nach (2.9) die Strahlungscharakteristik eines simultan angeregten Gruppenstrahlers aus der Multiplikation des Gruppenfaktors mit der Strahlungscharakteristik der Einzelantennen. Um die gegenseitigen Kopplung zu berücksichtigen, wird letztere durch die sogenannte aktive Einzelstrahler-Charakteristik (engl. *active element pattern*) ersetzt [82, 96]. Die entsprechenden Charakteristiken sind die in Abb. 4.10 und 4.11 gezeigten Strahlungsdiagramme. Sie beinhalten die Auswirkungen der gegenseitigen Kopplung der Antennen und ihre Positionierung innerhalb des Gruppenstrahlers.

Um die Charakteristik eines simultan angeregten Gruppenstrahlers zu berechnen, werden diese Strahlungsdiagramme entsprechend der Gruppenstrahler-Architektur überlagert. Randeffekte werden nicht berücksichtigt, sodass die Berechnung für Anordnungen mit einer großen Anzahl an Antennenelementen genauer ist.

Abb. 4.12 und 4.13 zeigen das aus den Messwerten berechnete aktive Verhalten für verschiedene Schwenkwinkel des 5×5 Gruppenstrahlers aus Abb. 4.6(a) für den Send- und den Empfangsfall. Der Gruppenstrahler besteht demnach aus zwölf Einband- und dreizehn Zweiband-Antennen.

Für den Sendefall wird ein Gewinn von 17 dBi in Hauptrichtung erreicht. Er fällt entsprechend $\cos(\theta)$ ab und erreicht 14,7 dBi bei $\theta_S = 50^\circ$. Für den Empfangsfall ist der

Gewinn in Hauptstrahlrichtung aufgrund der geringeren Anzahl an Antennen um 3 dB niedriger. Zu höheren Schwenkwinkeln nimmt der Gewinn mit $\cos^{1,1}(\theta)$ ab und erreicht 11,4 dBi bei $\theta_S = 50^\circ$. Die höhere Keulbreite im RX-Betrieb ist auf die geringere Antennenanzahl und den geringeren Elementabstand zurückzuführen. Während die TX-Elemente $\lambda/2$ sowohl in der xz - als auch in der yz -Ebene voneinander entfernt sind, beträgt der Abstand zwischen benachbarten RX-Elementen nur $\lambda/3$.

Die Ergebnisse belegen, dass sich die entwickelten Antennen mit dem vorgestellten Integrationskonzept für die Herstellung eines aktiven Gruppenstrahlers eignen. Um die minimale Größe für eine robuste Umsetzung des aktiven Aufbaus festzulegen, werden im folgenden Abschnitt statistische Fehler in der Anregung untersucht.

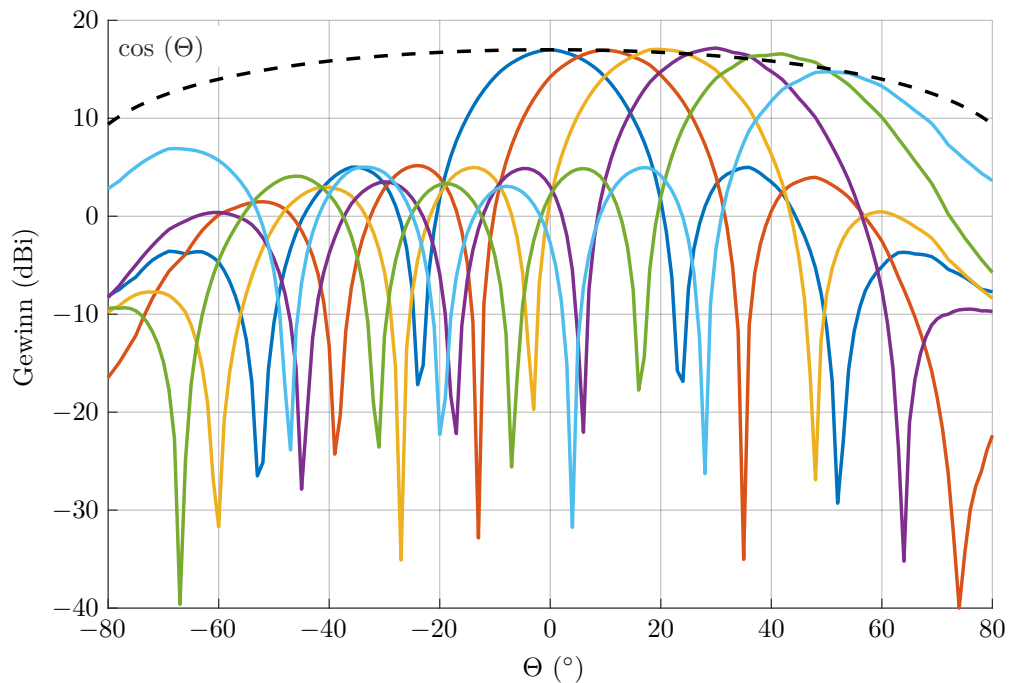


Abbildung 4.12: Berechneter aktiver Gewinn des 5×5 Gruppenstrahlers bei verschiedenen Schwenkwinkeln für TX (25 Elemente) in der xz -Ebene.

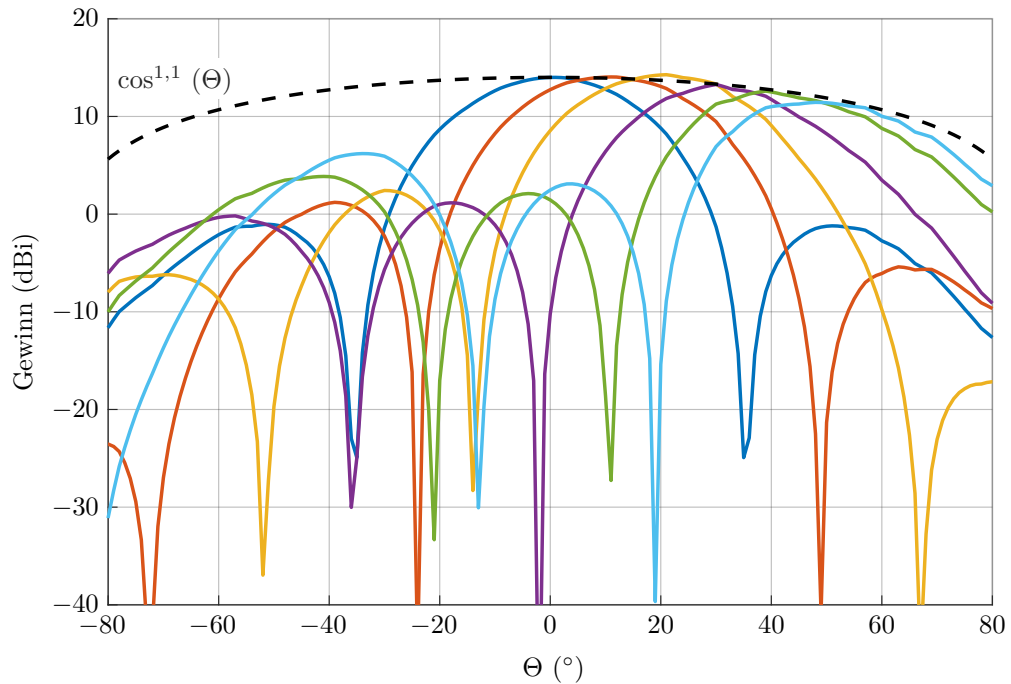


Abbildung 4.13: Berechneter aktiver Gewinn des 5×5 Gruppenstrahlers bei verschiedenen Schwenkwinkeln für RX (13 Elemente) in der xz -Ebene.

4.6 Statistische Fehler in der Anregung

Aktiv betriebene Gruppenstrahler weisen aufgrund von Fertigungstoleranzen und diskreten Stellwerten Phasen- und Amplitudenfehler auf. Diese reduzieren den Gewinn in Hauptstrahlrichtung, sowie die Genauigkeit der Strahlschwenkung und heben das SLL an [95]. Das quadratische Mittel (engl. *root mean square*, RMS) der Erhöhung des SLL Δ_{SLL} (engl. *residual sidelobe level*) relativ zur Hauptkeule berechnet sich für ein gleichförmiges quadratisches Gitter mit [97]

$$\Delta_{SLL} = \sqrt{\left(\frac{\bar{\phi}^2 + \bar{\delta}^2}{A_{\text{ges}}} \right)}, \quad (4.7)$$

wobei $\bar{\phi}^2$ und $\bar{\delta}^2$ die Varianzen der Normalverteilung für den Phasen- beziehungsweise Amplitudenfehler sind. Diese Gleichung zeigt, dass der Fehler geringer wird, je größer der Gruppenstrahler ist. Abb. 4.14 verdeutlicht dies anhand eines Phasenfehlers (RMS) von 5° und eines Amplitudenfehlers (RMS) von 0,5 dB. Dies sind die Einstellgenauig-

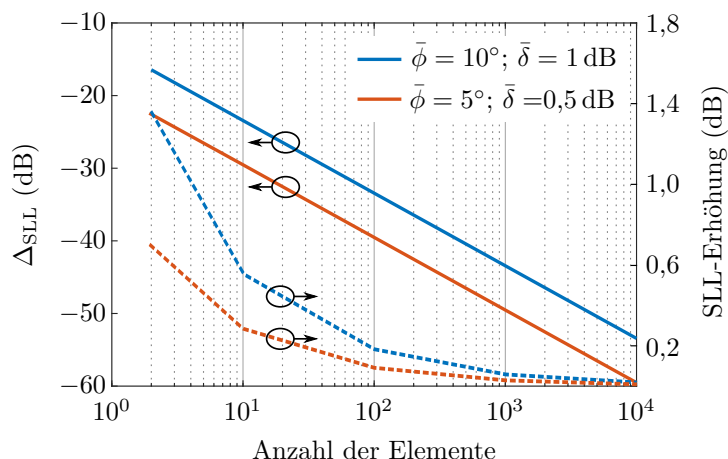


Abbildung 4.14: Erhöhung des SLL relativ zur Hauptkeule aufgrund verschiedener Phasen- und Amplitudenfehler (RMS) für verschieden große eindimensionale Gruppenstrahler.

keiten, welche die Strahlformer-Chips des im folgenden Kapitel beschriebenen aktiven Aufbaus bieten. Selbst für Gruppenstrahlern mit nur zehn Elementen und doppelt so hohen Fehlern erhöht sich das SLL nur um 1,4 dB. Der Einfluss auf das SLL kann entsprechend vernachlässigt werden.

Das Verhältnis von der fehlerbehafteten Direktivität D_{err} zur Direktivität eines fehlerfreien Gruppenstrahlers D_0 berechnet sich mit [98]

$$\frac{D_{\text{err}}}{D_0} = \frac{1}{1 + \bar{\phi}^2 + \bar{\delta}^2}. \quad (4.8)$$

Diese Verschlechterung ist unabhängig von der Anzahl der Elemente und hängt nur von der Varianz des Phasen- und Amplitudenfehlers ab. Abb. 4.15 zeigt diese Abhängigkeit graphisch. Für durchschnittliche Phasenfehler von 10° und Amplitudenfehlern von 2 dB verringert sich die Direktivität um 10%. Da die Direktivität die Obergrenze für den Gewinn darstellt, verringert sich dieser entsprechend [97].

In der praktischen Anwendung ist es auch möglich, dass ein oder mehrere Elemente ganz ausfallen. Für einen gleichmäßig angeregten Gruppenstrahler mit einem Anteil von $1 - k$ ausgefallenen Elementen, wobei $k < 1$ ist, ergibt sich eine Reduzierung der Hauptkeule von k^2 im Vergleich zu einem Gruppenstrahler ohne Fehler [98]. Das bedeutet, dass sich das Maximum der Hauptkeule um 10% verringert, wenn 5% der Elemente einen totalen Ausfall erleiden.

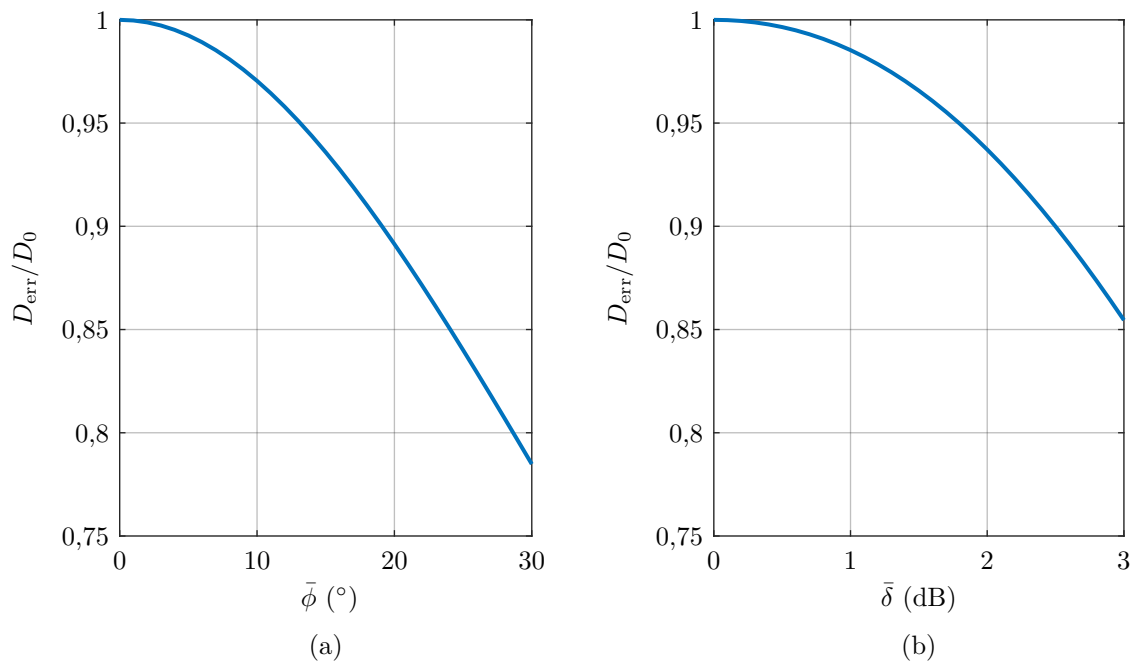


Abbildung 4.15: Degradierung der normierten Direktivität über (a) dem Phasenfehler und (b) dem Amplitudenfehler.

Insgesamt zeigt sich, dass bereits ein Gruppenstrahler mit nur zehn Elementen robust hinsichtlich zufälliger fehlerhafter Phasen- und Amplitudeneinstellungen und einzelner ausfallender Elementen ist.

Realisierung eines aktiven Gruppenstrahlers 5

Basierend auf den bisherigen Ergebnissen beschreibt dieses Kapitel die Realisierung und Charakterisierung eines aktiven Gruppenstrahlers [99, 100]. Dabei stehen die verwendeten Antennenelemente und ihr Verhalten innerhalb des Gruppenstrahlers im Vordergrund. Da der Gruppenstrahler Anschluss-Komponenten außerhalb der Gitterstruktur besitzt, ist er nicht modular skalierbar. Wegen der geringen Größe wird keine Kühlung benötigt. Es wird im Anschluss ein Ausblick auf einen modularisierbaren aktiven Gruppenstrahler mit geeignetem Kühlkonzept gegeben.

5.1 Aufbau und Fertigung

Abb. 5.1 zeigt das Blockdiagramm des aktiven Gruppenstrahlers. Er besteht aus acht TX- und acht RX/TX-Antennen mit jeweils zwei linearen Polarisierungen. Die verwendeten Antennen entsprechen denen aus dem passiven Aufbau in Kap. 4 und auch die Gitterstruktur wird beibehalten ($d_{TX} = 5 \text{ mm}$ und $d_{RX} = 7,07 \text{ mm}$). Für die Einstellung der Phasen und Amplituden werden zwei RX- und vier TX-Strahlformer-Chips mit jeweils acht Kanälen verwendet. Diese sind mit dem TX-Eingang beziehungsweise

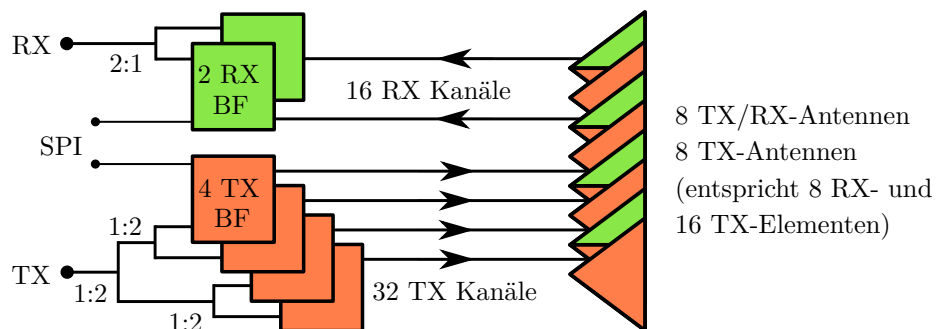


Abbildung 5.1: Übersicht des aktiven Gruppenstrahlers als Blockdiagramm.

dem RX-Ausgang über Wilkinson-Teiler verbunden. Eine serielle Schnittstelle (engl. *serial peripheral interface*, SPI) dient der Ansteuerung der Chips und zwei Rosenberg-Konnektoren als Schnittstelle für die HF-Signale. Für die Schaltungsintegration werden insgesamt acht Kupferlagen benötigt.

Abb. 5.2 stellt eine vereinfachte dreidimensionale Ansicht des gesamten Gruppenstrahlers sowie den vergrößerten Ausschnitt eines TX-Leistungsteilers dar. Die drei Antennenlagen (L6-L8) gleichen denen aus dem passiven Aufbau. Entsprechend bleiben die simulierten S-Parameter (Abb. 4.8 und 4.9) und Strahlungsdiagramme (Abb. 4.10 und 4.10) des passiven Aufbaus gleich. Neben den Antennenlagen ist eine Lage für die Signalverteilung (L5), eine für die Spannungsversorgung (L3) und die obere Lage (L1) für die Chips erforderlich. Diese sind jeweils durch Masseflächen (L2 und L4) voneinander getrennt. Nach einem kurzen Überblick über die erforderlichen Prozessschritte zur Herstellung des Gruppenstrahlers werden in den folgenden Abschnitten die einzelnen Lagen detailliert erläutert.

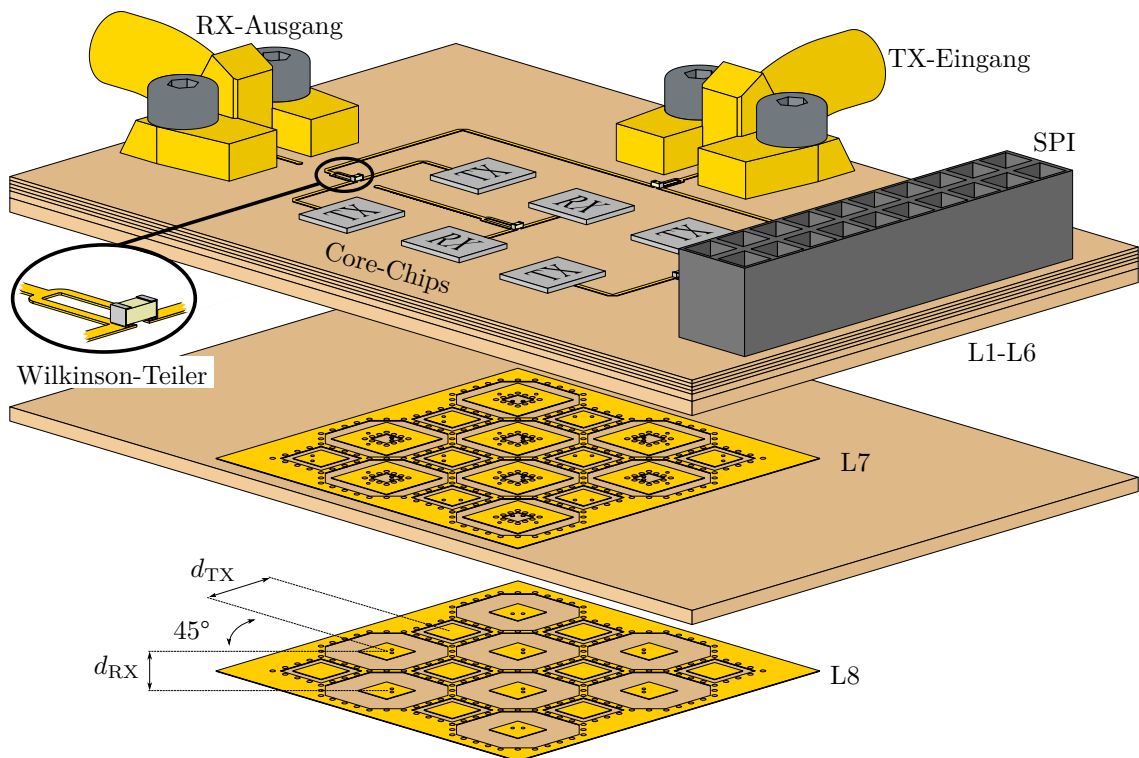


Abbildung 5.2: Vereinfachte dreidimensionale Explosionsansicht des aktiven Gruppenstrahlers.

Im Querschnitt in Abb. 5.3 ist die Reihenfolge der einzelnen Prozessschritte sowie der dabei realisierten vertikalen Verbindungen nummeriert. Jeder Schritt beinhaltet das Bohren, das Durchkontaktieren und das Strukturieren der Außenlagen des jeweiligen Kerns beziehungsweise der verpressten Kerne und Kupferfolien. Der Lagenaufbau weist eine hohe Komplexität auf, sodass nicht alle Vias als Durchgangsbohrung gefertigt werden können. Die Vias ab dem vierten Prozessschritt müssen aufgrund des sukzessiven Aufbaus als Sacklöcher gefertigt werden. Das verwendete Herstellungsverfahren begrenzt bei Sacklöchern das Verhältnis von Durchmesser zu Länge auf 1:1. Die Chips wiederum begrenzen den Durchmesser der Vias von der Verteillage (L5) zu den Chips (L1) auf 0,2 mm. Daher werden die in Abb. 5.3 rot markierten gestapelten Sacklöcher in zwei Schritten gefertigt. Es ist entscheidend, dass beim zweiten Bohr-Schritt exakt die Verteillage (L5) getroffen und der bereits vorher gebohrte und durchkontaktierte Teil nicht beschädigt wird. Die anderen Vias können als einfaches Sackloch oder als Durchgangsbohrung in jeweils einem Schritt gefertigt werden.

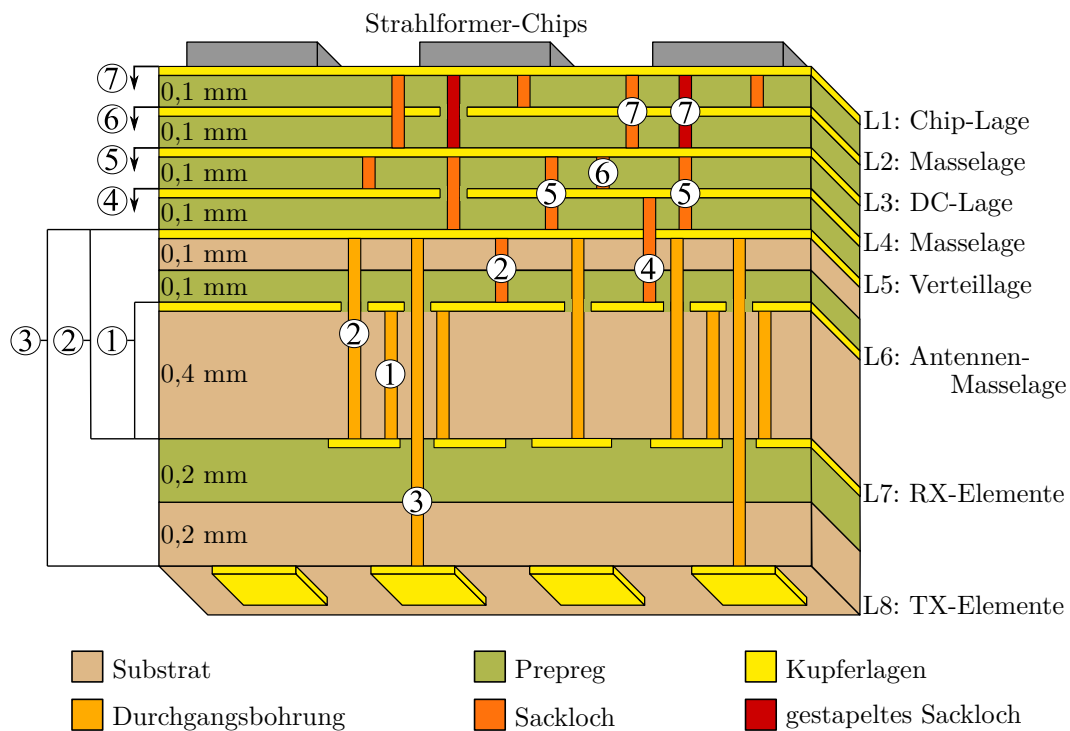


Abbildung 5.3: Querschnitt des Lagenaufbaus des Gruppenstrahlers mit dem nummerierten Prozessschritten.

Verteil- und Versorgungslagen

Aufgrund der integrierten Apertur und der daraus resultierenden unterschiedlichen Anzahl an TX- und RX-Elementen sind nur die TX-Chips auf das Raster der TX-Elemente ausgerichtet. Insbesondere für die Verbindung der RX-Chips mit den RX-Elementen ist daher ein aufwendiges Verteilnetzwerk erforderlich. Dieses ist auf der in Abb. 5.4 gezeigten Verteillage (L5) untergebracht und wird auf der Außenlage (L1) fortgesetzt. Während die TX-Verbindungen alle eine Länge von $1,3 \pm 0,05$ mm aufweisen, sind die RX-Verbindungen 1 bis 12 mm lang. Die daraus resultierende simulierte Dämpfung beträgt 0,05 bis 0,6 dB. Die unterschiedlichen Längen müssen mittels einer Amplituden- und Phasenkalibrierung kompensiert werden. Zusätzlich zu der Verteillage für die HF-Signale wird eine Lage für die Versorgung mit Gleichstrom (engl. *direct current*, DC) benötigt (L3).

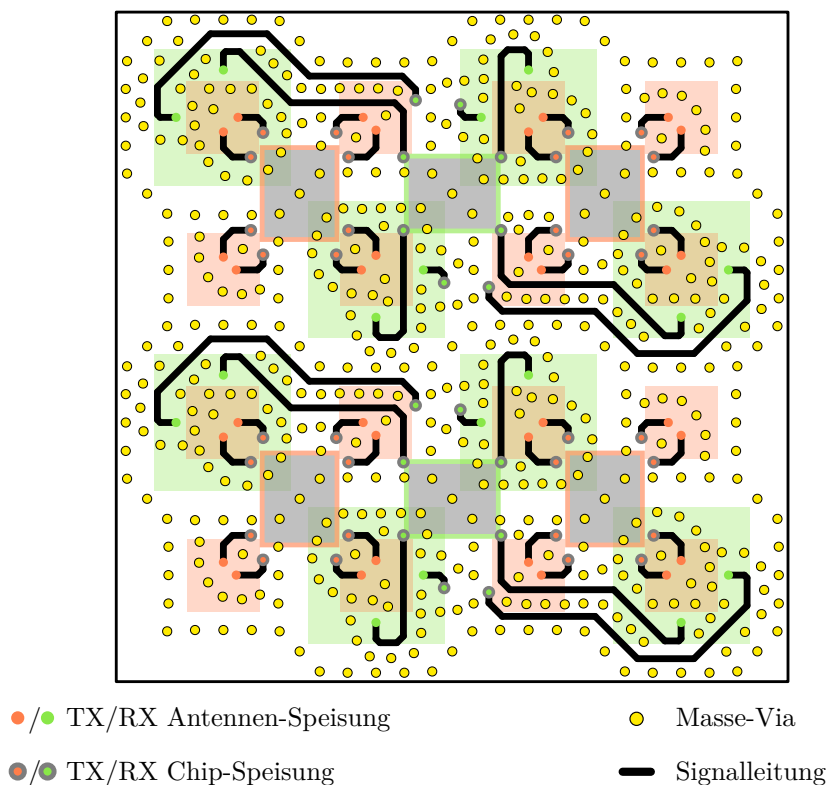


Abbildung 5.4: Leitungen und Vias der Verteillage. Die Antennen und Chips sind schematisch angedeutet.

Außenlage

Für die Strahlformung dienen die Chips AWMF-0133 (TX) und AWMF-0132 (RX) von *Anokiwave*. Die Ersatzschaltbilder sind in Abb. 5.5 gezeigt. Die Chips bieten, wie bereits erwähnt, acht Kanäle zur Speisung von vier Antennenelementen mit je zwei Polarisierungen und werden über eine serielle Schnittstelle gesteuert. Die Phaseneinstellung erfolgt mit einer Genauigkeit von $5,625^\circ$ und die Amplituden können in 0,5 dB-Schritten gedämpft werden. Der RX-Chip besitzt rauscharme Vorverstärker (engl. *low noise amplifier*, LNA) und bietet laut Datenblatt einen Gewinn von 29 dB bei einer Rauschzahl von 2 dB beim gleichzeitigen Betrieb aller Kanäle (engl. *coherent gain*).

Der TX-Chip enthält Sendeverstärker (engl. *power amplifier*, PA) mit einer nominalen Verstärkung von 20 dB und einer Ausgangsleistung von 8 dBm pro Kanal. Die Chips werden auf der obersten Lage (L1) montiert (Abb. 5.6(a)). Ebenfalls auf dieser Lage untergebracht sind die periphere Schnittstelle sowie die erforderlichen Leistungsteiler und -kombinierer. Diese werden nach dem Entwurf von Wilkinson [101] mit oberflächenmontierten SMD-Widerständen realisiert. Abb. 5.6(b) und (c) sind Detailaufnahmen des RX-Leistungskombinierers beziehungsweise des TX-Leistungsteilers. Die zugehörigen S-Parameter sind in Abb. 5.7 und 5.8 gezeigt.

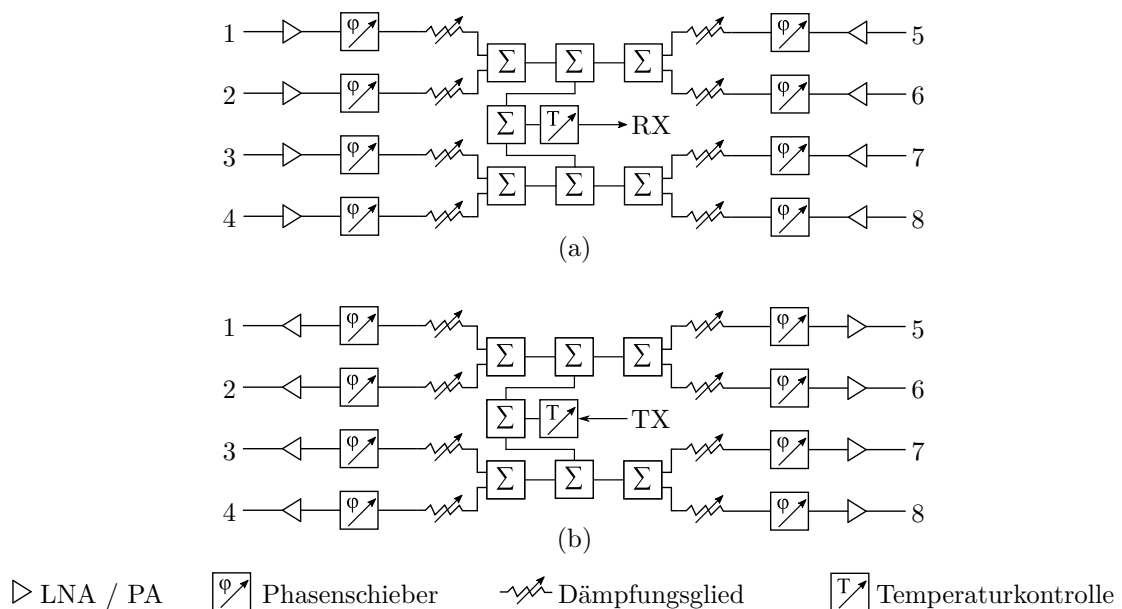


Abbildung 5.5: Ersatzschaltbild (a) des RX- und (b) des TX-Chips. Die Ziffern 1 bis 8 bezeichnen die Anschlüsse zu den Antennenelementen.

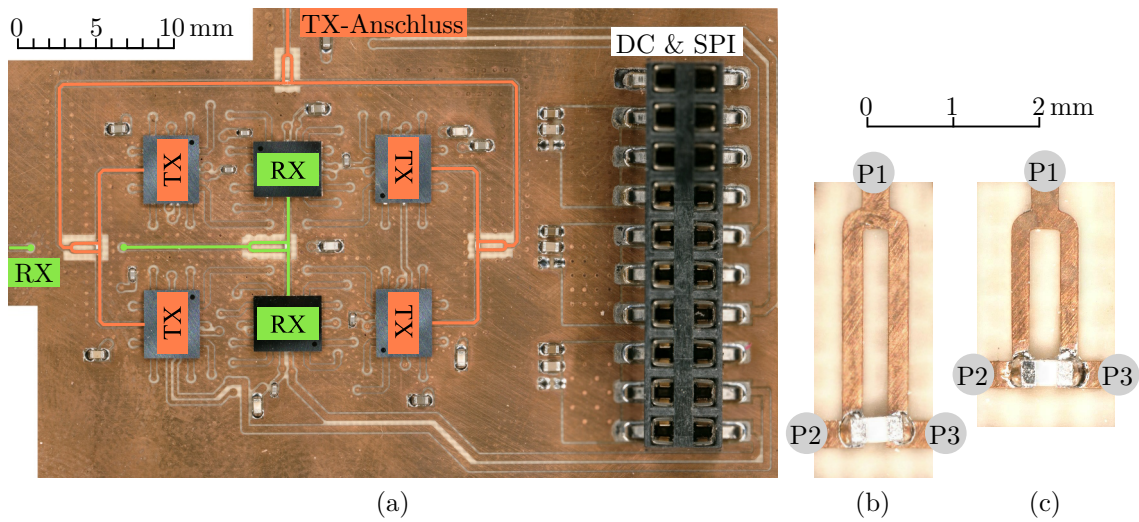


Abbildung 5.6: Hergestellter Prototyp mit (a) der Chip-Lage (L1), (b) dem RX-Leistungskombinierer und (c) dem TX-Leistungsteiler.

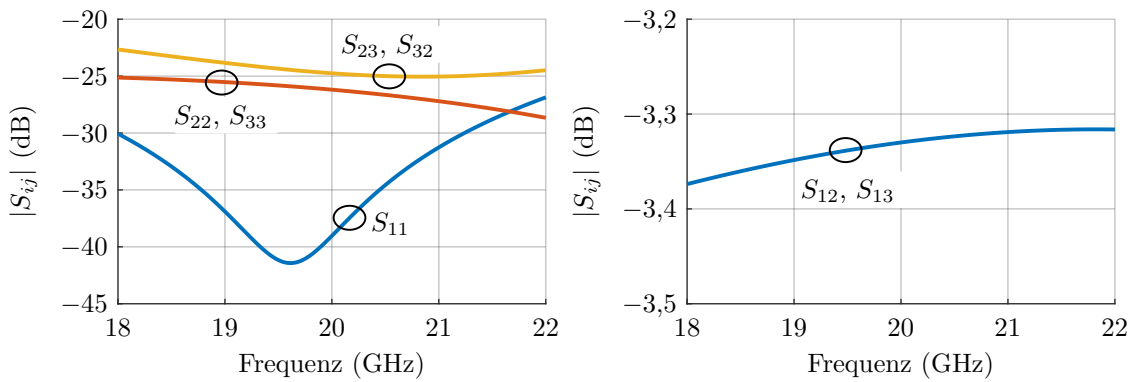


Abbildung 5.7: Simulierte S-Parameter des RX-Leistungskombinierers.

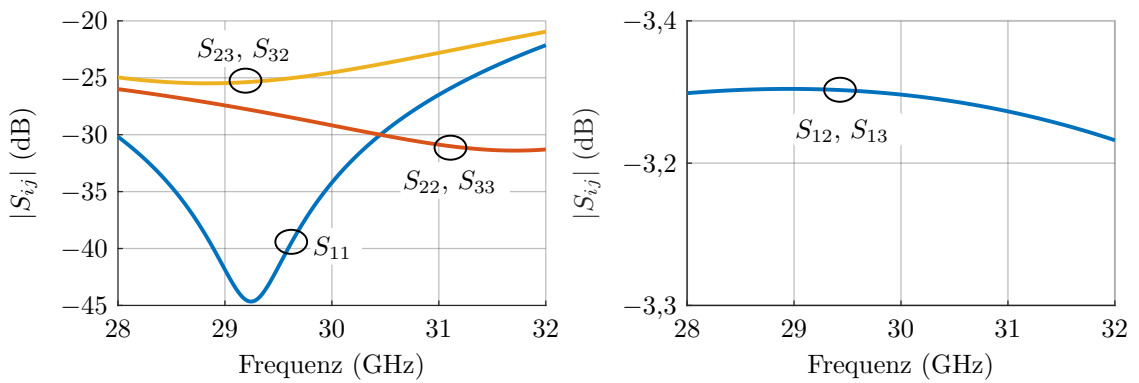


Abbildung 5.8: Simulierte S-Parameter des TX-Leistungsteilers.

5.2 Messung

Die Charakterisierung des aktiven Gruppenstrahlers erfolgt mittels Fernfeldmessungen in der Antennenmesskammer des Instituts für Hochfrequenztechnik der TUHH. Neben den Einzelkanälen werden die überlagerten Strahlungsdiagramme, die Empfangsgüte und die gesendete Strahlungsleistungen untersucht. Dafür werden die einzelnen Kanäle bei der jeweiligen Mittenfrequenz und in Hauptstrahlrichtung amplituden- und phasenkalibriert. Für eine optimale Nutzung der gesamten Bandbreite und über den gesamten Schwenkbereich können zusätzliche Kalibrierungen an anderen Frequenzpunkten und Schwenkwinkeln durchgeführt werden.

Abb. 5.9 zeigt den Messaufbau. Die Messkabel sind rückseitig direkt mit dem Gruppenstrahler verbunden. Als Referenzantenne dient ein Standard-Hornstrahler und die Auswertung der Signale erfolgt mit einem VNA. Im Folgenden wird zuerst die Empfangscharakteristik untersucht und anschließend die des Sendefalls.

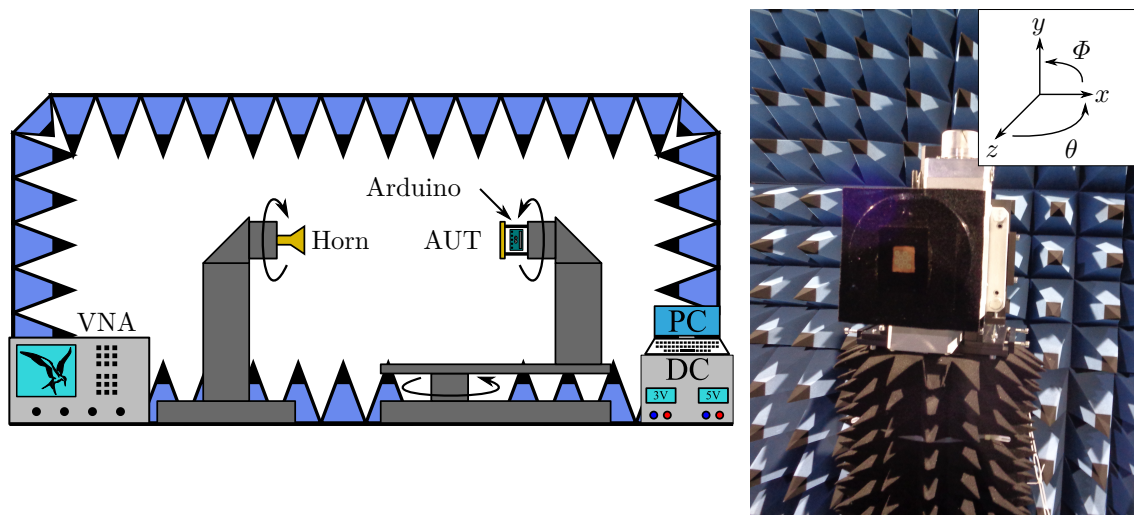


Abbildung 5.9: Platzierung des Gruppenstrahlers (engl. *antenna under test*, AUT) für die Fernfeldmessung in der Messkammer mit drei Drehachsen. Die Oberfläche um die Apertur herum ist mit dünnen Absorber-Material bedeckt, um die Abstrahlung aufgrund von Oberflächenwellen zu reduzieren.

5.2.1 Empfangsbetrieb

Für die Charakterisierung im Empfangsbetrieb werden alle TX-Elemente deaktiviert. Für die Kanalmessung werden anschließend die einzelnen RX-Kanäle eingeschaltet und die Amplitude über den Raumwinkel θ gemessen. Abb. 5.10 zeigt die gemessenen Amplituden der Einzelkanäle für die vertikale Polarisation normiert auf den Mittelwert. Aufgrund der Kalibrierung in Hauptstrahlrichtung nimmt die Streuung der Amplituden für größere Winkel zu. Die gemessene Kreuzpolarisation liegt bis $|\theta| = 50^\circ$ im Mittel mehr als 10 dB unter der gemessenen Ko-Polarisation. Der Unterschied im Strahlungsdiagramm zwischen der xz -Ebene und der yz -Ebene ist auf die Asymmetrie der einzelnen Patch-Antennen und den Effekt von Oberflächenwellen zurückzuführen.

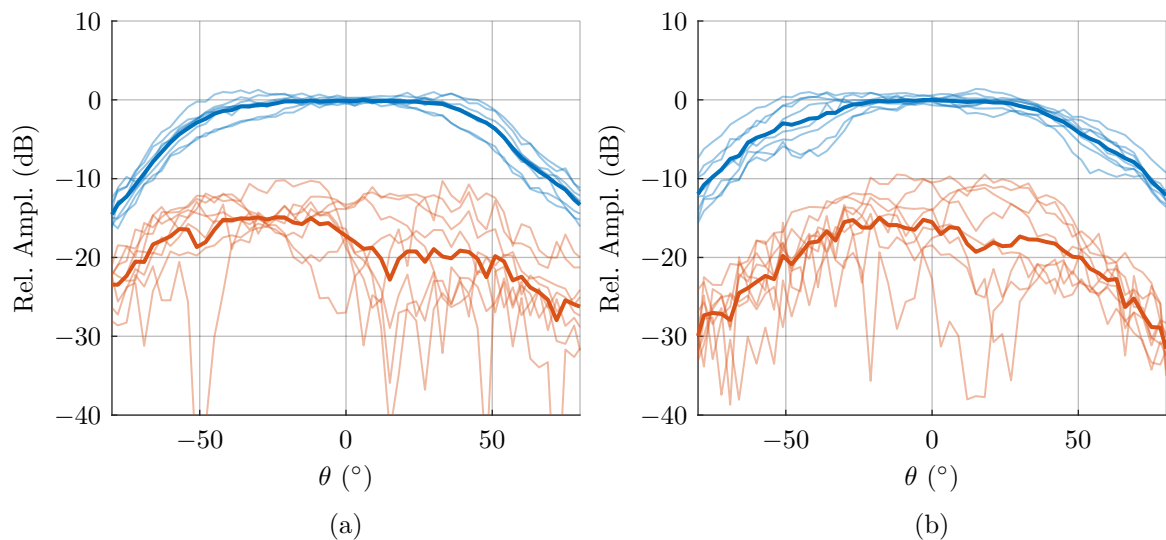


Abbildung 5.10: Gemessene relative RX-Amplituden der einzelnen Kanäle sowie des Mittelwertes der Amplituden für VP (—) und die Kreuzpolarisation (—) (a) der xz - und (b) der yz -Ebene.

Im Einkanalbetrieb ergibt sich der zu erwartende Gewinn der einzelnen Kanäle G_i^{RX} mit $i = 1 \dots 8$ aus der Direktivität einer einzelnen Antenne $D_{\text{Ant}} = 5 \text{ dBi}$, der Einzelpfad-Verstärkung (engl. *single path gain*) $G_{\text{SPG}} = 11 \text{ dB}$ des Chips, den Leitungsverlusten $L_{\text{LT}} = 2,5 \text{ dB}$ und den Verlusten im Leistungsteiler auf der Platine (-3 dB) zu [40]

$$\begin{aligned}
 G_i^{\text{RX}} &= D_{\text{Ant}} + G_{\text{SPG}} - L_{\text{LT}} - 3 \text{ dB} \\
 &= 5 \text{ dB} + 11 \text{ dB} - 2,5 \text{ dB} - 3 \text{ dB} \\
 &= 10,5 \text{ dB}.
 \end{aligned}
 \tag{5.1}$$

Für den Betrieb aller Kanäle einer Polarisation beträgt der zu erwartende Gesamtgewinn $G_{\text{Ges}}^{\text{RX}} = 28,5 \text{ dB}$. Der Unterschied beruht darauf, dass im Einkanalbetrieb in jedem der drei Leistungskombinierer auf den Chips die Leistung nicht verdoppelt wird, sondern die Hälfte verloren geht, was einer Differenz von 18 dB entspricht.

Abb. 5.11 zeigt den gemessenen Gewinn der einzelnen Kanäle und des gesamten Gruppenstrahlers in Hauptstrahlrichtung. Die gemessenen Werte stimmen gut mit der Berechnung überein. Im Nutzband von 19,7 bis 20,2 GHz wird ein Gewinn von 28,7 dB für die vertikale und 30,1 dB für die horizontale Polarisation erreicht. Die einzelnen Kanäle liegen im Frequenzpunkt der Kalibrierung 16,7 dB beziehungsweise 17,1 dB niedriger.

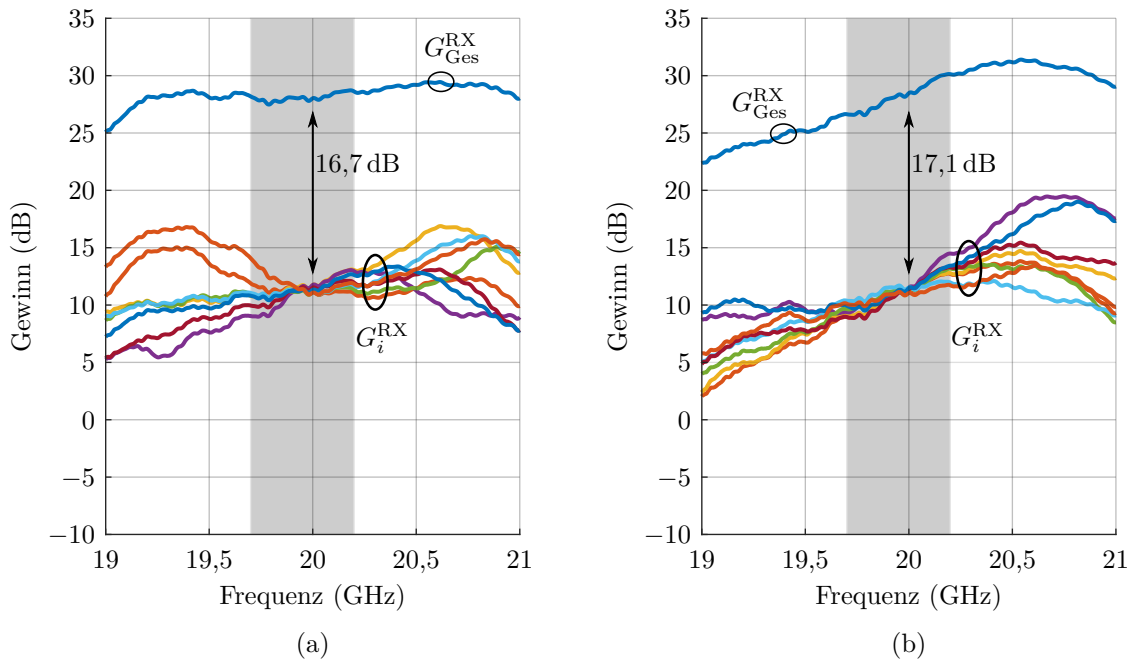


Abbildung 5.11: Gemessener Gewinn der einzelnen Kanäle und des gesamten Gruppenstrahlers in Hauptstrahlrichtung ($\theta_s = 0$) für (a) VP und (b) HP im Empfangsbetrieb.

Empfangsgüte

Die Empfangsgüte (engl. *gain-to-noise-temperature*, G/T) ist das Verhältnis von Verstärkung zu Rauschtemperatur und wird für die Charakterisierung von Empfangssystemen verwendet. Sie berechnet sich mit

$$T_{\text{Sys}} = T_{\text{Ant}} + T_{\text{RX}} \quad (5.2)$$

zu

$$G/T = D_{\text{RX}} - L_{\text{LT}} - 10 \log_{10}(T_{\text{Sys}}), \quad (5.3)$$

wobei sich die Rauschtemperatur des Empfangssystems T_{Sys} aus der Antennentemperatur T_{Ant} und der effektive Rauschtemperatur des Empfängers T_{RX} zusammensetzt [102]. Letztere berechnet sich aus der Rauschzahl (engl. *noise figure*, NF) des RX-Chips ($NF_{\text{RX}} = 2,5 \text{ dB}$) zu

$$\begin{aligned} T_{\text{RX}} &= T_{\text{Rm}} \cdot (10^{NF_{\text{RX}}/10} - 1) \\ &= 290 \text{ K} \cdot (10^{2,5/10} - 1) \\ &= 225,7 \text{ K}, \end{aligned} \quad (5.4)$$

wobei $T_{\text{Rm}} = 290 \text{ K}$ die Raumtemperatur ist. Für die Messung im Labor wird für die Antennentemperatur ebenfalls Raumtemperatur angenommen. Entsprechend folgt für die Empfangsgüte

$$\begin{aligned} G/T_{290 \text{ K}} &= 14 \text{ dB} - 2,5 \text{ dB} - 10 \log_{10}(290 \text{ K} + 225,7 \text{ K}) \\ &= -15,6 \text{ dB/K}. \end{aligned} \quad (5.5)$$

Abb. 5.12 zeigt die gemessene Empfangsgüte über der Frequenz bei ein- und bei ausgeschaltetem TX-Betrieb. Für den reinen RX-Betrieb wird ein Maximum von $-16,8 \text{ dB/K}$ (VP) beziehungsweise $-16,4 \text{ dB/K}$ (HP) erreicht. Die Abweichungen sind auf Fertigungstoleranzen zurückzuführen. Im gesamten Nutzband übersteigt die Empfangsgüte $-17,5$ beziehungsweise $-17,3 \text{ dB/K}$ für VP und HP. Bei eingeschalteten TX-Elementen nimmt die Empfangsgüte um bis zu $1,8 \text{ dB/K}$ ab.

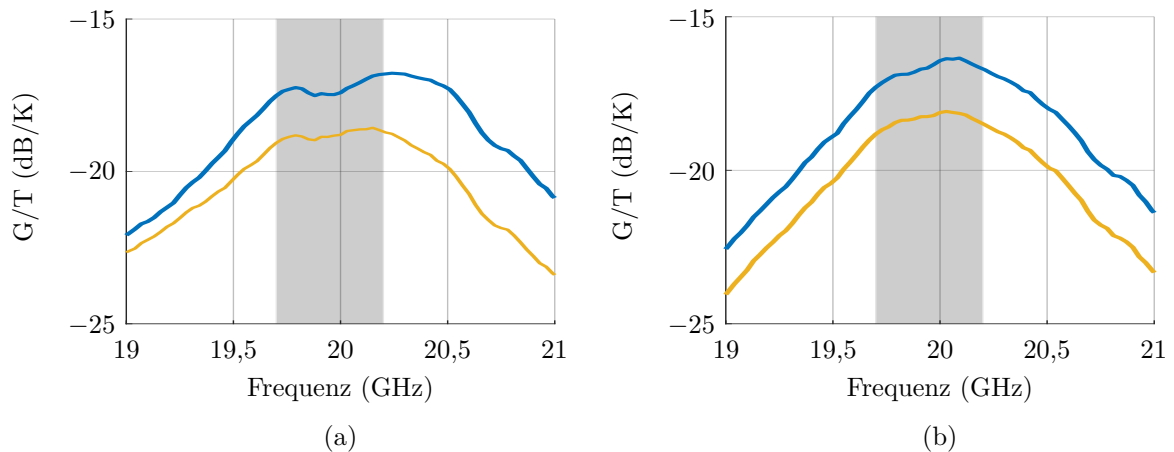


Abbildung 5.12: Gemessene Empfangsgüte über die Frequenz für (a) VP und (b) HP ohne TX-Betrieb (—) und bei gleichzeitigen Betrieb aller TX-Elemente (—).

Die Reduzierung ist auf die gegenseitige Kopplung der Elemente zurückzuführen. Dabei ist insbesondere der Einfluss der Zweiband-Antennen von Bedeutung, da diese aufgrund der höheren Integrationsdichte und den längeren Pfaden im Verteilnetzwerk eine geringere Isolation als die reinen TX-Antennen aufweisen.

Eine Möglichkeit, die Auswirkung auf die Empfangsgüte zu reduzieren, ist die Wahl einer anderen Gitterstruktur mit einer geringeren Anzahl an Antennen pro Fläche. Andere Möglichkeiten sind die Erhöhung der Isolation der Zweiband-Elemente und die Optimierung des Verteilnetzwerkes.

Strahlungscharakteristik

Abb. 5.13 zeigt die gemessenen RX-Strahlungscharakteristiken für verschiedene Schwenkwinkel mit $\theta_S \leq |40^\circ|$ in der xz - und yz -Ebene bei jeweils drei verschiedenen Frequenzen. Die Werte sind auf die maximal gemessenen Leistungen normiert.

Das Schwenken ist für beide Polarisierungen und in beiden Ebenen über das gesamte Nutzband möglich. Dabei bleibt das SLL kleiner als -10 dB. Zu höheren Schwenkwinkeln sinkt der Gewinn und beträgt bei $\theta_S = 40^\circ$ 1,3 dB weniger als in Hauptstrahlrichtung.

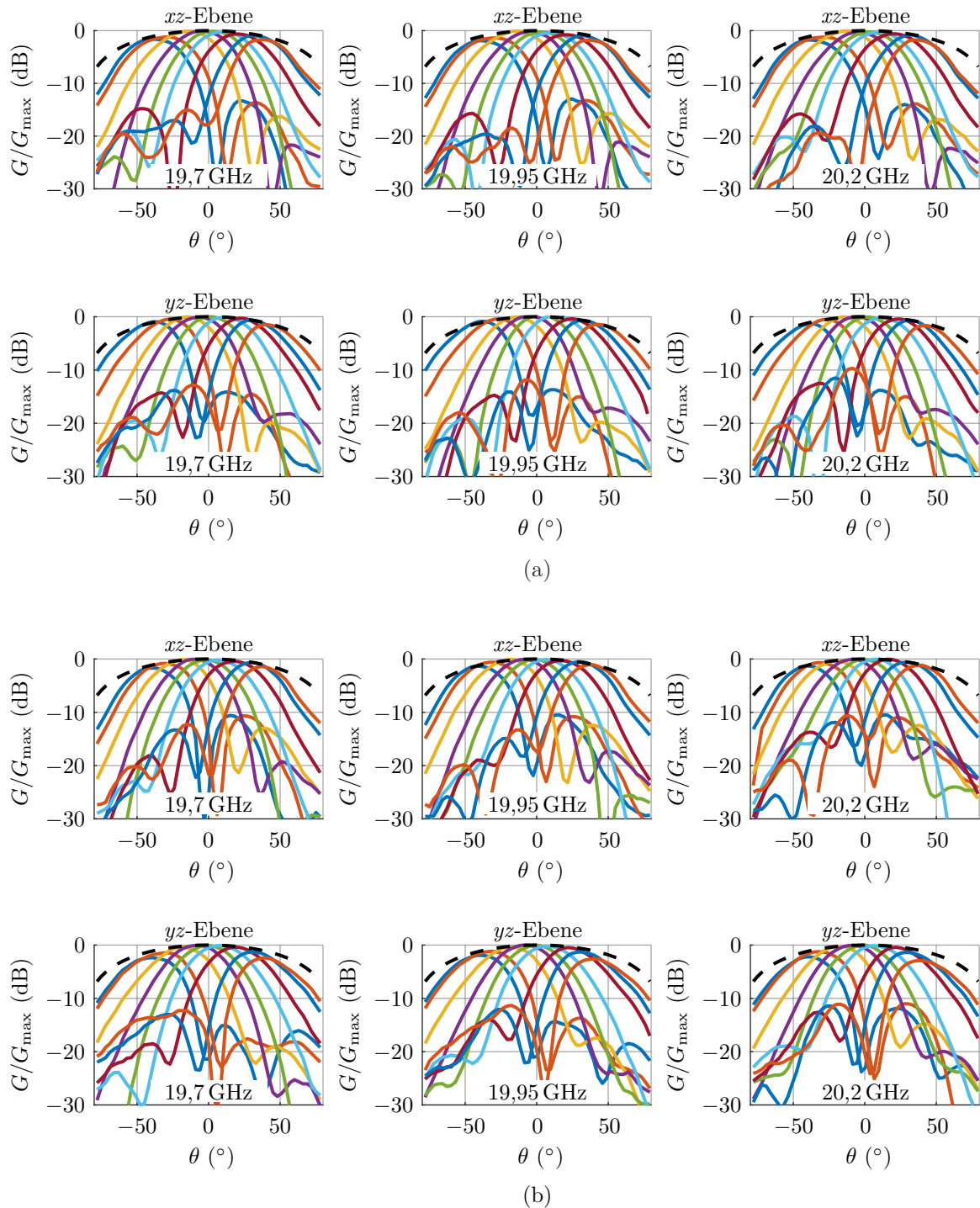


Abbildung 5.13: RX-Strahlungscharakteristik für (a) horizontale und (b) vertikale Polarisation bei drei verschiedenen Frequenzen im Vergleich zur $\cos(\theta)$ -Funktion (- -).

5.2.2 Sendebetrieb

Abb. 5.14 zeigt die gemessenen Amplituden der VP-Einzelkanäle über den Winkelbereich von $\theta \leq |80^\circ|$ im TX-Betrieb. Die Streuung der Amplituden nimmt für Winkel abseits der Hauptstrahlrichtung zu. Gründe hierfür sind neben der Kalibrierung zum einen die Fertigungstoleranzen, welche sich bei der geringeren Wellenlänge stärker bemerkbar machen als im RX-Betrieb. Zum anderen werden mit der Zweiband-Antenne und der einfachen TX-Antenne zwei verschiedene TX-Elemente verwendet.

Allerdings ist, wie in Abschnitt 4.6 gezeigt, eine Variation der Amplitude für den TX-Betrieb nicht kritisch. Der durchschnittliche Amplitudenfehler bei einem Winkel von $\theta = 50^\circ$ beträgt 2,2 dB und verringert damit nach Abb. 4.15(b) die Direktivität um weniger als 10 %. Daher wird für diese Arbeit weiterhin die Kalibrierung in Hauptstrahlrichtung und bei der Mittenfrequenz verwendet.

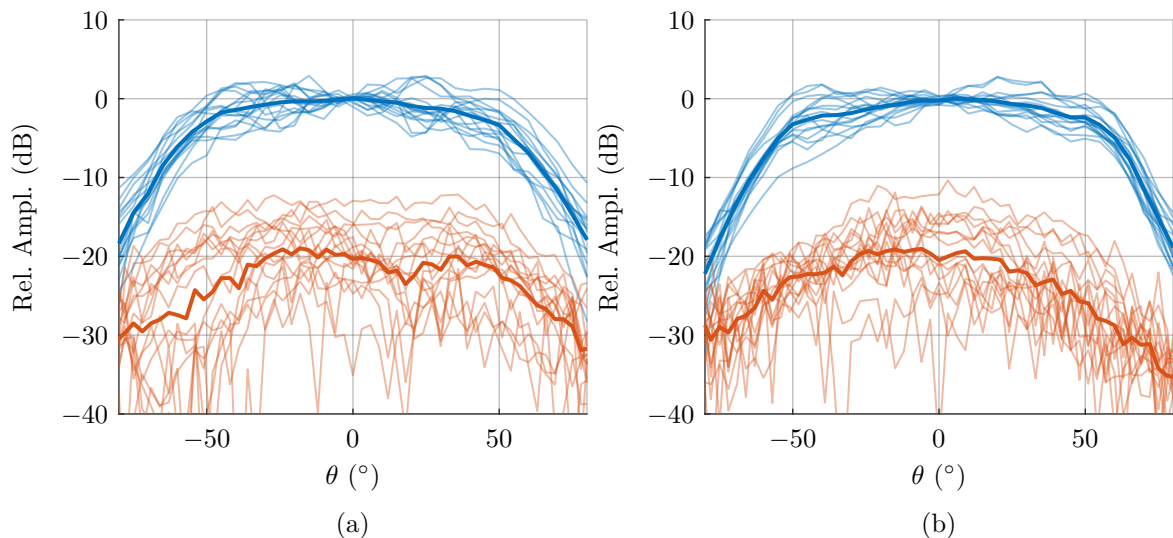


Abbildung 5.14: Gemessene relative TX-Amplituden der einzelnen Kanäle sowie des Mittelwertes der VP (—) und der Kreuzpolarisation (—) in der (a) xz -Ebene und (b) yz -Ebene.

Der Gewinn im Einkanal-Sendebetrieb G_i^{TX} berechnet sich aus der Verstärkung des Chips pro Kanal $G_K = 20$ dB und den Verlusten in den beiden, auf der Platine befindlichen Leistungsteiler (-6 dB) nach (5.1) zu

$$\begin{aligned}
 G_i^{\text{TX}} &= 5 \text{ dB} + 20 \text{ dB} - 2,5 \text{ dB} - 6 \text{ dB} \\
 &= 16,5 \text{ dB}.
 \end{aligned}$$

Daraus folgt für den Gewinn des gesamten Gruppenstrahlers im TX-Betrieb mit einer Polarisierung aufgrund der Leistungsteiler auf den Chips und der Platine ein 24 dB höherer Gesamtgewinn von $G_{\text{Ges}}^{\text{TX}} = 40,5 \text{ dB}$.

Abb. 5.15 zeigt den gemessenen Gewinn der einzelnen Kanäle und des gesamten Gruppenstrahlers in Hauptstrahlrichtung. Der Gewinn erreicht im kalibrierten Frequenzpunkt sein Maximum von 37,1 dB (VP) und 36,8 dB (HP). Im gesamten Nutzband beträgt der Gewinn mehr als 36 dB für beide Polarisierungen. Der Abstand zum Gewinn der einzelnen Kanäle beträgt 22 dB beziehungsweise 21,7 dB. Die Abweichungen zu den berechneten Werten sind auf die Kalibrierungen sowie Schwankungen der Kanal-Gewinne zurückzuführen.

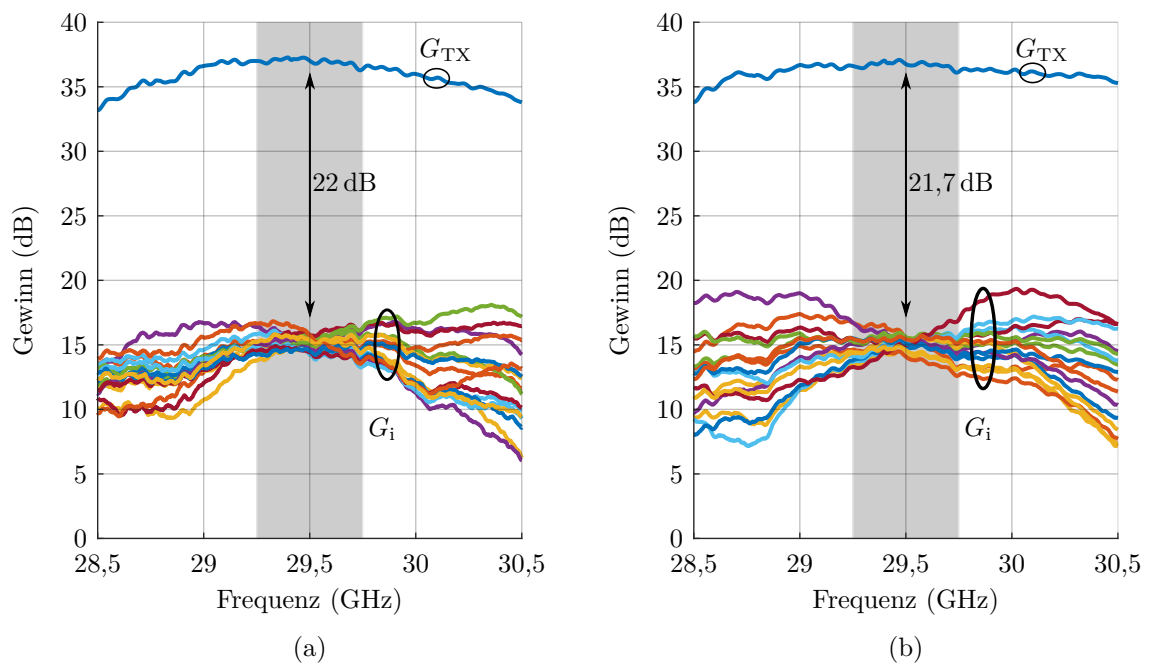


Abbildung 5.15: Gemessener Gewinn der einzelnen Kanäle und des gesamten Gruppenstrahlers in Hauptstrahlrichtung für (a) VP und (b) HP im TX-Betrieb.

Äquivalente isotrope Strahlungsleistung

Die äquivalente isotrope Strahlungsleistung (engl. *equivalent isotropically radiated power*, EIRP) ist eine charakteristische Größe für Sendesysteme und berechnet sich aus der in die Antenne eingespeisten Leistung, multipliziert mit dem Antennengewinn. Mit einer Ausgangsleistung des Chips pro Kanal von $P_E = 8$ dBm folgt für die EIRP beim Betrieb aller $N_{TX} = 16$ TX-Elemente im 1-dB-Kompressionspunkt (P1dB) nach [42]

$$\begin{aligned} \text{EIRP} &= D_E - L_{LT} + P_E + 2 \cdot 10 \log_{10}(N_{TX}) \\ &= 5 \text{ dBi} - 2,5 \text{ dB} + 8 \text{ dBm} + 24,1 \text{ dB} \\ &= 4,6 \text{ dBW}. \end{aligned} \quad (5.6)$$

Abb. 5.16(a) zeigt die in der Antennenmesskammer gemessene EIRP in Abhängigkeit der Eingangsleistung bei 29,5 GHz. Bei einer Eingangsleistung von $-8,1$ dBm weichen die gemessenen Kennlinien beider linearen Polarisationen um 1 dB von der linearen Kennlinie ab (P1dB). Die in diesem Punkt gemessene EIRP beträgt 4,1 dBW. Sie liegt 0,5 dB unter dem in Gleichung (5.6) errechneten Wert, was eine gute Übereinstimmung darstellt.

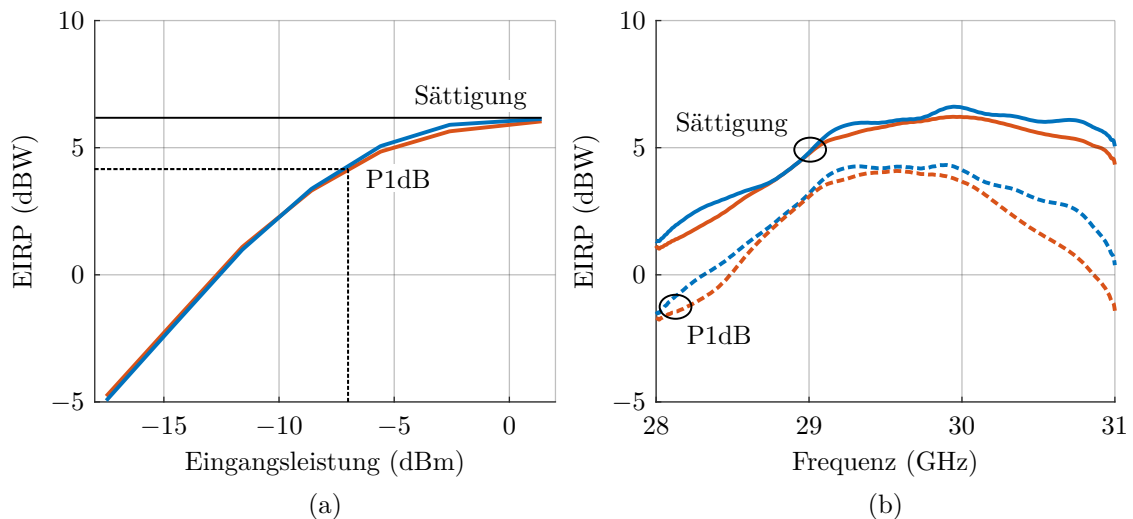


Abbildung 5.16: Gemessenes EIRP für HP (—) und VP (—) über (a) die Eingangsleistung und (b) über die Frequenz.

Bei Betrieb in Sättigung wird eine deutlich höhere Strahlungsleistung von 6,1 dBW erreicht. Abb. 5.16(b) zeigt die Frequenzabhängigkeit der EIRP für den Betrieb in Sättigung und im 1-dB-Kompressionspunkt. Die EIRP liegt im 500 MHz breiten Nutzband über 3,9 dBW und 5,5 dBW für den Betrieb im 1-dB-Kompressionspunkt beziehungsweise in Sättigung. Abb. 5.17 zeigt die gemessene EIRP über den Schwenkwinkel für diese beiden Betriebsfälle. Die Abnahme der EIRP bei höheren Schwenkwinkeln folgt $\cos(\theta)$.

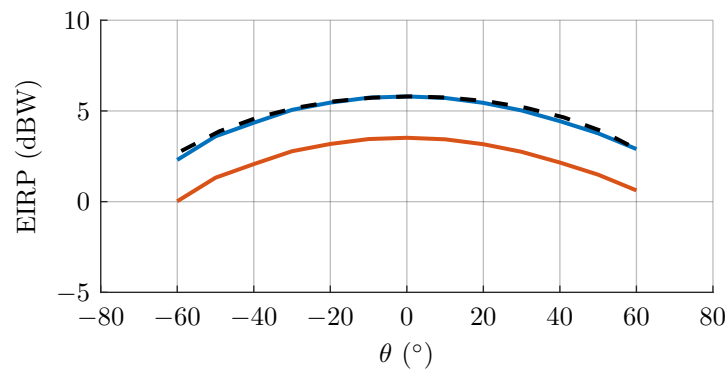


Abbildung 5.17: Gemessene EIRP für HP bei 29,5 GHz in Sättigung (—) und bei P1dB (—) über den Schwenkwinkel im Vergleich zu $\cos(\theta)$ (- -).

Strahlungscharakteristik

Abb. 5.18 zeigt die TX-Strahlungscharakteristiken für Schwenkwinkel von $\theta_s \leq |50^\circ|$ in der xz - und yz -Ebene. Für Schwenkwinkel bis $\theta_s \leq |40^\circ|$ bleibt das SLL unter -10 dB, darüber steigt es bis -9 dB an. Die Abnahme der Amplitude bei höheren Schwenkwinkeln variiert und folgt $\cos^{1,0}(\theta)$ bis $\cos^{1,2}(\theta)$. Dies ist auf unterschiedliche Kalibrierungen und Phasenfehler in den Einzelkanälen zurückzuführen. Außerdem werden Oberflächenwellen angeregt und beeinflussen die Strahlform für höhere Schwenkwinkel. Der Effekt tritt insbesondere für VP in der yz -Ebene und für HP in der xz -Ebene auf. Die Auswirkungen der angeregten Oberflächenwellen bleiben jedoch gering, da die Abtastblindheit nach Abschnitt 4.2 für *Megtron 6* mit einer Substrathöhe von 0,8 mm und einem Elementabstand von der halben Freiraumwellenlänge erst bei Schwenkwinkeln größer als $67,5^\circ$ auftritt [86], [87, Kap. 3.6].

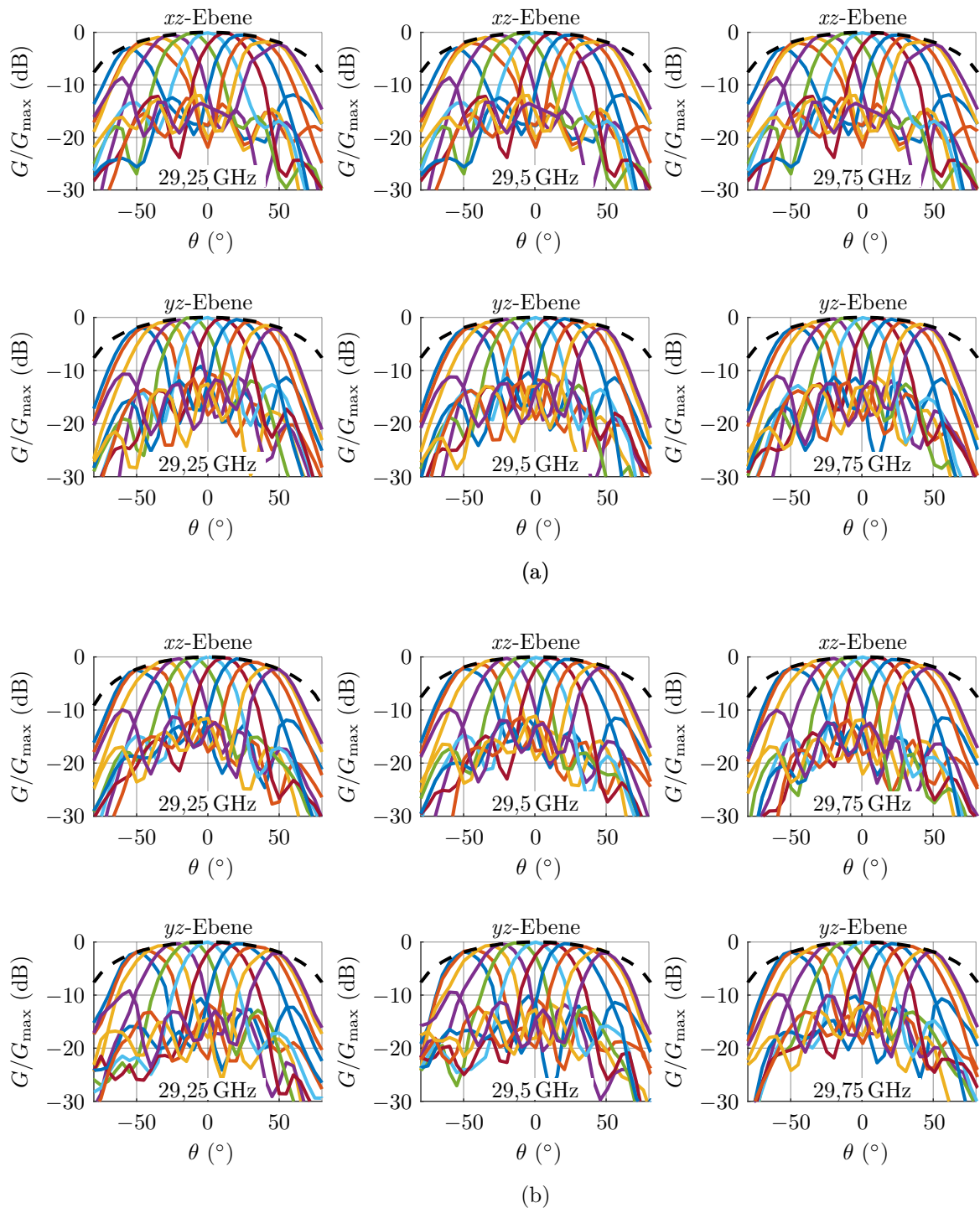


Abbildung 5.18: TX-Strahlungscharakteristiken für (a) HP und (b) VP bei drei verschiedenen Frequenzen im Vergleich zur $\cos(\theta)$ -Funktion (- -).

5.3 Diskussion der Ergebnisse

Abb. 5.19 vergleicht am Beispiel der vertikalen Polarisation in der yz -Ebene die Performance des passiven und des aktiven Gruppenstrahlers. Gezeigt wird das berechnete Strahlungsbild aus Abb. 4.12 für verschiedene Schwenkwinkel im Vergleich zur gemessenen Charakteristik des aktiven Aufbaus aus Abb. 5.18. Beide stimmen für alle Schwenkwinkel gut überein. Dies bestätigt den methodischen Ansatz, zunächst einen passiven Aufbau zu realisieren und die Antennencharakteristik zu synthetisieren.

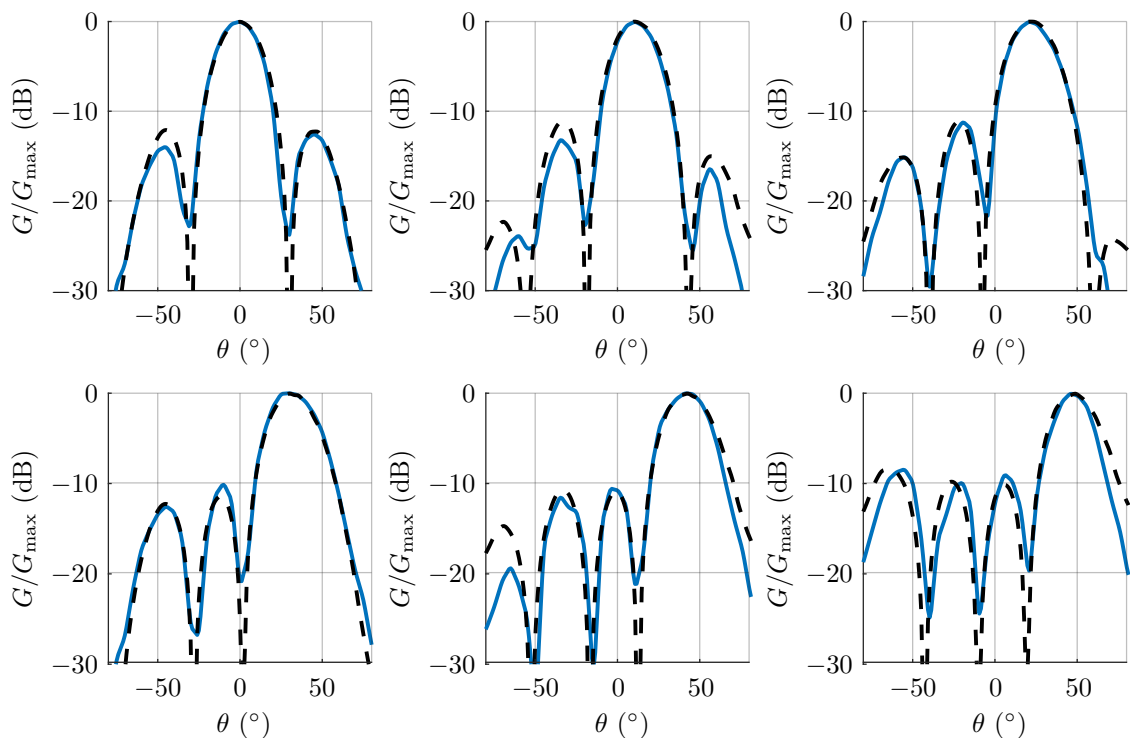


Abbildung 5.19: Vergleich des Strahlungsbildes des aktiven Gruppenstrahlers (—) mit der Vorhersage des passiven Aufbaus (- -) für verschiedene Schwenkwinkel.

Tabelle 5.1 fasst die Merkmale des vorgestellten aktiven Gruppenstrahlers aus diesem Kapitel zusammen und vergleicht sie mit anderen K-/Ka-Band-Gruppenstrahlern. Für einen möglichst voll umfänglichen Vergleich werden zwei passive Gruppenstrahler mit kombinierter RX/TX-Apertur, sowie jeweils zwei aktive Gruppenstrahler für den Empfang beziehungsweise das Senden herangezogen.

Für den aktiven Betrieb sind das G/T und die EIRP besonders aussagekräftige Größen. Der Vergleich mit den anderen aktiven Systemen zeigt, dass der in dieser Arbeit

Tabelle 5.1: Vergleich des aktiven Gruppenstrahlers dieser Arbeit mit anderen aktuellen Realisierungen im K- und Ka-Band. Die angegebenen Empfangsgüten und Strahlungsleistungen sind für die Vergleichbarkeit auf 8 RX- beziehungsweise 16 TX-Elemente normiert.

Parameter	Kap. 5	[38]	[39]	[40]	[103]	[41]	[42]
Aktiv	Ja	Nein	Nein	Ja	Ja	Ja	Ja
Betrieb	Duplex	Passiv	Passiv	Simplex	Simplex	Simplex	Simplex
Get. Ap. ¹	Ja	Ja	Ja	Nein	Nein	Nein	Nein
θ_{\max} ²	50°	60°	30°	70°	70°	60°	70°
SLL (dB)	<-9	<-10*	<-11*	<-11	<-12	<-10	<-12
<u>RX</u>							
Band ³	19,7-20,2	17,7-21,2	18,7-21,2	17,7-20,2	17,7-20,2	-	-
N_{RX} ⁴	8	64	32	1024	256	-	-
d_{RX} ⁵	0,48λ	0,53 λ	0,5 λ	0,47 λ	k.A.	-	-
Pol. ⁶	2-Lin.	RHCP	2-Zirk.	2-Lin.	RHCP	-	-
G/T ⁷	-16,4	-	-	-15,3	-16,1	-	-
<u>TX</u>							
Band ³	29-30	27,5-31	27,5-30	-	-	29,5-30	27-31
N_{TX} ⁴	16	64	64	-	-	1024	1024
d_{TX} ⁵	0,5λ	0,52 λ	0,5 λ	-	-	0,5 λ	0,48 λ
Pol. ⁶	2-Lin.	LHCP	2-Zirk.	-	-	2-Zirk.	2-Lin.
EIRP ⁸	6,1	-	-	-	-	5,3 - 7,8*	8,8

*Aus Graphen abgelesen beziehungsweise approximiert

¹Gemeinsame TX/RX-Apertur

²Maximaler Schwenkwinkel

³Nutzband in GHz

⁴Anzahl der Elemente im präsentierten Gruppenstrahler für RX/TX

⁵Elementabstand normiert auf die minimale Wellenlänge

⁶Polarisation: Dual-Linear (2-Lin.), Dual-Zirkular (2-Zirk.)

⁷Maximales G/T für eine Polarisation bei Raumtemperatur normiert auf 8 RX-Elemente in dB/K

⁸Maximale EIRP für eine Polarisation normiert auf 16 TX-Elemente in dBW

präsentierte Gruppenstrahler eine vergleichbare Performanz aufweist. Das geringere SLL von -9 dB und die gezeigten Schwenkwinkel bis 50° sind auf die geringe Anzahl an Elementen im Testaufbau zurückzuführen. Ziel dieser Arbeit ist es, die Realisierbarkeit eines solchen integrierten Aufbaus zu demonstrieren. Dafür ist eine geringe Anzahl an Elementen ausreichend. Letztere wirkt sich allerdings auf den AF aus, wie Abb. 5.20 zeigt. Die Breite der Hauptkeule und damit auch der Gitterkeulen nimmt mit steigender Elementanzahl ab. Entsprechend beeinflusst bei einem Gruppenstrahler mit wenigen Elementen die Gitterkeule für große Schwenkwinkel das SLL, selbst wenn sie sich rechnerisch außerhalb des Sichtbereiches befindet. Für Schwenkwinkel bis 40° weisen der vorgestellte Gruppenstrahler ebenso wie die Vergleichssysteme ein SLL von weniger als -10 dB auf.

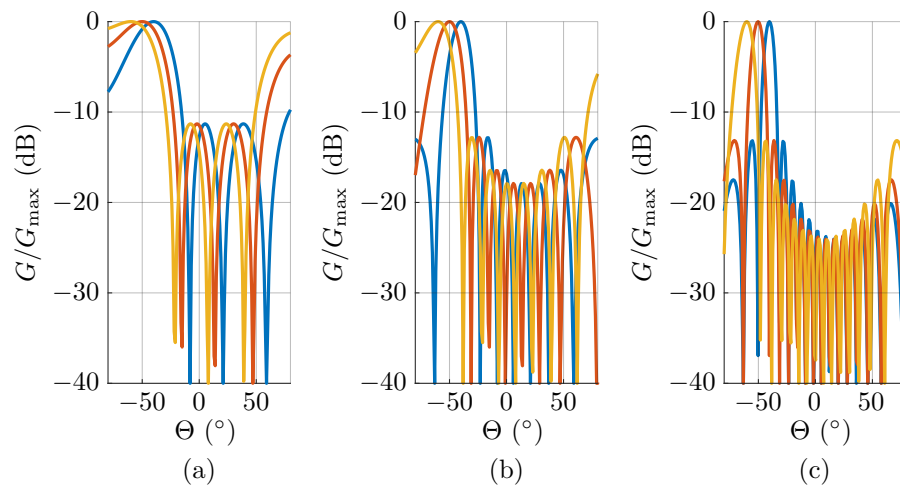


Abbildung 5.20: AF eines Gruppenstrahler mit einem Elementabstand von $\lambda/2$ und (a) 16, (b) 64 und (c) 256 Elementen für einen Schwenkwinkel von 40° (—), 50° (—) und 60° (—).

Die Ergebnisse zeigen, dass das in dieser Arbeit vorgestellte Konzept der Zweiband-Antenne mit zwei orthogonalen Polarisierungen den Aufbau eines Gruppenstrahlers mit einer kombinierten RX-/TX-Apertur ermöglicht. Der hergestellte aktive Gruppenstrahler bietet mit anderen Systemen vergleichbare Sende- und Empfangseigenschaften bei einem deutlich reduzierten Flächenbedarf. Ein Nachteil ist die Verschlechterung der Empfangsgüte bei gleichzeitigem Sendebetrieb. Dem kann zum Beispiel durch eine Verbesserung der Isolation der Antennenelemente entgegengewirkt werden.

5.4 Erweiterter aktiver Gruppenstrahler

Aufgrund der gezeigten Ergebnisse wird das vorgestellte Konzept verwendet, um einen modularisierten Gruppenstrahler zu realisieren. Dafür wird der Aufbau um eine Treiber-Platine erweitert. Darüber hinaus wird ein Hohlleiter-Segment hinzugefügt, das neben der Verteilung der HF-Signale auch als thermische Schnittstelle dient.

Der im Folgenden präsentierte Prototyp besteht aus einem Modul und dient der Veranschaulichung und Verifikation des Konzeptes. Durch die Verwendung von mehreren Modulen kann eine Skalierung auf größere, an verschiedene Anforderungen (LEO, MEO, GEO) angepasste Gruppenstrahler erfolgen.

Ein Modul besteht aus insgesamt drei vertikal angeordneten Platinen und einer Hohlleiterstruktur, wie in Abb. 5.21 verdeutlicht. Die dreilagige Antennen-Platine beinhaltet jeweils 32 der bereits entwickelten TX- und RX/TX-Antennen sowie eine Lage, die als Schnittstelle zu der Platine mit den Chips dient. Es wird die gleiche verschachtelte Gitterstruktur verwendet. Der Elementabstand wird auf $d_{\text{TX}} = 0,55$ mm erhöht, um zu dem vorliegenden System zu passen.

Die Chip-Platine besteht aus sechs Lagen und beinhaltet die Strahlformer-Chips, sowie deren HF-Anbindung und Spannungsversorgung. Beide Platinen werden mit einem anisotrop-leitfähigen Kleber miteinander verbunden [104]. Um die Modularisierung zu ermöglichen, wird die Gesamtplatine entlang der äußeren Antennenkanten ausgefräst.

Die Treiber-Platine bildet die Schnittstelle sowohl für die Spannungsversorgung als auch für die Datensignale und die Ansteuerung (SPI) [105]. Sie beinhaltet Frequenzumsetzer, welche die HF-Signale aus dem K- und Ka-Band auf eine Zwischenfrequenz im L-Band (1 bis 2 GHz) umsetzen. Die folgenden Messergebnisse werden entsprechend nur über einen 1 GHz breiten Frequenzbereich gezeigt.

Für die HF-Verteilung wird ein Hohlleiternetzwerk zwischen der Treiber- und der Chip-Platine eingesetzt. Dieses Hohlleiternetzwerk ist aus mehreren Aluminium-Segmenten gefertigt und dient neben der Signalverteilung auch als thermische Schnittstelle [106].

Die Treiber-Platine und die verklebten Antennen- und Chip-Lagen werden mit Passstiften auf dem Hohlleitersegment ausgerichtet und mit Schrauben fixiert. Abb. 5.22 zeigt das gefertigte Modul im zusammengebauten Zustand. Abb. 5.23 zeigt das Modul mit acht weiteren, nicht betriebenen Modulen auf einer Halterung und verdeutlicht damit die Modularisierung.

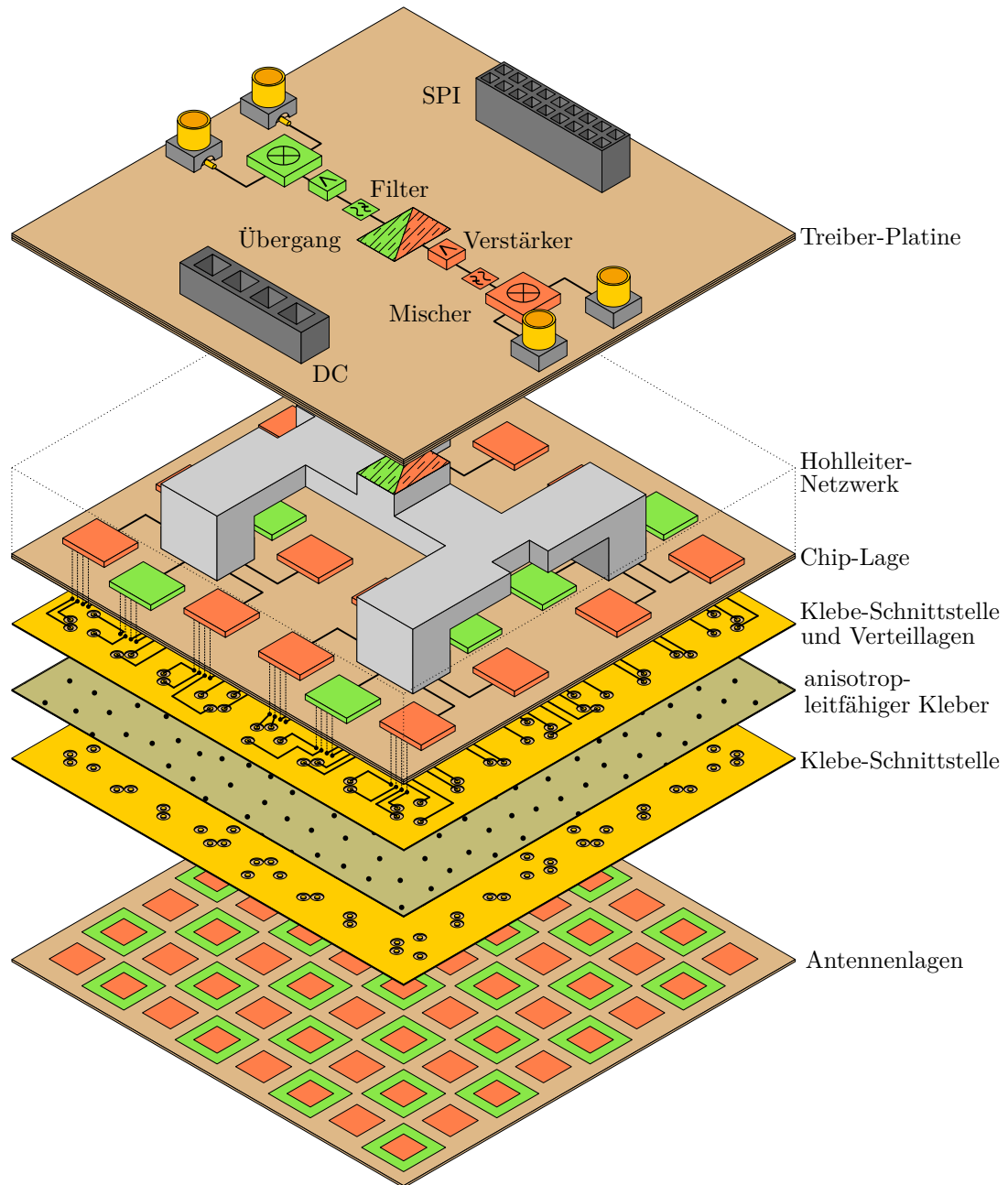


Abbildung 5.21: Vereinfachte schematische dreidimensionale Explosionszeichnung des erweiterten aktiven Gruppenstrahlers. Das Hohlleiter-Netzwerk ist als Kontur dargestellt.

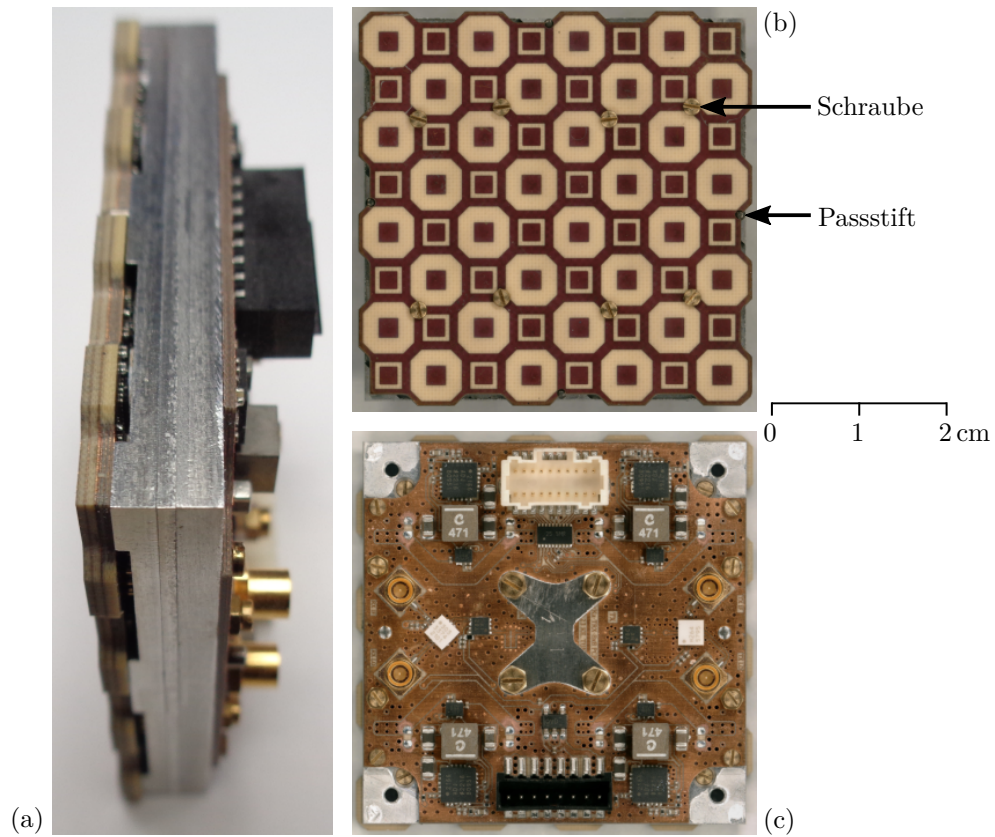


Abbildung 5.22: (a) Seitenansicht des zusammengesetzten Moduls; Draufsicht (b) der Antennenlage und (c) der Treiber-Platine.

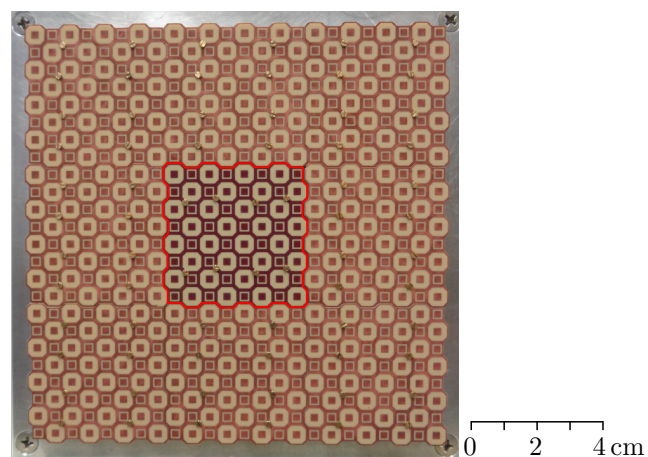


Abbildung 5.23: Das auf einer Halterung montierte Modul (rot umrandet) umgeben von acht weiteren nicht aktiv betriebenen Modulen zur Visualisierung der Modularisierung.

Abb. 5.24(a) zeigt die gemessene Empfangsgüte des Moduls für den RX-Betrieb im 1-dB-Kompressionspunkt. Die maximale G/T beträgt $-10,2$ dB/K (VP) und $-10,4$ dB/K (HP). Diese Werte sind wegen der vierfachen Anzahl an RX-Elementen 6 dB höher als beim 4×4 Gruppenstrahler. Am Rand des Frequenzbereiches ist die G/T um bis zu 2,3 dB niedriger als im Maximum. Die Nutzung eines 1 GHz breiten Frequenzbandes im K-Band ist damit je nach Anwendungsfall möglich.

In Abb. 5.24(b) ist die EIRP des Moduls für den Betrieb im 1-dB-Kompressionspunkt über der Frequenz dargestellt. Die EIRP liegt im gesamten 1 GHz breiten Messbereich über 18,2 dBW (VP) und über 19,1 dBW (HP). Die maximal gemessene EIRP beträgt 20,6 dBW. Nach (5.6) ist eine um 12 dB höhere EIRP als beim 4×4 Gruppenstrahler zu erwarten. Dieser Wert wird im Maximum um 2,5 dB überschritten. Grund dafür ist die Verwendung von einer neuen Chip-Generation (TX: AWMF-0198, RX: AWMF-0197) und höheren Versorgungsspannungen.

Im Vollduplex-Betrieb (nicht abgebildet) verringert sich die Empfangsgüte um bis zu 2 dB. Grund dafür ist der zusätzliche Rauscheinfluss der TX-Leistungsverstärker. Dieser wirkt sich aufgrund der gegenseitigen Kopplung auch auf den RX-Pfad aus. Auf die EIRP hat ein gleichzeitiger RX-Betrieb keinen messbaren Einfluss.

Ein wichtiger Indikator für die Qualität eines modulierten Signals ist der Fehlervektorbetrag (engl. *error-vector-magnitude*, EVM). Dieser gibt an, wie weit die Punkte im Konstellationsdiagramm des gesendeten Signals im quadratischen Mittel von dem

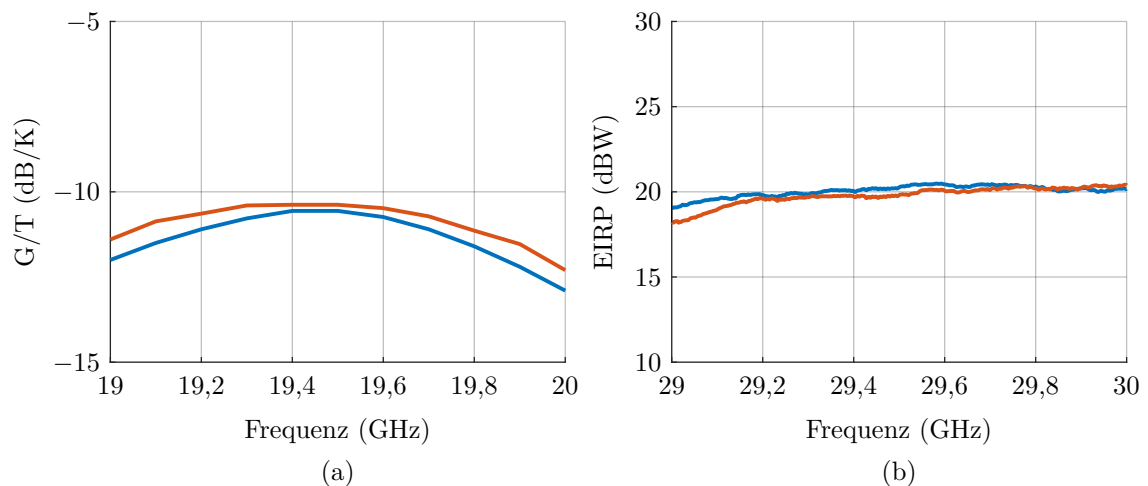


Abbildung 5.24: Gemessene (a) G/T und (b) EIRP des gefertigten Moduls über der Frequenz für HP (—) und VP (—) für den Betrieb im 1-dB-Kompressionspunkt.

idealen Zustand abweichen. Somit ist der EVM ein Maß für die Verzerrungen, welche durch den Sender und insbesondere die Leistungsverstärker verursacht werden [107]. Abb. 5.25(a) zeigt den entsprechenden Messaufbau für das Modul.

Das Modem generiert ein analoges L-Band-Signal, welches pseudo-zufällige Bitfolgen mit einer Vorwärtsfehlerkorrektur (engl. *forward error correction*, FEC) enthält. Die Datenrate beträgt 10 Mbit/s, und als Modulationsverfahren wird die Quadratur-Amplituden-Modulation (QAM) verwendet. Das Signal wird mit einer variierenden Eingangsleistung P_{in} in die Antenne gespeist und über eine Distanz von 1 m im Freiraum übertragen. Als Referenzantenne wird ein Standard-Horn verwendet. Die empfangenen Daten werden mit einem Spektrumanalysator ausgewertet. Die Ergebnisse für die verschiedenen Eingangsleistungen sind in Abb. 5.25(b) und (c) zu sehen.

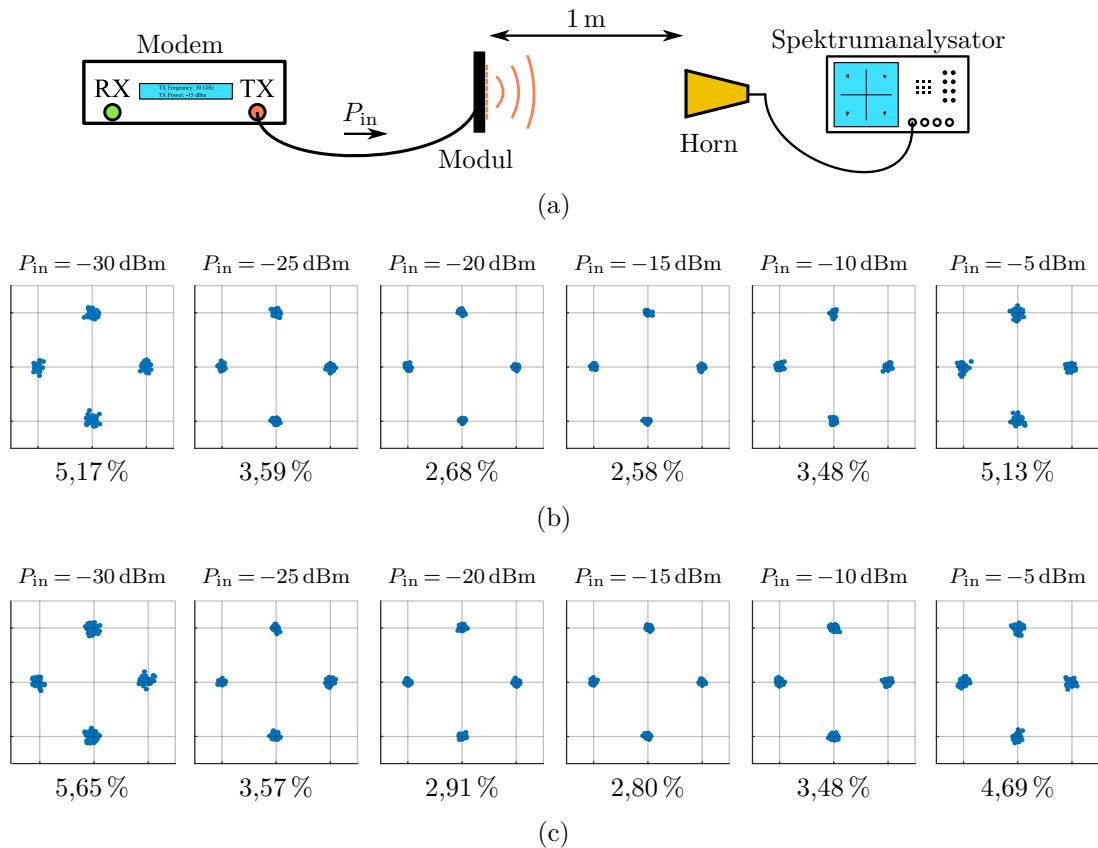


Abbildung 5.25: EVM-Messung des erweiterten Sende-Empfängers mit (a) dem Messaufbau und den Ergebnissen für (b) horizontale und (c) vertikale Polarisation.

Die Ergebnisse zeigen, dass eine robuste Datenübertragung möglich ist und dass die Verzerrung des Sendesignals bei einer Eingangsleistung von -15 dBm am geringsten ist. Für den 1-dB-Kompressionspunkt bei einer Eingangsleistung von -8 dBm liegt der EVM etwa 1,2% höher als im Optimum. Grund für den Anstieg bei höheren Eingangsleistungen sind im Sender auftretende Nichtlinearitäten. Für niedrige Eingangsleistungen begrenzt die Empfindlichkeit des Empfängers die Qualität der Übertragung.

Abb. 5.26 zeigt die Strahlungscharakteristiken für den Empfangs- und den Sendebetrieb des erweiterten Gruppenstrahlers für Schwenkwinkel mit $\theta_S \leq |60^\circ|$. Wie bereits in Unterabschnitt 5.3 diskutiert, können aufgrund der größeren Elementanzahl nun höhere Schwenkwinkel realisiert und ein SLL von weniger als -10 dB für den TX-Betrieb eingehalten werden. Das SLL für den RX-Betrieb liegt um bis zu 2 dB niedriger. Die Ursache dafür ist, dass aufgrund der Architektur in der diagonalen Ebene gemessen

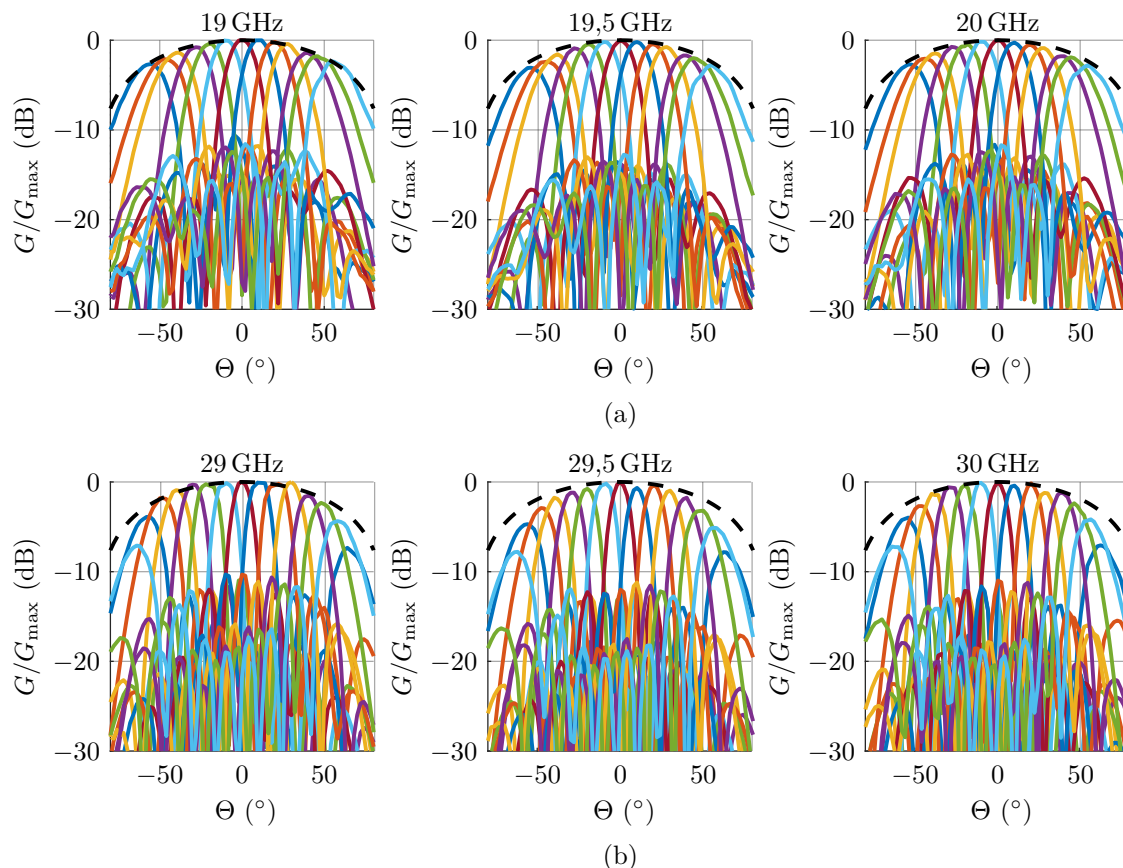


Abbildung 5.26: Strahlungscharakteristik für den (a) Empfangs- und (b) Sendebetrieb des erweiterten Gruppenstrahlers für verschiedene Schwenkwinkel in der xz -Ebene im Vergleich zur $\cos(\theta)$ -Funktion (- -).

wird. Dies führt wie in Abschnitt 2.2 beschrieben zu besseren Ergebnissen. Entsprechend treten auch nur im TX-Betrieb für Schwenkwinkel über $|\theta_S| > 50^\circ$ Gitterkeulen auf.

Die gezeigten Ergebnisse beweisen, dass das entwickelte Antennenkonzept auch für einen skalierten und modularen Aufbau geeignet ist und durch eine erhöhte Anzahl an Antennenelementen einige Eigenschaften wie zum Beispiel das SLL und der maximale Schwenkwinkel noch verbessert werden können. Die Performanz des entwickelten Sendempfängers ist daher mit der von anderen Systemen aus der Literatur, welche auf getrennten Aperturen basieren, vergleichbar.

Zusammenfassung und Ausblick 6

In dieser Arbeit wird ein phasengesteuerter Gruppenstrahler für das K- und Ka-Band entwickelt, gefertigt und getestet. Eine besondere Eigenschaft des Gruppenstrahlers ist die Kombination der Sende- und Empfangsantennen in einer einzigen Apertur und deren gleichzeitiger Betrieb. Da der Gruppenstrahler für den flexiblen Einsatz in der mobilen Satellitenkommunikation geeignet sein soll, werden ein modularer Aufbau verwendet und zwei orthogonale Polarisierungen unterstützt. Zudem ermöglicht die sehr kompakte Umsetzung die Verwendung in der zivilen Luftfahrt.

Zu Beginn werden verschiedene Architekturen und Konzepte von Gruppenstrahlern untersucht. Es folgt die Festlegung auf eine RX/TX-integrierte, rechteckige Anordnung der Antennen in einer Kachelarchitektur. Dafür werden neben reinen TX-Antennen auch kombinierte RX/TX-Antennen benötigt. Drei verschiedene Möglichkeiten, entsprechende Zweiband-Antennen aufzubauen, werden vorgeschlagen und miteinander verglichen. Schließlich wird eine Viertor-Patch-Antenne für die Umsetzung des Gruppenstrahlers verwendet. Diese unterstützt aufgrund der vier voneinander isolierten Tore jeweils zwei lineare Polarisierungen im K- und Ka-Band und benötigt keine zusätzliche Diplexer zum Trennen der Sende- und Empfangssignale. Zusammen mit den ebenfalls entworfenen Sendeantennen wird im nächsten Schritt ein passiver Gruppenstrahler aufgebaut, um das Verhalten der Antennen im Verbund zu untersuchen. Die Messergebnisse belegen die Eignung der entwickelten Antennen für die Verwendung in einem Gruppenstrahler. Entsprechend folgt die Umsetzung eines aktiven Gruppenstrahlers. Dieser wird hinsichtlich seiner Eigenschaften im Halb- und Vollduplex-Betrieb charakterisiert. Dafür werden Einzelkanalmessungen, Schwenkverhalten, Empfangsgüte, Strahlungsleistung und Robustheit der Datenübertragung betrachtet. Die Ergebnisse zeigen, dass dieser Gruppenstrahler trotz der gemeinsamen Apertur eine mit anderen reinen Sende- oder Empfangs-Systemen vergleichbare Performanz aufweist.

Dieser Erfolg motiviert eine Reihe von weiterführenden Arbeiten und Untersuchungen. In einem nächsten Schritt könnte die Skalierung des gezeigten Gesamtsystems auf eine für reale Anwendungen angepasste Größe demonstriert werden. Darüber hinaus könnten auch die Teilkomponenten weiter optimiert werden. Hierzu gehört insbesondere die Erweiterung der Bandbreite der verwendeten RX/TX-Antennenelemente zur Ausnutzung des gesamten K- und Ka-Bandes.

Zu untersuchen wäre, ob dies zum Beispiel durch Hinzufügen von parasitär gekoppelten Patches erreicht werden kann. Ebenfalls von Bedeutung ist die Verbesserung der Isolation zwischen den Bändern, um die Beeinträchtigung bei gleichzeitigem Send- und Empfangsbetrieb zu verringern. Zusätzlich könnte die Umsetzung in einer alternativen Gitterstrukturen untersucht werden.

Eine interessante Frage ist, ob durch die Verwendung von reinen RX- und TX-Antennen und deren Unterbringung auf separaten Lagen die Komplexität der Antennen reduziert werden kann. Das könnte die Optimierung in Bezug auf Bandbreite und Isolation vereinfachen, auf der anderen Seite aber zu neuen Herausforderungen in der Herstellung führen.

Trotz der möglichen Verbesserungen zeigt der entwickelte Gruppenstrahler ein großes Potential, sehr kompakte, leistungsstarke und flexible Systeme für die mobile Satellitenkommunikation zu realisieren. Er stellt damit eine vielversprechende Neuerung auf dem sich rasch entwickelnden Gebiet der SatCom-Anwendungen dar.

Übersicht der S-Parameter des passiven Gruppenstrahlers



Tabelle A.1 (Zweiband-Antenne) und Tabelle A.2 (Einband-Antenne) geben eine Übersicht, welche S-Parameter der passiven Gruppenstrahler aus Kapitel 4 gemessen sind und welche sich aus den in Abb. 4.5 gezeigten Symmetrien ergeben. Die Nummerierungen der Antennen werden in Abb. A.1 gezeigt. Die Bezeichnung der einzelnen Antennen-Tore folgt dem Schema

$$A_{\text{Nr.} | \text{Polarisation}}^{\text{RX/TX}}$$

Antenne A_5 ist jeweils die im Mittelpunkt positionierte Antenne, deren vier beziehungsweise zwei Anschlüsse mit Konnektoren versehen sind.

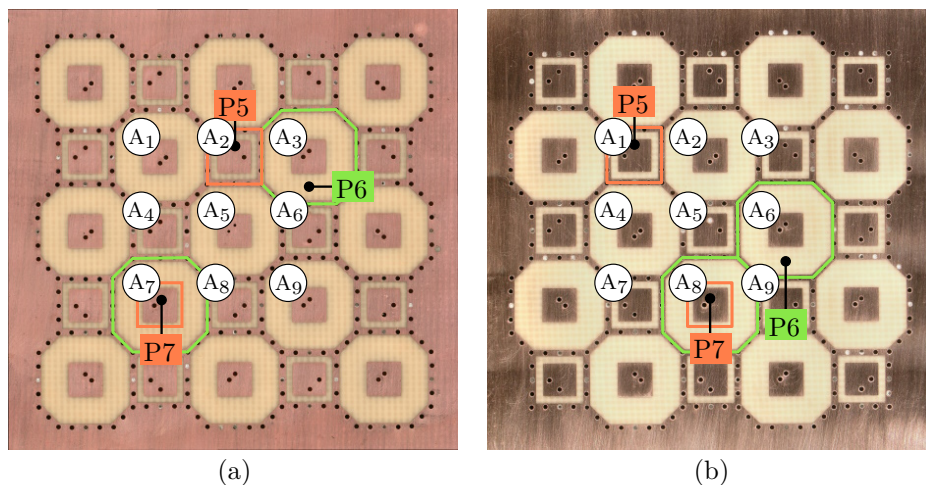


Abbildung A.1: Bezeichnung der Antennen und Tore der passiven Gruppenstrahler zur Charakterisierung (a) der Zweiband- und (b) der Einband-Antenne aus Abb. 4.6.

Tabelle A.1: Gemessene (in Grün) und aufgrund der Symmetrie abgeleitete (in Weiß) S-Parameter des passiven Gruppenstrahlers für die Charakterisierung der Zweiband-Antenne.

	$A_{5 HP}^{RX}$	$A_{5 VP}^{RX}$	$A_{5 HP}^{TX}$	$A_{5 VP}^{TX}$
$A_{1 HP}^{RX}$	S_{26}	S_{16}	S_{46}	S_{36}
$A_{1 VP}^{RX}$	S_{16}	S_{26}	S_{36}	S_{46}
$A_{1 HP}^{TX}$	S_{27}	S_{17}	S_{47}	S_{37}
$A_{1 VP}^{TX}$	S_{17}	S_{27}	S_{37}	S_{47}
$A_{2 HP}^{TX}$	S_{25}	S_{15}	S_{45}	S_{35}
$A_{2 VP}^{TX}$	S_{15}	S_{25}	S_{35}	S_{45}
$A_{3 HP}^{RX}$	S_{26}	S_{16}	S_{46}	S_{36}
$A_{3 VP}^{RX}$	S_{16}	S_{26}	S_{36}	S_{46}
$A_{3 HP}^{TX}$	S_{27}	S_{17}	S_{47}	S_{37}
$A_{3 VP}^{TX}$	S_{17}	S_{27}	S_{37}	S_{47}
$A_{4 HP}^{TX}$	S_{25}	S_{15}	S_{45}	S_{35}
$A_{4 VP}^{TX}$	S_{15}	S_{25}	S_{35}	S_{45}
$A_{5 HP}^{RX}$	S_{11}	S_{21}	S_{31}	S_{41}
$A_{5 VP}^{RX}$	S_{12}	S_{22}	S_{32}	S_{42}
$A_{5 HP}^{TX}$	S_{13}	S_{23}	S_{33}	S_{43}
$A_{5 VP}^{TX}$	S_{14}	S_{24}	S_{34}	S_{44}
$A_{6 HP}^{TX}$	S_{25}	S_{15}	S_{45}	S_{35}
$A_{6 VP}^{TX}$	S_{15}	S_{25}	S_{35}	S_{45}
$A_{7 HP}^{RX}$	S_{26}	S_{16}	S_{46}	S_{36}
$A_{7 VP}^{RX}$	S_{16}	S_{26}	S_{36}	S_{46}
$A_{7 HP}^{TX}$	S_{27}	S_{17}	S_{47}	S_{37}
$A_{7 VP}^{TX}$	S_{17}	S_{27}	S_{37}	S_{47}
$A_{8 HP}^{TX}$	S_{25}	S_{15}	S_{45}	S_{35}
$A_{8 VP}^{TX}$	S_{15}	S_{25}	S_{35}	S_{45}
$A_{9 HP}^{RX}$	S_{26}	S_{16}	S_{46}	S_{36}
$A_{9 VP}^{RX}$	S_{16}	S_{26}	S_{36}	S_{46}
$A_{9 HP}^{TX}$	S_{27}	S_{17}	S_{47}	S_{37}
$A_{9 VP}^{TX}$	S_{17}	S_{27}	S_{37}	S_{47}

Tabelle A.2: Gemessene (in Grün) und aufgrund der Symmetrie abgeleitete (in Weiß) S-Parameter des passiven Gruppenstrahlers für die Charakterisierung der Einband-Antenne.

	$A_{5 \text{HP}}^{\text{TX}}$	$A_{5 \text{VP}}^{\text{TX}}$
$A_{1 \text{HP}}^{\text{TX}}$	S_{45}	S_{35}
$A_{1 \text{VP}}^{\text{TX}}$	S_{35}	S_{45}
$A_{2 \text{HP}}^{\text{RX}}$	S_{46}	S_{36}
$A_{2 \text{VP}}^{\text{RX}}$	S_{36}	S_{46}
$A_{2 \text{HP}}^{\text{TX}}$	S_{47}	S_{37}
$A_{2 \text{VP}}^{\text{TX}}$	S_{37}	S_{47}
$A_{3 \text{HP}}^{\text{TX}}$	S_{45}	S_{35}
$A_{3 \text{VP}}^{\text{TX}}$	S_{35}	S_{45}
$A_{4 \text{HP}}^{\text{RX}}$	S_{46}	S_{36}
$A_{4 \text{VP}}^{\text{RX}}$	S_{36}	S_{46}
$A_{4 \text{HP}}^{\text{TX}}$	S_{47}	S_{37}
$A_{4 \text{VP}}^{\text{TX}}$	S_{37}	S_{47}
$A_{5 \text{HP}}^{\text{TX}}$	S_{33}	S_{53}
$A_{5 \text{VP}}^{\text{TX}}$	S_{55}	S_{35}
$A_{6 \text{HP}}^{\text{RX}}$	S_{46}	S_{36}
$A_{6 \text{VP}}^{\text{RX}}$	S_{36}	S_{46}
$A_{6 \text{HP}}^{\text{TX}}$	S_{47}	S_{37}
$A_{6 \text{VP}}^{\text{TX}}$	S_{37}	S_{47}
$A_{7 \text{HP}}^{\text{TX}}$	S_{45}	S_{35}
$A_{7 \text{VP}}^{\text{TX}}$	S_{35}	S_{45}
$A_{8 \text{HP}}^{\text{RX}}$	S_{46}	S_{36}
$A_{8 \text{VP}}^{\text{RX}}$	S_{36}	S_{46}
$A_{8 \text{HP}}^{\text{TX}}$	S_{47}	S_{37}
$A_{8 \text{VP}}^{\text{TX}}$	S_{37}	S_{47}
$A_{9 \text{HP}}^{\text{TX}}$	S_{45}	S_{35}
$A_{9 \text{VP}}^{\text{TX}}$	S_{35}	S_{45}

Literaturverzeichnis

- [1] T. Chaloun, L. Boccia, E. Arnieri, M. Fischer, V. Valenta, N. J. G. Fonseca und C. Waldschmidt, „Electronically Steerable Antennas for Future Heterogeneous Communication Networks: Review and Perspectives,“ *IEEE Journal of Microwaves*, Jg. 2, Nr. 4, S. 545–581, 2022.
- [2] B. Rohrdantz, T. Jaschke, T. Reuschel, S. Radziewiczski, A. Sieganschin und A. F. Jacob, „An Electronically Scannable Reflector Antenna Using a Planar Active Array Feed at Ka-Band,“ *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Jg. 65, Nr. 5, S. 1650–1661, 2017.
- [3] Electronic Communications Committee (ECC), „The European Table of Frequency Allocations and Applications in the Frequency Range 8.3 kHz to 3000 GHz,“ *ERC Report 25*, 2020.
- [4] L. Chuan, S. Ru-Tian und Y. P. Hon, „Ka Band Satellite Communications Design Analyses and Optimization,“ in *Proc. Defense, Science and Technology Agency Horizons (DSTA)*, S. 70–78, 2015.
- [5] H. Fenech, S. Amos, A. Tomatis und V. Soumholphakdy, „High Throughput Satellite Systems: An Analytical Approach,“ *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Jg. 51, Nr. 1, S. 192–202, 2015.
- [6] D. Serano-Velarde, E. Lance, H. Fenech und G. E. Rodriguez-Guisantes, „Novel Dimensioning Method for High-Throughput Satellites: Forward Link,“ *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Jg. 50, Nr. 3, S. 2146–2163, 2014.
- [7] C. Ravishankar, R. Gopal, N. BenAmmar, G. Zakaria und X. Huang, „Next-Generation Global Satellite System With Mega-Constellations,“ *International*

- Journal of Satellite Communications and Networking*, Jg. 39, Nr. 1, S. 6–28, 2021.
- [8] H. Xie, Y. Zhan, G. Zeng und X. Pan, „LEO Mega-Constellations for 6G Global Coverage: Challenges and Opportunities,“ *IEEE Access*, Jg. 9, S. 164 223–164 244, 2021.
- [9] N. Pachler, I. del Portillo, E. F. Crawley und B. G. Cameron, „An Updated Comparison of Four Low Earth Orbit Satellite Constellation Systems to Provide Global Broadband,“ in *Proc. International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops)*, S. 1–7, 2021.
- [10] I. Uchendu und J. R. Kelly, „Survey of Beam Steering Techniques Available for Millimeter Wave Applications,“ *Progress In Electromagnetics Research*, Jg. 68, S. 35–54, 2016.
- [11] P. Wang, W. Ren, Q. Zeng, Z. Xue und W. Li, „Dual-Band Beam-Scanning Antenna at Ka-Band by Rotation of Two Transmitarrays,“ *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Jg. 21, Nr. 9, S. 1792–1796, 2022.
- [12] F. Tabarani, L. Boccia, T. Purtova, A. Shamsafar, H. Schumacher und G. Amendola, „0.25- μm BiCMOS System-on-Chip for K-/Ka-Band Satellite Communication Transmit–Receive Active Phased Arrays,“ *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Jg. 66, Nr. 5, S. 2325–2339, 2018.
- [13] T. Chaloun, C. Hillebrand, C. Waldschmidt und W. Menzel, „Active Transmitarray Submodule for K/Ka Band Satcom Applications,“ in *Proc. German Microwave Conference (GeMiC)*, S. 198–201, 2015.
- [14] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 4. Aufl. John Wiley and Sons, New Jersey, 2016.
- [15] P. Delos, B. Broughton und J. Kraft, „Phased Array Antenna Patterns - Part 1: Linear Array Beam Characteristics and Array Factor,“ *Analog Dialogue*, Jg. 54, Nr. 2, 2020.
- [16] P. Delos, B. Broughton und J. Kraft, „Phased Array Antenna Patterns - Part 2: Grating Lobes and Beam Squint,“ *Analog Dialogue*, Jg. 54, Nr. 2, 2020.

-
- [17] S. Bellofiore, J. Foutz, R. Govindarajula, I. Bahceci, C. Balanis, A. Spanias, J. Capone und T. Duman, „Smart Antenna System Analysis, Integration and Performance for Mobile Ad-Hoc Networks (MANETs),“ *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jg. 50, Nr. 5, S. 571–581, 2002.
- [18] H. J. Visser, *Array and Phased Array Antenna Basics*, 1. Aufl. John Wiley and Sons, New Jersey, 2005.
- [19] P. Ioannides und C. Balanis, „Uniform Circular and Rectangular Arrays for Adaptive Beamforming Applications,“ *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Jg. 4, S. 351–354, 2005.
- [20] V. Manohar und Y. Rahmat-Samii, „Revisiting the Appearance of Grating Lobes for Antennas With Circular Periodicity,“ *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jg. 67, Nr. 8, S. 5723–5728, 2019.
- [21] N. H. Noordin, V. Zuniga, A. O. El-Rayis, N. Haridas, A. T. Erdogan und T. Arslan, „Uniform Circular Arrays for Phased Array Antenna,“ *in Proc. Loughborough Antennas and Propagation Conference (LAPC)*, S. 1–4, 2011.
- [22] E. Sharp, „A Triangular Arrangement of Planar-Array Elements that Reduces the Number Needed,“ *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jg. 9, Nr. 2, S. 126–129, 1961.
- [23] T. Jaschke, *Substrate Integrated Waveguide Technology for Rx/Tx Integrated Array Antennas*. Mensch und Buch Verlag, Berlin, 2021.
- [24] M. R. Sarker, M. M. Islam, M. T. Alam und M. Hossam-E-Haider, „Side Lobe Level Reduction in Antenna Array Using Weighting Function,“ *in Proc. International Conference on Electrical Engineering and Information Technology (ICEEIT)*, S. 1–5, 2014.
- [25] P. Ioannides und C. Balanis, „Uniform Circular and Rectangular Arrays for Adaptive Beamforming Applications,“ *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Jg. 4, S. 351–354, 2005.
- [26] R. Harrington, „Sidelobe Reduction by Nonuniform Element Spacing,“ *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jg. 9, Nr. 2, S. 187–192, 1961.

-
- [27] Z. Iqbal und M. Pour, „Grating Lobe Reduction in Scanning Phased Array Antennas With Large Element Spacing,“ *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jg. 66, Nr. 12, S. 6965–6974, 2018.
- [28] O. Mertinez-Graullera, C. J. Martin, G. Godoy und L. Ullate, „2D Array Design Based on Fermat Spiral for Ultrasound Imaging,“ *Ultrasonics*, Jg. 50, Nr. 2, S. 280–289, 2010.
- [29] A. Ramalli und P. Tortoli, „256-Element Density-Tapered Spiral Matrices for Ultrasound Phased Imaging,“ in *Proc. International Ultrasonics Symposium (IUS)*, S. 2087–2090, 2014.
- [30] A. Nafe, M. Sayginer, K. Kibaroglu und G. M. Rebeiz, „ 2×64 -Element Dual-Polarized Dual-Beam Single-Aperture 28-GHz Phased Array With 2×30 Gb/s Links for 5G Polarization MIMO,“ *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Jg. 68, Nr. 9, S. 3872–3884, 2020.
- [31] P. Uhlig, A. Friedrich, U. Lewark und O. Litschke, „Brick or Tile? Evaluation of Integration Concepts for Microwave Phased Array Antennas,“ in *Proc. Electronics System-Integration Technology Conference (ESTC)*, S. 1–5, 2020.
- [32] J. S. Herd und M. D. Conway, „The Evolution to Modern Phased Array Architectures,“ *Proceedings of the IEEE*, Jg. 104, Nr. 3, S. 519–529, 2016.
- [33] K. Kuhlmann, K. Rezer und A. F. Jacob, „Circularly Polarized Substrate-Integrated Waveguide Antenna Array at Ka-Band,“ in *Proc. German Microwave Conference (GeMiC)*, S. 1–4, 2008.
- [34] K. Kuhlmann und A. F. Jacob, „Active 30 GHz Antenna Array for Digital Beamforming and Polarization Multiplexing,“ in *Proc. International Microwave Symposium (IMS)*, S. 1276–1279, 2010.
- [35] S. Sanzgiri, D. Bostrom, W. Pottenger und R. Lee, „A Hybrid Tile Approach for Ka Band Subarray Modules,“ *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jg. 43, Nr. 9, S. 953–959, 1995.
- [36] W. Simon, D. Schaefer, S. Bruni, M. A. Campo, O. Litschke, S. Otto und S. Holzwarth, „Highly Integrated Ka-Band Frontend Module for SATCOM and 5G,“ in *Proc. Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, S. 441–443, 2019.

-
- [37] A. I. Sandhu, E. Arnieri, G. Amendola, L. Boccia, E. Meniconi und V. Ziegler, „Radiating Elements for Shared Aperture Tx/Rx Phased Arrays at K/Ka Band,“ *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jg. 64, Nr. 6, S. 2270–2282, 2016.
- [38] R. S. Hao, J. F. Zhang, S. C. Jin, D. G. Liu, T. J. Li und Y. J. Cheng, „K-/Ka-Band Shared-Aperture Phased Array With Wide Bandwidth and Wide Beam Coverage for LEO Satellite Communication,“ *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jg. 71, Nr. 1, S. 672–680, 2023.
- [39] T. Jaschke und A. F. Jacob, „A Dual-Polarized SIW Lens Antenna Array for Rx-/Tx-Integration at K/Ka-Band,“ *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jg. 71, Nr. 3, S. 2443–2453, 2023.
- [40] K. K. W. Low, T. Kanar, S. Zehir und G. M. Rebeiz, „A 17.7–20.2-GHz 1024-Element K-Band SATCOM Phased-Array Receiver With 8.1-dB/K G/T, $\pm 70^\circ$ Beam Scanning, and High Transmit Isolation,“ *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Jg. 70, Nr. 3, S. 1769–1778, 2022.
- [41] X. Luo, J. Ouyang, Z.-H. Chen, Y. Yan, L. Han, Z. Wu, T. Yu und K. Zheng, „A Scalable Ka-Band 1024-Element Transmit Dual-Circularly-Polarized Planar Phased Array for SATCOM Application,“ *IEEE Access*, Jg. 8, S. 156 084–156 095, 2020.
- [42] K. K. W. Low, S. Zehir, T. Kanar und G. M. Rebeiz, „A 27–31-GHz 1024-Element Ka-Band SATCOM Phased-Array Transmitter With 49.5-dBW Peak EIRP, 1-dB AR, and $\pm 70^\circ$ Beam Scanning,“ *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Jg. 70, Nr. 3, S. 1757–1768, 2022.
- [43] H. Zhao, P. F. Gu, Z. H. Fan, Z. He, J. Cao, X. Tao, J. X. Wang und D. Z. Ding, „Ultrawideband Dual Circularly Polarized Waveguide Array Antenna for K- and Ka-Bands Satellite Communications,“ *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Jg. 22, Nr. 8, S. 1808–1812, 2023.
- [44] T. Jaschke, B. Rohrdantz, H. K. Mitto und A. F. Jacob, „Ultrawideband SIW-Fed Lens Antenna,“ *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Jg. 16, S. 2010–2013, 2017.
- [45] W. F. Richards, *Microstrip Antennas*, Y. Lo und S. Lee, Hrsg. Van Nostrand Reinhold Co, New York, 1988, Kap. 10.

-
- [46] H. Smith und P. Mayes, „Stacking Resonators to Increase the Bandwidth of Low-Profile Antennas,“ *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jg. 35, Nr. 12, S. 1473–1476, 1987.
- [47] B. Rohrdantz, T. Jaschke, F. K. H. Gellersen, A. Sieganschin und A. F. Jacob, „Ka-Band Antenna Arrays With Dual-Frequency and Dual-Polarized Patch Elements,“ *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, Jg. 8, Nr. 6, 963–972, 2016.
- [48] Y. Kimura, S. Saito, Y. Kimura und M. Tatematsu, „Design and Measurement of a Linearly Dual-Polarized Dual-Band and Wideband Multi-Ring Microstrip Antenna Fed by Two L-Probes,“ in *Proc. International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, S. 789–790, 2021.
- [49] Y. Zhang und J. Mao, „An Overview of the Development of Antenna-in-Package Technology for Highly Integrated Wireless Devices,“ *Proceedings of the IEEE*, Jg. 107, Nr. 11, S. 2265–2280, 2019.
- [50] M. Bozzi, A. Georgiadis und K. Wu, „Review of Substrate-Integrated Waveguide Circuits and Antennas,“ *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, Jg. 5, S. 909–920, Juli 2011.
- [51] T. Jaschke, B. Rohrdantz, J.-P. Mohncke und A. F. Jacob, „A Ka-Band Substrate-Integrated Waveguide Diplexer With Wide Frequency Spread,“ in *Proc. European Microwave Conference (EuMC)*, S. 779–782, 2016.
- [52] A. Sieganschin, T. Jaschke, H. K. Mitto, N. J. Lamann, J. Waldhelm und A. F. Jacob, „A Compact Low-Loss Multilayer SIW Diplexer at K/Ka-Band,“ in *Proc. German Microwave Conference (GeMiC)*, S. 51–54, 2019.
- [53] X. Liu, Z. Zhu, Y. Liu, Q. Lu, X. Yin und Y. Yang, „Compact Bandpass Filter and Diplexer With Wide-Stopband Suppression Based on Balanced Substrate-Integrated Waveguide,“ *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Jg. 69, Nr. 1, S. 54–64, 2021.
- [54] P. Chu, W. Hong, M. Tuo, K.-L. Zheng, W.-W. Yang, F. Xu und K. Wu, „Dual-Mode Substrate Integrated Waveguide Filter With Flexible Response,“ *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Jg. 65, Nr. 3, S. 824–830, 2017.

-
- [55] A. Sieganschin, T. Jaschke und A. F. Jacob, „A Compact Diplexer for Circularly Polarized 20/30 GHz SIW-Antennas,“ *in Proc. International Microwave Symposium (IMS)*, S. 599–602, 2020.
- [56] N. Grigoropoulos, B. Sanz-Izquierdo und P. Young, „Substrate Integrated Folded Waveguides (SIFW) and Filters,“ *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Jg. 15, Nr. 12, S. 829–831, 2005.
- [57] A. Sieganschin, B. Tegowski, T. Jaschke und A. F. Jacob, „Compact Diplexers With Folded Circular SIW Cavity Filters,“ *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Jg. 69, Nr. 1, S. 111–118, 2021.
- [58] R. Moro, S. Moscato, M. Bozzi und L. Perregrini, „Substrate Integrated Folded Waveguide Filter With Out-of-Band Rejection Controlled by Resonant-Mode Suppression,“ *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Jg. 25, Nr. 4, S. 214–216, 2015.
- [59] N. Sielck, A. Sieganschin, K. Erkelenz und A. F. Jacob, „A Compact K-/Ka-Band Diplexer with Dual-Mode Folded SIW Cavities,“ *in Proc. International Microwave Symposium (IMS)*, S. 472–474, 2022.
- [60] S. Amari und U. Rosenberg, „Characteristics of Cross (Bypass) Coupling Through Higher/Lower Order Modes and Their Applications in Elliptic Filter Design,“ *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Jg. 53, Nr. 10, S. 3135–3141, 2005.
- [61] X.-L. Huang, L. Zhou und J.-F. Mao, „Modified FSIW Filter With N Transmission Zeros Using BCB-Based MEMS Technology,“ *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Jg. 29, Nr. 8, S. 520–522, 2019.
- [62] W. Shen, X.-W. Sun, W.-Y. Yin, J.-F. Mao und Q.-F. Wei, „A Novel Single-Cavity Dual Mode Substrate Integrated Waveguide Filter With Non-Resonating Node,“ *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Jg. 19, Nr. 6, S. 368–370, 2009.
- [63] L. Silvestri, A. Ghiotto, C. Tomassoni, M. Bozzi und L. Perregrini, „Partially Air-Filled Substrate Integrated Waveguide Filters With Full Control of Transmission Zeros,“ *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Jg. 67, Nr. 9, S. 3673–3682, 2019.

-
- [64] R. Waterhouse, *Microstrip Patch Antennas: A Designer's Guide*, 1. Aufl. Kluwer Academic Publisher, Massachusetts, 2010.
- [65] H. Liu, Y. He, L. Zhang und W. He, „A Sequential-Phase Fed Dual-Band Dual-Circular-Polarized Patch Antenna for Ka-Band Satellite Communications,“ *in Proc. International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO)*, S. 1–3, 2020.
- [66] C.-X. Mao, Z. H. Jiang, D. H. Werner, S. S. Gao und W. Hong, „Compact Self-Diplexing Dual-Band Dual-Sense Circularly Polarized Array Antenna With Closely Spaced Operating Frequencies,“ *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jg. 67, Nr. 7, S. 4617–4625, 2019.
- [67] A. Kumar, D. Chaturvedi und S. Raghavan, „Dual-Band, Dual-Fed Self-Diplexing Antenna,“ *in Proc. European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, S. 1–5, 2019.
- [68] Y. He, Z. Pan, X. Cheng, Y. He, J. Qiao und M. M. Tentzeris, „A Novel Dual-Band, Dual-Polarized, Miniaturized and Low-Profile Base Station Antenna,“ *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jg. 63, Nr. 12, S. 5399–5408, 2015.
- [69] H. Huang, Y. Liu und S. Gong, „A Novel Dual-Broadband and Dual-Polarized Antenna for 2G/3G/LTE Base Stations,“ *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jg. 64, Nr. 9, S. 4113–4118, 2016.
- [70] Y. Liu, S. Wang, N. Li, J.-B. Wang und J. Zhao, „A Compact Dual-Band Dual-Polarized Antenna With Filtering Structures for Sub-6 GHz Base Station Applications,“ *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Jg. 17, Nr. 10, S. 1764–1768, 2018.
- [71] G. Kumar und K. Gupta, „Nonradiating Edges and four Edges Gap-Coupled Multiple Resonator Broad-Band Microstrip Antennas,“ *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jg. 33, Nr. 2, S. 173–178, 1985.
- [72] S. Long und M. Walton, „A Dual-Frequency Stacked Circular-Disc Antenna,“ *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jg. 27, Nr. 2, S. 270–273, 1979.

- [73] G. Kumar und K. Ray, *Broadband Microstrip Antennas*, 1. Aufl. Artech House, London, 2003.
- [74] N. Sielck, K. Erkelenz und A. F. Jacob, „A Self-Diplexing Dual-Polarized K-/Ka-Band Patch Antenna,“ *in Proc. European Microwave Conference (EuMC)*, S. 733–736, 2022.
- [75] A. A. Khan und M. K. Mandal, „Compact Self-Diplexing Antenna Using Dual-Mode SIW Square Cavity,“ *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Jg. 18, Nr. 2, S. 343–347, 2019.
- [76] E.-Y. Jung, J. W. Lee, T. K. Lee und W.-K. Lee, „SIW-Based Array Antennas With Sequential Feeding for X-Band Satellite Communication,“ *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jg. 60, Nr. 8, S. 3632–3639, 2012.
- [77] T. Liang, Z. Wang und Y. Dong, „A Circularly Polarized SIW Slot Antenna Based on High-Order Dual-Mode Cavity,“ *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Jg. 19, Nr. 3, S. 388–392, 2020.
- [78] N. Sielck, T. Schwiers, K. Erkelenz, A. Koelpin und A. F. Jacob, „Self-Diplexing, Dual-Polarized Ka-Band SIW Slot Antenna with Integrated K-Band Patch,“ *in Proc. German Microwave Conference (GeMiC)*, S. 172–175, 2022.
- [79] Y. Cassivi, L. Perregrini, P. Arcioni, M. Bressan, K. Wu und G. Conciauro, „Dispersion Characteristics of Substrate Integrated Rectangular Waveguide,“ *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Jg. 12, Nr. 9, S. 333–335, 2002.
- [80] M. Alibakhshikenari, B. S. Virdee, S. Salekzamankhani und et al., „High-Isolation Antenna Array using SIW and Realized With a Graphene Layer for Sub-Terahertz Wireless Applications,“ *Scientific Report*, Jg. 11, 2021.
- [81] N. Sielck, K. Erkelenz, A. Koelpin und A. F. Jacob, „A Planar Polarization-Agile Array with Shared Aperture at K/Ka-Band,“ *in Proc. European Microwave Conference (EuMC)*, S. 649–652, 2023.
- [82] D. Pozar, „The Active Element Pattern,“ *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jg. 42, Nr. 8, S. 1176–1178, 1994.

-
- [83] B. L. Diamond, „Small Arrays - Their Analysis and Their Use for the Design of Array Elements,“ in *Phased Array Antennas*, A. A. Oliner und G. H. Knittel, Hrsg., Artech House, Massachusetts, 1972, S. 127–131.
- [84] R. J. Mailloux, *Phased Array Antenna Handbook*, 3. Aufl. Artech House, Massachusetts, 2018.
- [85] M. Kara, „Effects of Substrate Thickness on the Properties of Rectangular Microstrip Antenna Elements,“ in *Proc. Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, Jg. 1, S. 203–206, 1992.
- [86] D. Pozar und D. Schaubert, „Scan Blindness in Infinite Phased Arrays of Printed Dipoles,“ *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jg. 32, Nr. 6, S. 602–610, 1984.
- [87] D. Pozar, *Microwave Engineering*, 4. Aufl. John Wiley and Sons, New Jersey, 2012.
- [88] D. Jackson, J. Williams, A. Bhattacharyya, R. Smith, S. Buchheit und S. Long, „Microstrip Patch Designs That Do Not Excite Surface Waves,“ *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jg. 41, Nr. 8, S. 1026–1037, 1993.
- [89] R. Rojas und K. Lee, „Control of Surface Waves in Planar Printed Antennas,“ *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Jg. 3, 1566–1569 vol.3, 1998.
- [90] F. Yang und Y. Rahmat-Samii, „Microstrip Antennas Integrated With Electromagnetic Band-Gap (EBG) Structures: A Low Mutual Coupling Design for Array Applications,“ *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jg. 51, Nr. 10, S. 2936–2946, 2003.
- [91] M. M. Bait-Suwailam, O. F. Siddiqui und O. M. Ramahi, „Mutual Coupling Reduction Between Microstrip Patch Antennas Using Slotted-Complementary Split-Ring Resonators,“ *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Jg. 9, S. 876–878, 2010.
- [92] Z. Iluz, R. Shavit und R. Bauer, „Microstrip Antenna Phased Array With Electromagnetic Bandgap Substrate,“ *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jg. 52, Nr. 6, S. 1446–1453, 2004.

-
- [93] B. Archambeault, S. Connor und J. Diepenbrock, „Time Domain Gating of Frequency Domain S-Parameter Data to Remove Connector end Effects for PCB and Cable Applications,“ Bd. 1, 2006, S. 199–202.
- [94] C. Zhang, Q. Lai und C. Gao, „Measurement of Active S-Parameters on Array Antenna using Directional Couplers,“ *in Proc. Asia Pacific Microwave Conference (APMC)*, S. 1167–1170, 2017.
- [95] D. Parker und D. Zimmermann, „Phased Arrays - Part 1: Theory and Architectures,“ *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Jg. 50, Nr. 3, S. 678–687, 2002.
- [96] A. Rudge, K. Milne, A. Olver und P. Knight, *The Handbook of Antenna Design*, 1. Aufl. Peter Peregrinus Ltd., London, 1983.
- [97] J. L. Allen, „The Theory of Array Antennas,“ *MIT Lincoln Lab, Technical Report*, Nr. 323, 1963.
- [98] M. I. Skolnik, „Non-Uniform Arrays,“ *in Antenna Theory*, R. E. Collin und F. J. Zucker, Hrsg., McGraw-Hill, New York, 1969, Kap. 6, S. 225–234.
- [99] M. Zitzmann, „Design of Planar Integrated and Dual Polarized Rx-/Tx Phased Arrays at K-/Ka Band,“ Magisterarb., Technische Universität Hamburg (TUHH), Institut für Hochfrequenztechnik, 2022.
- [100] N. Sielck, M. Zitzmann, K. Erkelenz, A. Sieganschin, A. Koelpin und A. F. Jacob, „Active Aperture-Shared Phased Array With Dual Polarization Operating at K/Ka-Band,“ *in Proc. Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, 2023.
- [101] D. Antsos, R. Crist und L. Sukamto, „A Novel Wilkinson Power Divider With Predictable Performance at K and Ka-Band,“ *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Jg. 2, S. 907–910, 1994.
- [102] W. Flock und E. Smith, „Natural Radio Noise - A Mini-Review,“ *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jg. 32, Nr. 7, S. 762–767, 1984.
- [103] W. M. Abdel-Wahab, H. Al-Saedi, E. H. Mirza Alian, M. Raeis-Zadeh, A. Ehsandar, A. Palizban, N. Ghafarian, G. Chen, H. Gharaee, M. R. Nezhad-Ahmadi und S. Safavi Naeini, „A Modular Architecture for Wide Scan Angle Phased Array Antenna for K/Ka Mobile SATCOM,“ *in Proc. International Microwave Symposium (IMS)*, S. 1076–1079, 2019.

-
- [104] K. Erkelenz, N. Sielck, A. Koelpin und A. F. Jacob, „Broadband Circuit Board Interconnects Based on Anisotropic Conductive Adhesives,“ *in Proc. European Microwave Conference (EuMC)*, S. 155–158, 2022.
- [105] K. Erkelenz, F. Goepfert, N. Sielck, A. Koelpin und A. F. Jacob, „A Heterodyne Transceiver for Hybrid-Integrated K-/Ka-Band Phased Arrays,“ *in Proc. European Microwave Conference (EuMC)*, S. 364–367, 2023.
- [106] K. Erkelenz, N. Sielck und A. F. Jacob, „A Dual-Band Feed Network for Highly Integrated K-/Ka-Band Phased Array Front-Ends,“ *in Proc. International Microwave Symposium (IMS)*, S. 680–682, 2022.
- [107] M. Vigilante, E. McCune und P. Reynaert, „To EVM or Two EVMs?: An Answer to the Question,“ *IEEE Solid-State Circuits Magazine*, Jg. 9, Nr. 3, S. 36–39, 2017.