

# Hybrid-Integrierte Sendeempfangsmodule für Dual-Polarisierte Gruppenstrahler im K-/Ka-Band

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

von

KEVIN ERKELENZ

aus

HAMBURG

**2024**

1. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Arne F. Jacob  
2. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. habil. Holger Maune  
3. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. habil. Alexander Kölpin

Prüfungsvorsitz: Prof. Dr.-Ing. Hoc Khiem Trieu  
Tag der mündlichen Prüfung: 13. Juni 2024

DOI: <https://doi.org/10.15480/882.13297>

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



# Vorwort

---

Viele liebe Menschen haben die Entstehung dieses Manuskripts unterstützt. An erster Stelle danke ich Prof. Dr.-Ing. Arne F. Jacob. Für die Möglichkeit, am *Institut für Hochfrequenztechnik* (IHF) mitwirken und forschen zu können, für das Vertrauen in meine Arbeit und für den Sachverstand und das Engagement, dass er mir und dem ganzen IHF entgegengebracht hat. Zudem danke ich Prof. Dr.-Ing. habil. Holger Maune und Prof. Dr.-Ing. habil. Alexander Kölpin für das Erstellen der Zweit- und Drittgutachten, sowie Prof. Dr.-Ing. Hoc Khiem Trieu für das Übernehmen des Prüfungsvorsitzes. Ich danke außerdem allen Projektpartnern des vom *Bundesministerium für Wirtschaft und Klimaschutz* geförderten Forschungsprojekts *Broadband in Aviation – Next Generation*, aus dem diese Arbeit hervorgegangen ist.

Danke, liebes IHF-Team! Danke Carmen Hajunga für die selbstlose Unterstützung bei unmöglichen Platinenaufbauten. Danke Anja-Maria Doobe-Jöstingmeier für das Ausführen von Änderungswünschen an diversen Bauteilen. Danke Jürgen Winkelmann für die Herstellung von Fräs- und Hohlleiterbauteilen. Danke Claudia Bredehöft für die administrative Unterstützung. Danke allen Studenten, die mich durch ihre Abschlussarbeiten und als wissenschaftliche Hilfskräfte unterstützt haben. Ein Dank auch an das *SAMOA-* und *SANTANA-Aero-*Team für die Vorarbeit, die wesentlich zum Erfolg dieser Arbeit beigetragen hat. Danke Noah Sielck, Anton Sieganschin, Björn Deutschmann, Nils Albrecht, Bartosz Tegowski und Thomas Jaschke für die vielen fachlichen Diskussionen. Danke dem gesamten IHF für diese unvergessliche Zeit. Darüber hinaus möchte ich mich ganz herzlich bei Anton Sieganschin, Björn Deutschmann, Till Werkmeister und Christine Giegerich für das Korrekturlesen des Manuskripts bedanken.

Mein größter Dank geht an Rainer Erkelenz, Monika Erkelenz, Joachim Maczionssek, Angela Müller und Simon Giegerich. Für die bedingungslose Unterstützung, die ihr mir jeden Tag entgegengebracht habt – und entgegenbringt.

Hamburg, 23. August 2024

KEVIN ERKELENZ

# Zusammenfassung

---

In dieser Arbeit wird ein aktiver phasengesteuerter K-/Ka-Band-Gruppenstrahler für den simultanen Sende- und Empfangsbetrieb mit einer kombinierten Antennenapertur entworfen, hergestellt und charakterisiert. Das modulare System ist polarisationsagil und für mobile Anwendungen in der Satellitenkommunikation bestimmt. Es besteht aus einem quasi-planaren Verbund von Leiterplatten und Hohlleiterkomponenten. Dieser hybride Integrationsansatz trägt dazu bei, die aus der Gruppenstrahlerphysik resultierenden Raumvorgaben sowie elektrische und thermische Systemanforderungen zu erfüllen.

Grundlage für den Entwurf des Sendeempfangsmoduls bildet eine passive Antennenapertur mit schachbrettartig angeordneten Einzelband-Sende- und Dualband-Sendeempfangs-Elementen. Der Fokus dieser Arbeit liegt dabei auf der Ansteuerung derselben mit aktiven und passiven Hochfrequenzschaltungen. Zwei Teilsysteme werden separat untersucht: der frequenzumsetzende Heterodyn-Sendeempfänger und das Sendeempfangs-Frontend, das die passive Antennenapertur betreibt. Für die Einstellung der Einzelkanalphasen und -amplituden im K-/Ka-Band werden kommerziell verfügbare Strahlformer-Chips verwendet. Die Systemkennzahlen des aufgebauten und in der Antennenmesskammer charakterisierten Sendeempfangsmoduls werden mit denen von Antennensystemen verglichen, die dem aktuellen Stand der Technik entsprechen.

# Inhaltsverzeichnis

---

<b>Abkürzungsverzeichnis</b>	<b>vii</b>
<b>1 Einführung</b>	<b>1</b>
<b>2 Phasengesteuerte Gruppenstrahler</b>	<b>4</b>
2.1 Architekturen . . . . .	5
2.2 Technologien . . . . .	7
2.3 Antennenaperturen . . . . .	9
2.4 Aufbautechniken . . . . .	11
<b>3 Systemübersicht</b>	<b>13</b>
3.1 Anforderungen und Systemkonzept . . . . .	13
3.2 Sendeempfangsmodul . . . . .	17
3.2.1 Heterodyn-Sendeempfänger . . . . .	18
3.2.2 Hohlleiter-Verteilnetzwerk . . . . .	18
3.2.3 Sendeempfangs-Frontend . . . . .	19
<b>4 Heterodyn-Sendeempfänger</b>	<b>21</b>
4.1 Schaltungsübersicht . . . . .	23
4.2 PCB-Hohlleiter-Übergang . . . . .	24
4.2.1 Aufbaukonzept . . . . .	24
4.2.2 Herstellung und Charakterisierung . . . . .	28
4.2.3 Erhöhung der Bandbreite . . . . .	30
4.3 Mischer . . . . .	32
4.4 Verstärker . . . . .	33
4.5 Filter . . . . .	35
4.5.1 Entwurf von Doppelmoden-FSIW-Filtern . . . . .	36

---

4.5.2	Tx-Pfad-Filter . . . . .	40
4.5.3	Rx-Pfad-Filter . . . . .	41
4.6	Verschaltung und Charakterisierung . . . . .	42
<b>5</b>	<b>Sendeempfangs-Frontend</b>	<b>47</b>
5.1	Hohlleiter-PCB-Übergang mit Leistungsteiler . . . . .	49
5.1.1	Aufbaukonzept . . . . .	49
5.1.2	Herstellung und Charakterisierung . . . . .	53
5.2	Aktives Strahlformernetzwerk . . . . .	56
5.2.1	Strahlformer-Chips . . . . .	56
5.2.2	Verschaltung und Charakterisierung . . . . .	56
5.3	Übergänge mit anisotrop leitfähigen Klebstoffen . . . . .	62
5.3.1	Aufbaukonzept . . . . .	64
5.3.2	Herstellung und Charakterisierung . . . . .	66
5.4	Antennen-Speisenetzwerk . . . . .	69
5.5	Passive Antennenelemente . . . . .	71
5.6	Aufbau der Gesamtschaltung . . . . .	72
5.7	Messergebnisse . . . . .	75
5.7.1	Tx-Betrieb . . . . .	75
5.7.2	Rx-Betrieb . . . . .	79
<b>6</b>	<b>Sendeempfangsmodul</b>	<b>84</b>
6.1	Hohlleiter-Verteilnetzwerk . . . . .	84
6.1.1	Entwurf . . . . .	85
6.1.2	Herstellung und Charakterisierung . . . . .	87
6.2	Hergestelltes Sendempfangsmodul . . . . .	90
6.3	Messergebnisse . . . . .	92
6.3.1	Tx-Betrieb . . . . .	93
6.3.2	Rx-Betrieb . . . . .	96
6.3.3	Thermische Messung . . . . .	101
6.4	Vergleich und Bewertung . . . . .	101
<b>7</b>	<b>Zusammenfassung</b>	<b>103</b>
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>105</b>

# Abkürzungsverzeichnis

---

ACA .....	Anisotrop elektrisch leitfähiger Klebstoff (engl. <i>anisotropic electrically conductive adhesive</i> )
ACP .....	Luftkoplanar-Messspitze (engl. <i>air coplanar probe</i> )
BB .....	Basisband (engl. <i>baseband</i> )
BGA .....	Kugelgittermatrix (engl. <i>ball grid array</i> )
BST .....	Barium-Strontium-Titanat (engl. <i>barium strontium titanate</i> )
CMOS .....	Komplementärer Metalloxid-Halbleiter (engl. <i>complementary metal-oxide-semiconductor</i> )
DBF .....	Digitale Strahlformung (engl. <i>digital beamforming</i> )
DC .....	Gleichstrom (engl. <i>direct current</i> )
EIRP .....	Äquivalente isotrope Strahlungsleistung (engl. <i>equivalent isotropically radiated power</i> )
EVM .....	Fehlervektorbetrag (engl. <i>error vector magnitude</i> )
FSIW .....	Gefalteter substratintegrierter Wellenleiter (engl. <i>folded substrate integrated waveguide</i> )
FSS .....	Fest-Satellitendienst (engl. <i>fixed-satellite service</i> )
G/T .....	Verhältnis von Gewinn zu Rauschtemperatur (engl. <i>gain-to-noise-temperature</i> )
GCPW .....	Geerdete Koplanarleitung (engl. <i>grounded coplanar waveguide</i> )
GEO .....	Geostationärer Orbit (engl. <i>geostationary orbit</i> )

---

HMSIW .....	Halbmoden-substratintegrierter Wellenleiter (engl. <i>half-mode substrate integrated waveguide</i> )
HP .....	Horizontale Polarisierung (engl. <i>horizontal polarisation</i> )
I/Q .....	In-Phase/Quadratur (engl. <i>in-phase/quadrature</i> )
IF .....	Zwischenfrequenz (engl. <i>intermediate frequency</i> )
ITU-R .....	Internationale Fernmeldeunion - Funkkommunikationssektor (engl. <i>international telecommunication union - radiocommunication sector</i> )
LC .....	Flüssigkristall (engl. <i>liquid crystal</i> )
LEO .....	Erdnaher Orbit (engl. <i>low-earth orbit</i> )
LHCP .....	Linkszirkulare Polarisierung (engl. <i>left-handed circular polarization</i> )
LNA .....	Vorverstärker (engl. <i>low-noise amplifier</i> )
LO .....	Lokalszillator (engl. <i>local oscillator</i> )
MEMS .....	Mikroelektromechanische Systeme (engl. <i>micro-electromechanical systems</i> )
NGSO .....	Nicht-geostationärer Satellitenorbit (engl. <i>non-geostationary satellite orbit</i> )
NRN .....	Nicht-resonanter Knoten (engl. <i>non-resonant node</i> )
PA .....	Leistungsverstärker (engl. <i>power amplifier</i> )
PCB .....	Gedruckte Leiterplatte (engl. <i>printed circuit board</i> )
PEC .....	Perfekter elektrischer Leiter (engl. <i>perfect electric conductor</i> )
PMC .....	Perfekter magnetischer Leiter (engl. <i>perfect magnetic conductor</i> )
QMSIW .....	Viertelmoden-substratintegrierter Wellenleiter (engl. <i>quarter-mode substrate integrated waveguide</i> )
QPSK .....	Quadratur-Phasenumtastung (engl. <i>quadrature phase shift keying</i> )

---

RF .....	Hochfrequenz (engl. <i>radio frequency</i> )
RHCP .....	Rechtszirkulare Polarisation (engl. <i>right-handed circular polarization</i> )
Rx .....	Empfänger (engl. <i>receiver</i> )
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 .....	Oberflächenmontiertes Bauteil (engl. <i>surface-mounted device</i> )
TDD .....	Zeitduplex (engl. <i>time division duplex</i> )
TTD .....	Zeitverzögerung (engl. <i>true time delay</i> )
Tx .....	Sender (engl. <i>transmitter</i> )
TZ .....	Transmissionsnullstelle (engl. <i>transmission zero</i> )
VNA .....	Vektor-Netzwerkanalysator (engl. <i>vector network analyser</i> )
VP .....	Vertikale Polarisation (engl. <i>vertical polarisation</i> )

# Einführung 1

---

In den letzten Jahren haben die Entwicklungen im Bereich der Satellitenkommunikation (engl. *satellite communication*) (SatCom) zu bemerkenswerten Fortschritten bei der Bereitstellung von leistungsfähigen Internetzugängen geführt [1–5]. Im Gegensatz zu terrestrischen Kommunikationssystemen funktionieren SatCom-Systeme auch in abgelegenen Gebieten mit unzureichender Infrastruktur oder an Bord von Flugzeugen, wie in Abb. 1.1 veranschaulicht.

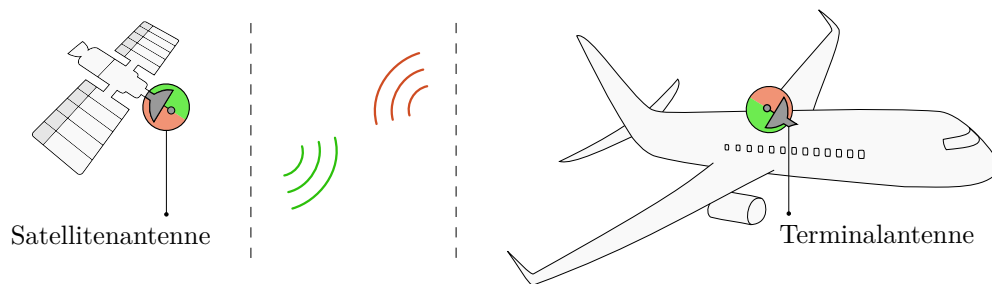


Abbildung 1.1: Szenario für bidirektionale Datenkommunikation zwischen einem Satelliten und einem Flugzeug.

Sogenannte Mega-Satellitenkonstellationen mit Tausenden von Satelliten, welche die Erde in nicht-geostationären Satellitenorbits (NGSOs) umkreisen, stehen im Fokus kommerzieller Aufmerksamkeit [2]. Beispiele hierfür sind *StarLink*, *Project Kuiper* und *OneWeb*. Deren Satelliten bewegen sich in Höhen von 500 – 2500 km in erdnahen Orbits (engl. *low earth orbits*) (LEOs). Traditionelle Satellitenkonstellationen befinden sich hingegen hauptsächlich im geostationären Orbit (engl. *geostationary orbit*) (GEO), der mit etwa 36.000 km deutlich höher über der Erdoberfläche liegt. Ein großer Vorteil der LEO-Konstellationen ist die Verringerung der Signalverzögerung zwischen Satellit und Benutzerantenne, die insbesondere für Echtzeitkommunikation und Hochgeschwindigkeits-Internetzugang maßgeblich ist [4].

Um leistungsfähige Datenverbindungen zu gewährleisten ist eine präzise Ausrichtung von Benutzer- zu Satellitenantenne erforderlich. In festen Satellitensystemen (engl. *fixed-satellite services*) (FSSs) mit GEO-Satelliten und unbeweglichen Benutzerantennen ist dies nach initialer Ausrichtung unproblematisch. Bei LEO-Systemen bewegen sich die Satelliten allerdings am Firmament. Die Strahlrichtung der Benutzerantenne muss daher, um eine positive Leistungsübertragungsbilanz zu gewährleisten, dem Satelliten folgen. Eine zusätzliche Relativbewegung der Antenne selbst, wie es in mobilen Anwendungen z. B. auf Schiffen, Zügen und Flugzeugen der Fall ist, erschwert die kontinuierlich erforderliche Neuausrichtung.

Daher wurden verschiedene mechanische, elektrische oder hybride Konzepte zur Strahlschwenkung von Antennen untersucht [6]. Mechanisch nachgeführte Parabolspiegel erzielen bei niedrigen Integrationsdichten zwar eine hohe Richtwirkung, sind jedoch wartungsintensiv und vergleichsweise schwer. Ein Defekt der Nachführmechanik kann zum Gesamtausfall des Systems führen. Moderne Lösungen setzen daher vermehrt auf elektronisch schwenkbare Antennen, insbesondere auf phasengesteuerte Gruppenstrahler [7–17]. Im Gegensatz zu herkömmlichen Parabolantennen bildet ein Verbund vieler Einzelantennen die Gesamtapertur. Solche Systeme haben ein flacheres Profil und ein geringeres Gesamtgewicht. Der Ausfall einzelner Strahlerelemente beeinträchtigt die Performanz der Antenne zudem nur geringfügig.

In der Regel bestehen Gruppenstrahler für bidirektionale SatCom-Anwendungen aus getrennten Sendern (engl. *transmitter*) (Tx) und Empfängern (engl. *receiver*) (Rx). Beide Teilsysteme können dann räumlich nebeneinander angeordnet werden [7]. Diese Systemarchitektur ist insbesondere durch die Vorgaben des Internationalen Fernmeldeverbands für den Funkkommunikationssektor (ITU-R) bedingt. Im K-/Ka-Band legt die ITU-R das Frequenzband der Abwärtsstrecke (Satellit zum Benutzer) mit 17,7 – 20,2 GHz und das Frequenzband der Aufwärtsstrecke (Benutzer zum Satellit) mit 27,5 – 30 GHz fest. Der Frequenzabstand zwischen beiden Bändern erschwert die Kombination der Antennen in einer gemeinsamen Apertur maßgeblich [18]. Allerdings können Tx/Rx-kombinierte Aperturen die Abmessungen der Gesamtantenne deutlich reduzieren [19], was sie zum Gegenstand aktueller Forschungen macht [18–26].

Diese Arbeit untersucht einen Ansatz zur Implementierung Tx/Rx-kombinierter und dual-polarisierter phasengesteuerter Gruppenstrahler im K-/Ka-Band. Der Schwerpunkt liegt dabei auf der Entwicklung von aktiven Frontend-Schaltungen. Die aus der Antennengeometrie resultierende Platzlimitierung stellt dabei hohe Anforderungen an

die Schaltungsintegration. Um die Integrationsdichte zu verringern, wird daher ein hybrider Aufbau aus einem Verbund von gestapelten Mehrlagenleiterplatten und Aluminiumkomponenten vorgeschlagen. Der quasi-planare Aufbau ist modular und lässt sich so entsprechend den Anforderungen an die Funkstrecke skalieren.

## **Gliederung der Arbeit**

Die Arbeit unterteilt sich in fünf Hauptkapitel. In Kapitel 2 werden die Grundlagen phasengesteuerter Gruppenstrahler erläutert und verschiedene Antennenaperturen, Schaltungstechnologien und Aufbautechniken verglichen. Die Gegenüberstellung der Ansätze ist für die Entwicklung des Sendeempfangsmoduls wegweisend.

Kapitel 3 skizziert eine Übersicht des hybrid-integrierten Sendeempfangsmoduls. Dieses besteht aus einem Heterodyn-Sendeempfänger, der über ein Hohlleiter-Verteilnetzwerk mit vier Sendeempfangs-Frontends verbunden ist. Es werden Anforderungen für den Entwurf der Einzelkomponenten abgeleitet.

Kapitel 4 behandelt den Aufbau des Heterodyn-Sendeempfängers als individuelles Teilsystem. Dieser bildet die Schnittstelle zwischen Satellitenmodem und Sendeempfangs-Frontends. Er enthält neben Treiberverstärkern, Mischern und Filtern einen PCB-Hohlleiter-Übergang, der die Schaltung mit dem Hohlleiter-Verteilnetzwerk verbindet. Die Auslegung, Herstellung, Charakterisierung und Verschaltung der Einzelkomponenten bilden Schwerpunkte des Kapitels.

In Kapitel 5 wird das Sendeempfangs-Frontend beschrieben. Es enthält die zum Betrieb der Antennenelemente erforderliche aktive Elektronik und die passive Antennenapertur. Um die einzelnen Leiterplatten (engl. *printed circuit boards*) (PCBs) zu verbinden, wird ein anisotrop elektrisch leitfähiger Klebstoff (engl. *anisotropic electrically conductive adhesive*) (ACA) eingesetzt. Das Herstellungsverfahren wird im Detail beschrieben und nachfolgend zur Realisierung eines Sendeempfangs-Frontends eingesetzt. Letzteres wird in einer Antennenmesskammer für den Tx-, den Rx- und den kombinierten Tx/Rx-Betriebsmodus charakterisiert.

Abschließend wird ein vollständiges Sendeempfangsmodul mit vier Sendeempfangs-Frontends, einem Hohlleiter-Verteilnetzwerk und dem Heterodyn-Sendeempfänger hergestellt. Kapitel 6 zeigt den entstandenen Demonstrator und die zugehörigen Antennenmessungen. Die Arbeit schließt mit einer Zusammenfassung und einem Ausblick ab.

# Phasengesteuerte Gruppenstrahler 2

---

Phasengesteuerte Gruppenstrahler sind Systeme, deren Einzelelemente in einer gitterartigen Anordnung, oft periodisch, positioniert sind und im parallelen Betrieb eine Gesamtantenne bilden. Durch Einstellung der Einzelstrahlerphasen  $\varphi_{mn}$  und -amplituden  $a_{mn}$  einer rechteckigen Apertur mit  $M \times N$  äquidistanten Elementen, kann der für die Abstrahlcharakteristik maßgebliche Gruppenfaktor (engl. *array factor*)

$$AF(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M a_{mn} e^{j\varphi_{nm}} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda_0}((m-1)d_x \sin(\theta) \cos(\phi) + (n-1)d_y \sin(\theta) \sin(\phi))} \quad (2.1)$$

beeinflusst werden [27]. Dabei sind  $d_x$  und  $d_y$  die Elementabstände in  $x$ - und  $y$ -Richtung,  $\theta$  und  $\phi$  die Elevations- und Azimuthwinkel sowie  $\lambda_0$  die Freiraumwellenlänge. Abb. 2.1 zeigt die zugehörige Elementanordnung der Gruppenstrahlertopologie. Der Gruppenfaktor ist in Schwenkrichtung  $\theta = \theta_{st}$  und  $\phi = \phi_{st}$  maximal, wenn die

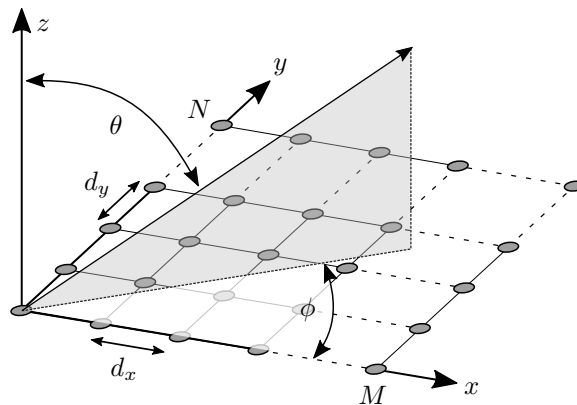


Abbildung 2.1: Skizze einer zweidimensionalen Gruppenstrahlertopologie mit rechteckigem Elementgitter.

Elementphasen gemäß

$$\varphi_{mn} = \frac{2\pi}{\lambda_0} (md_x \sin(\theta_{st}) \cos(\varphi_{st}) + nd_y \sin(\theta_{st}) \cos(\varphi_{st})) \quad (2.2)$$

eingestellt sind [27]. Nach Gl. 2.1 können für Elementabstände  $d_x > \lambda_0/2$  und  $d_y > \lambda_0/2$  im Winkelbereich  $\theta \leq 90^\circ$  weitere Hauptmaxima auftreten. Diese werden als Gitterkeulen (engl. *grating lobes*) bezeichnet und sind für die meisten Anwendungen unerwünscht, da die Leistung für gewöhnlich nur in eine Raumrichtung abgestrahlt werden soll. Für Elementabstände kleiner als  $\lambda_0/2$  erfolgt eine Überabtastung und eine damit verbundene Reduktion des erzielbaren Antennengewinns. Oft beträgt der Elementabstand in phasengesteuerten Gruppenstrahlern daher genau  $\lambda_0/2$ .

Im einfachsten Fall sind die Amplitudengewichte  $a_{mn}$  gleichverteilt. Eine Veränderung der Amplitudenverteilung kann dazu genutzt werden, um das Nebenkeulenniveau (engl. *side-lobe level*) (SLL) zu verringern [27].

## 2.1 Architekturen

Phasengesteuerte Gruppenstrahler können, wie in Abb. 2.2 gezeigt, in verschiedenen Architekturen realisiert werden.

Die Architekturen nach Abb. 2.2 (a) und (b) implementieren die Phasenschieber kanalweise im Hochfrequenzbereich (engl. *radio frequency*) (RF). Zur Signalabtastung

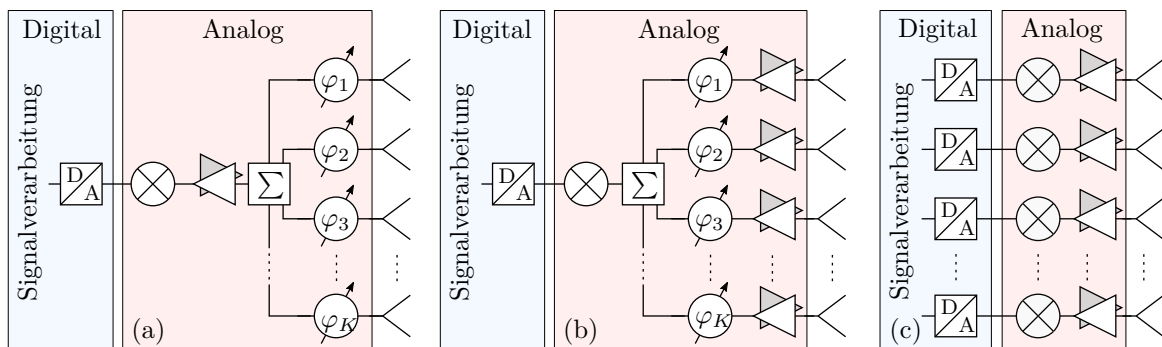


Abbildung 2.2: Aufbauarchitekturen für phasengesteuerte Gruppenstrahler (a) mit passiver und (b) mit aktiver Elektronik in den Einzelpfaden und (c) mit Analog-/Digital-Wandlern zur Strahlformung in der digitalen Domäne. Schaltungen zur Amplitudengewichtung sind zur Vereinfachung nicht abgebildet.

werden Digital-/Analog-Wandler benötigt. Eine direkte Abtastung bei RF-Frequenzen ist allerdings oft nicht möglich, da die Bandbreiten kommerziell verfügbarer Schaltungen nach dem Nyquist-Shannon-Abtasttheorem nicht ausreichen. Daher werden die Signale entweder auf eine Zwischenfrequenz (engl. *intermediate frequency*) (IF) oder direkt ins Basisband (engl. *baseband*) (BB) umgesetzt, bevor sie abgetastet werden. Beide Aufbauarchitekturen sind vergleichsweise kompakt, was den Integrationsaufwand verringert [28].

Um hohe Tx-Ausgangsleistungen bzw. niedrige Rx-Rauschzahlen zu erzielen, müssen die Phasenschieber aus Abb. 2.2 (a) verlust- und rauscharm sein, was in realen Systemen eine Herausforderung darstellt. Diese Anforderungen können jedoch durch einen aktiven Aufbau mit zusätzlichen Verstärkern in den Einzelkanälen, wie in Abb. 2.2 (b) dargestellt, reduziert werden. Allerdings steigt dabei die Schaltungskomplexität.

Bei der digitalen Strahlformung (engl. *digital beamforming*) (DBF) nach Abb. 2.2 (c) wird die Kanalgewichtung in den Digitalbereich verschoben [29]. Der Ansatz ermöglicht die Realisierung von Zeitverzögerungen (*true time delays*) (TTDs) zwischen den einzelnen Signalpfaden. Eine Defokussierung der Antenne über der Frequenz (engl. *beam squint*), die bei analoger Strahlformung mit konventionellen Phasenschiebern auftritt, wird dadurch verhindert [30]. Zum anderen kann die Datenauswertung der Einzelkanäle parallel erfolgen. So können softwareseitig mehrere Hauptkeulen in verschiedene Raumrichtungen mit voneinander getrennten Datenströmen erzeugt werden [28–30].

Allerdings erfordert DBF Analog-/Digital-Wandler in jedem Einzelkanal sowie eine leistungsfähige Rechenlogik [28]. Das erhöht den Schaltungsaufwand und die thermischen Verluste [28, 31]. Aufgrund der Herausforderungen bei der direkten RF-Abtastung ist ein analoges Frontend mit Mischern in den Einzelpfaden bei sehr hohen Frequenzen erforderlich. Hochintegrierte Chips, die sowohl Analog- als auch Digitalschaltungen enthalten, sind Gegenstand aktueller Forschung [31–33]. Hybride Formen zwischen digitaler und analoger Aufbauarchitektur sind bereits kommerziell verfügbar [30] und stellen eine Kompromisslösung dar.

## 2.2 Technologien

Die technologische Umsetzung analoger Gruppenstrahlertopologien nach Abb. 2.2 (a) und (b) wird maßgeblich von den eingesetzten Phasenschiebern bestimmt. Eine Vielzahl von Aufbauarchitekturen und -technologien für Phasenschieber wird in der Literatur diskutiert.

- *Geschaltete Phasenschieber*

Vergleichsweise einfach lassen sich Phasenschieber mit Schaltern in Kombination mit Leitungen variabler elektrischer Länge [34] oder Lastreaktanzen [35] realisieren. Dafür kommen insbesondere pin-Dioden (*engl. positive intrinsic negative*) zum Einsatz. Solche Phasenschieber bieten bei begrenzter Strukturgröße allerdings nur eine geringe Anzahl an Phasenschritten. Sie sind daher für den Einsatz in phasengesteuerten Gruppenstrahlern bedingt geeignet.

- *Phasenschieber mit Ferriten*

Die Permeabilität von Ferritmaterial – und damit auch die Ausbreitungskonstante einer Welle, die durch Ferritmaterial propagiert – kann durch das Anlegen eines statischen Magnetfeldes verändert werden [36]. In [37] wird dieser Effekt genutzt, um Phasenschieber mit Niedrigtemperatur ko-gebrannter Keramik (*engl. low-temperature co-fired ceramic*) (LTCC) zu realisieren. Zur Erzeugung des Magnetfeldes benötigt die Schaltung allerdings leistungsfähige Spulen. Das resultiert in einem hohen Stromverbrauch [38] und erschwert deren Einsatz in Gruppenstrahlern.

- *Mikroelektromechanische Systeme (MEMS)*

Mit MEMS lassen sich, wie in [39] und [40] gezeigt, die Phasenkonstanten von Übertragungsleitungen durch mechanische Verschiebung von Dielektrika verändern. Die Schaltungen eignen sich durch geringe Einfügedämpfungen trotz vergleichsweise hohem Platzbedarf für den Einsatz in Gruppenstrahlern [39, 41], zeigen allerdings eine hohe Empfindlichkeit gegenüber Umwelteinflüssen. Die Aufbaukomplexität ist hoch.

- *Ferroelektrische Phasenschieber*

Die relative Permittivität von ferroelektrischen Materialien, wie z. B. Barium-Strontium-Titanat (BST), ändert sich unter Einfluss von elektrostatischen Fel-

dern. In [42] wird dieses Verhalten zur Abstimmung der Ausbreitungskonstanten einer Übertragungsleitung verwendet. Die Schaltungen bieten eine schnelle Reaktionszeit bei geringem Stromverbrauch und eignen sich für die Implementierung in zweidimensionalen phasengesteuerten Gruppenstrahlern [43]. Allerdings schränken dielektrische Verluste bei höheren Frequenzen deren Anwendung ein [44]. Darüber hinaus werden hohe Steuerspannungen benötigt.

- *Phasenschieber mit Flüssigkristallen*

Flüssigkristalle (engl. *liquid crystal*) (LC) besitzen anisotrope dielektrische Eigenschaften [44]. Damit hängt die Ausbreitungskonstante einer durch das Material propagierenden elektromagnetischen Welle maßgeblich von der Ausrichtung der LC-Moleküle ab. Verschiedene Phasenschieber wurden auf Basis von diesem Mechanismus demonstriert [44–47]. Der Produktionsprozess ist in der Display-Herstellung etabliert und mit geringen Stückkosten verbunden. Allerdings stehen die Einfügedämpfung und die Reaktionszeit der Schaltungen, die mehr als eine Sekunde betragen kann [45], in einem Kompromissverhältnis [44]. Die Implementierung von Verzögerungsleitungen (engl. *slow wave structures*) [48] kann die Performanz der Schaltung deutlich verbessern [44, 47]. Gruppenstrahlersysteme mit LC-Phasenschiebern [45, 46] zeigen grundsätzlich vielversprechende Ergebnisse.

- *Vektorsummen-basierte Phasenschieber*

Ein häufig genutztes Prinzip transistorbasierter Phasensynthesierung ist die gewichtete Vektoraddition von In-Phase- und Quadratur-Signalen (I/Q) [49–51]. Die Schaltungen, die z. B. mit komplementären Metalloxid-Halbleitern (engl. *complementary metal-oxide-semiconductors*) realisiert werden können, gliedern sich in drei Funktionsblöcke: I/Q-Erzeugungsnetzwerke, digital steuerbare Amplitudensteller und Leistungskombinierer. Durch den Einsatz von adaptiven Verstärkern (engl. *variable gain amplifier*) können, im Gegensatz zu den vorangehenden passiven Lösungen, Leistungsgewinne erzielt werden [51]. Die Schaltungen sind kompakt und bieten eine hohe Phasenauflösung bei moderater Leistungsaufnahme. Darüber hinaus können die Phasenschieber auf ChipEbene in komplexere Mehrkanal-Strahlformer-Schaltungen, u. a. mit Verstärkern und Verteilnetzwerken, integriert werden [52].

Tab. 2.1 zeigt einen qualitativen Vergleich der vorgestellten Phasenschiebertechnologien. Während sich MEMS-, LC- und BST-basierte Lösungen insbesondere für passive Gruppenstrahlerarchitekturen nach Abb. 2.2 (a) eignen, ermöglichen Chip-Technologien wie z. B. CMOS die Realisierung aktiver Architekturen nach Abb. 2.2 (b).

Tabelle 2.1: Qualitativer Technologievergleich von -- (schlecht) bis ++ (gut).

	pin-Dioden <sup>1</sup>	Ferrit	MEMS	BST (LTCC)	LC	CMOS <sup>2</sup>
Einfügedämpfung	o	o	++	–	o	+ <sup>3</sup>
Bandbreite	o	–	o	o	++	+
Kompaktheit	–	–	o	o	o	++
Auflösung	–	++	++	++	++	+
Leistungsaufnahme	o	--	–	++	++	+
Reaktionszeit	+	+	o	++	--	++

<sup>1</sup> in geschalteten Phasenschiebern [34]. <sup>2</sup> in I/Q-Vektorsummen-Topologie [49–51].

<sup>3</sup> abhängig von Amplitudenstellern.

Der vorangegangene Technologievergleich dient als Entscheidungsgrundlage. Da die in dieser Arbeit verwendete kombinierte Antennenapertur hohe Anforderungen an die Kompaktheit und Integrierbarkeit der Phasenschieberschaltungen stellt, fällt die Entscheidung auf kommerziell verfügbare CMOS-Lösungen. Grundsätzlich ist die durch Strahlformer-Chips erreichte Integrationsdichte sowohl für 5G- [53, 54] als auch für SatCom-Anwendungen [8–17, 49–52] ein Schlüsselaspekt.

## 2.3 Antennenaperturen

Die Anordnung der Einzelantennen zueinander bestimmt die elektrischen Eigenschaften des Gruppenstrahlers nach Gl. 2.1 und Gl. 2.2. Der optimale Elementabstand hängt maßgeblich von der Betriebsfrequenz ab. In bidirektionalen Kommunikationssystemen mit unterschiedlichen Tx- und Rx-Frequenzen ist das problematisch, da eine gemeinsame Tx/Rx-Apertur die unterschiedlichen Anforderungen bzgl. Gitterkeulenunterdrückung sowie der Vermeidung einer Überabtastung nicht erfüllen kann. Daher nutzen solche Systeme oft zwei getrennte Antennenaperturen nach Abb. 2.3 (a) und (b) mit frei wählbaren Elementabständen  $d_{\text{tx}}$  und  $d_{\text{rx}}$ . Im Vergleich zu den kombinierten Aperturen aus 2.3 (c)–(e) erhöht der räumlich getrennte Entwurf allerdings den Platzbedarf der Gesamtantenne [18, 19].

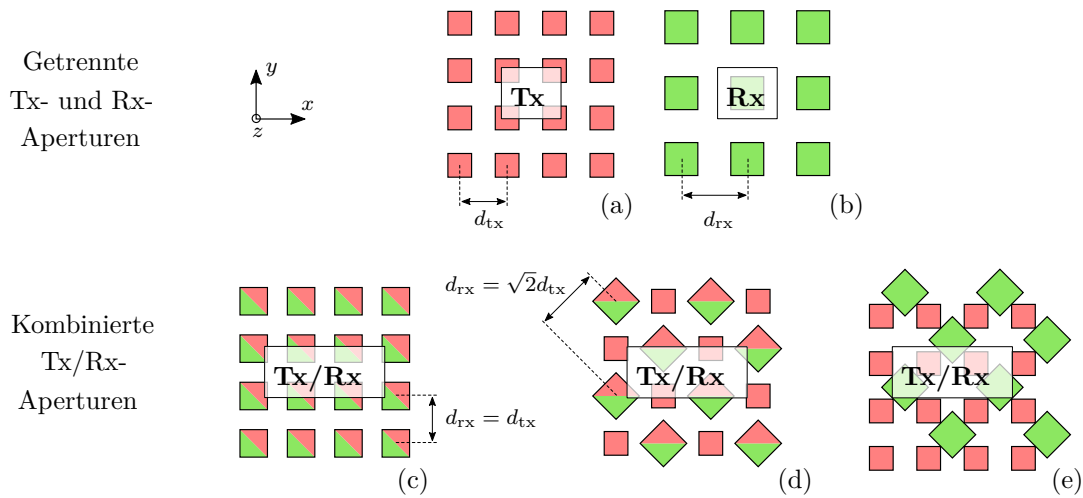


Abbildung 2.3: Mögliche Elementgitter für Sendeempfangsgruppenstrahler mit (a)–(b) getrennten und (c)–(e) kombinierten Tx/Rx-Aperturen. In (d) und (e) sind die Rx-Gitter um  $45^\circ$  rotiert und um den Faktor  $\sqrt{2}$  skaliert. Diese Aperturen eignen sich insbesondere für Systeme mit  $f_{\text{tx}}/f_{\text{rx}} \approx 1,5$  [18, 25].

### Tx/Rx-kombinierte Aperturen

Bei Anwendungen mit benachbarten oder identischen Tx- und Rx-Betriebsfrequenzen ( $f_{\text{tx}}/f_{\text{rx}} \approx 1$ ) ist die Anordnung mit kombiniertem Tx- und Rx-Gitter aus 2.3 (c) möglich. Es gilt  $d_{\text{tx}} = d_{\text{rx}}$ , wobei jedes Einzelelement sendet und empfängt. Die Frontend-Elektronik ist allerdings in getrennte Schaltungspfade unterteilt: Diese können dann mithilfe von RF-Schaltern im Zeitduplex (engl. *time division duplex*) (TDD) betrieben werden. Das ist insbesondere für Gruppenstrahler in 5G-Anwendungen üblich [55–57].

In SatCom-Systemen für das K-/Ka-Band ist das Verhältnis von Tx- zu Rx-Frequenzen mit  $f_{\text{tx}}/f_{\text{rx}} \approx 1,5$  deutlich größer. Die Apertur aus Abb. 2.3 (c) ist dann wegen der erheblichen Überabtastung bei Rx-Frequenzen ungeeignet [18]. Eine Alternative bietet die Anordnung aus Abb. 2.3 (d), in der das Tx-Gitter mit dem um  $45^\circ$  rotierten Rx-Gitter überlagert ist. Dessen Elementabstand beträgt  $d_{\text{rx}} = \sqrt{2}d_{\text{tx}}$ , wodurch sich die Tx- und Rx-Gitterknoten exakt überschneiden. Für  $d_{\text{tx}} = 0,5\lambda_{\text{tx}}$ , mit  $\lambda_{\text{tx}}$  der Tx-Freiraumwellenlänge, ergibt sich mit  $d_{\text{rx}} = 0,476\lambda_{\text{rx}}$  nur eine geringe Überabtastung [18]. Jede Antenne funktioniert als Sender, aber nur jede zweite auch als Empfänger. Dafür sind Dual-Band-Antennenelemente erforderlich [58, 59]. Die Umsetzung solcher Aperturen wurde in verschiedenen Aufbautechniken demonstriert [19, 21, 22].

Die Apertur aus Abb. 2.3 (e) zeigt eine modifizierte Variante der in Abb. 2.3 (d) gezeigten, in der das Rx-Gitter zusätzlich um  $0,5d_{tx}$  in  $x$ - und  $y$ -Richtung verschoben ist. In dieser Anordnung sind die Tx- und Rx-Einzelstrahler demnach räumlich vollständig voneinander getrennt, was dazu beiträgt, die Tx/Rx-Isolation zu erhöhen [23–25]. Allerdings steigt die Integrationsdichte zusätzlich und ein Versatz von Tx- und Rx-Gitter in  $z$ -Richtung ist ggf. erforderlich, um räumliche Überschneidungen der Einzelstrahler zu verhindern [25].

Dem hohen Maß an Kompaktheit, das durch kombinierte Antennenaperturen erzielt werden kann, stehen einige Entwurfsherausforderungen gegenüber:

- Die Integrationskomplexität der Frontend-Schaltungen steigt.
- Längere Übertragungsleitungen erhöhen die Signalverluste.
- Kreuzkopplungen zwischen Tx und Rx stellen potenzielle Störeinflüsse dar.
- Die hohe Schaltungsdichte erhöht die pro Fläche umgesetzte Verlustleistung.

Dadurch entsteht eine Kompromissituation, in der die Elementanzahl ggf. zur Kompensation der Performanzeinbußen vergrößert werden muss [19]. Der tatsächliche Nutzen von Tx/Rx-kombinierten Aperturen ist also maßgeblich von den eingesetzten Aufbautechniken abhängig.

## 2.4 Aufbautechniken

Die Leiterplattentechnologie stellt einen kostengünstigen und kommerziell etablierten Prozess dar und eignet sich zur Realisierung von elektrischen Schaltungen mit hohen Packungsdichten. Sie ermöglicht den planaren Aufbau von Gruppenstrahlerantennen als Querstrahler (engl. *broadside antennas*) [27]. Es werden zwei Aufbauarchitekturen unterschieden: die Ziegel- und die Kachelarchitektur. Bei der Ziegelarchitektur nach Abb. 2.4 (a) liegt die Abstrahlrichtung in der Platinenebene [19, 20]. Bei der Kachelarchitektur nach Abb. 2.4 (b) ist diese senkrecht zur PCB-Oberfläche orientiert [8–17]. Die nach Abb. 2.4 aneinandergereihten bzw. gestapelten Platinenlagen beinhalten verschiedene Funktionsebenen.

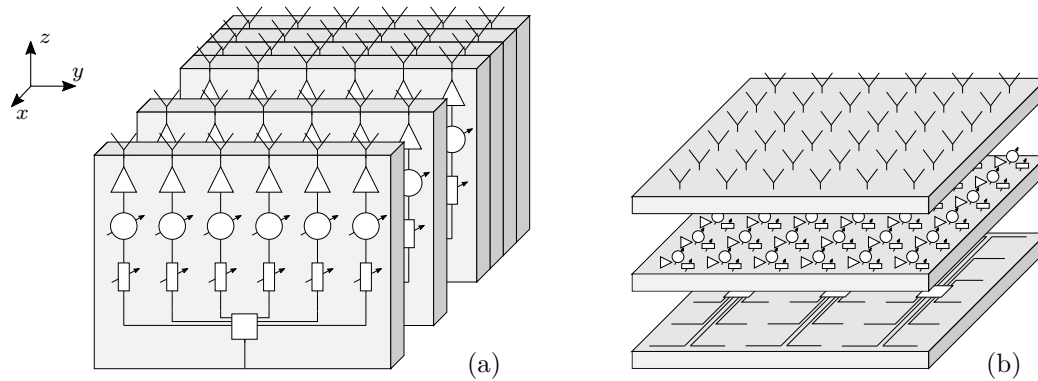


Abbildung 2.4: Aufbauarchitekturen für aktive Gruppenstrahler. (a) Ziegel- und (b) Kachelarchitektur nach [60].

### Aufbautechniken für Tx/Rx-kombinierte Aperturen

Demonstrierte Systeme mit kombinierter Tx/Rx-Antennenapertur [19, 20] basieren auf der in Abb. 2.4 (a) skizzierten Ziegelarchitektur. Im Vergleich zur Kachelarchitektur steigt die zur Schaltungsintegration verfügbare Fläche deutlich, da die PCBs in negative  $z$ -Richtung problemlos skalierbar sind [60]. Der Einsatz von Antennenelementen, die auf substrat-integrierten Wellenleitern (engl. *substrate integrated waveguides*) (SIWs) basieren, ermöglicht hohe Bandbreiten und vereinfacht damit den Entwurf von Dual-Band-Antennen. Andererseits verschlechtert die Aufbauhöhe den Formfaktor, verlängert die Signalwege und erhöht die damit verbundenen Verluste [19, 61, 62]. Darüber hinaus steigt die Fertigungskomplexität deutlich.

Der Aufbau kombinierter Tx/Rx-Gruppenstrahler in Kachelarchitektur ist daher Gegenstand aktueller Forschungen [21–25]. Der Ansatz ist herausfordernd: Zum einen weisen planare Strahlerelemente grundsätzlich geringe Bandbreiten auf [63], was insbesondere den Entwurf von Dual-Band-Elementen [26, 58, 59] erschwert. Zum anderen steigt die Integrationsdichte der aktiven Elektronik erheblich. Jüngste Entwicklungen in der Chipstechnologie [49–52] erzielen sehr geringe Packungsmaße und tragen entscheidend dazu bei, passive K-/Ka-Band-Antennenaperturen zu betreiben. Diese Fortschritte sind auch für das in dieser Arbeit entwickelte Antennensystem von zentraler Bedeutung.

## 3.1 Anforderungen und Systemkonzept

Für das im Rahmen dieser Arbeit entwickelte Tx/Rx-kombinierte Antennensystem gelten folgende Anforderungen:

- Die Tx-Bandbreite beträgt 500 MHz. Die Bandmitte liegt bei 29,5 GHz.
- Die Rx-Bandbreite beträgt 500 MHz. Die Bandmitte liegt bei 19,5 GHz.
- Tx- und Rx-Funktion können im Vollduplex betrieben werden.
- Die Antenne ist polarisationsagil: Sie unterstützt vertikale, horizontale, rechts- und linkszirkuläre Polarisation.
- Die Hauptstrahlrichtung der Antenne ist über Elevationswinkel von  $|\theta_{st}| \leq 50^\circ$  und über alle Azimutalwinkel elektronisch schwenkbar.
- Der Systemaufbau ist modular und erfolgt in der Kachelarchitektur.

Aktuelle Forschungen diskutieren zwar die Möglichkeiten Tx/Rx-kombinierter K-/Ka-Band-Antennenaperturen in Kachelarchitektur [21–25], beschränken sich jedoch auf den Entwurf rein passiver Gruppenstrahler. Die Integration aktiver Frontend-Schaltungen ist jedoch für die Implementierung eines Antennensystems maßgeblich. Der Fokus dieser Arbeit liegt daher auf der Schaltungsintegration zur Nutzbarmachung kombinierter Antennenaperturen.

In diesem Kontext stellen Strahlformer-Chips eine Schlüsseltechnologie dar, wie in Abschnitt 2.2 erläutert. Allerdings sind Chips mit kombinierter Tx/Rx-Funktion bisher lediglich Gegenstand der Forschung [64, 65]. Die Integration einer polarisationsagilen Tx/Rx-Apertur mit kommerziell erhältlichen getrennten Tx- und Rx-Strahlformern muss folgende Überlegungen berücksichtigen:

- Die empfindlichen rauscharmen Rx-Frontends werden durch kreuzkoppelnde Tx-Signale [62] beeinträchtigt. Daher müssen die Schaltungszweige durch zusätzliche Diplexer [66, 67] und ggf. durch weitere Filter isoliert sein. Dies erhöht die PCB-Komplexität, führt zu Verlusten und wirkt sich somit direkt auf das erreichbare Verhältnis von Gewinn zu Rauschtemperatur (engl. *gain-to-noise-temperature*) (G/T) und auf die äquivalente isotrope Strahlungsleistung (engl. *equivalent isotropically radiated power*) (EIRP) des Gesamtsystems aus [19]. Die in dieser Arbeit verwendete Antennenapertur integriert den Diplexer daher direkt im Strahlerelement [58, 59].
- Aufgrund des verwendeten verschachtelten Antennengitters [68] aus Abb. 2.3 (d) können die Ausgänge/Eingänge der Tx/Rx-Strahlformer-Chips nicht symmetrisch zu den Antennenelementzuführungen ausgerichtet werden. Daher sind zusätzliche Verbindungsleitungen erforderlich. Deren Implementierung erhöht die Systemkomplexität und verursacht, analog zum vorherigen Punkt, Verluste, die sich negativ auf die Systemperformanz auswirken. Diese Arbeit untersucht daher PCB-Verbindungstechniken, die zur Reduktion von Verlusten und Systemkomplexität beitragen [69].
- Wegen der hohen Integrationsdichte müssen Chip-Gehäuse, Verteilnetzwerke und Verbindungsschnittstellen hohen Kompaktheitsanforderungen genügen. Darüber hinaus muss das Integrationskonzept die Wärmeableitung berücksichtigen. In dieser Arbeit wird daher ein rückseitig montiertes Aluminiumbauteil vorgeschlagen, das als thermische Schnittstelle fungiert, ein Dualband-Hohlleiter-Verteilnetzwerk enthält und eine modulare Systemarchitektur ermöglicht [70].

## Konzept

Die Darstellung in Abb. 3.1 veranschaulicht das Konzept des Antennensystems. Es lässt sich in drei Hauptkomponenten gliedern: die Rückplatte, das Sendeempfangsmodul und die dazugehörigen Sendeempfangs-Frontends.

Die Anordnung mehrerer Sendeempfangsmodule ermöglicht dabei eine Modularisierung des Antennensystems mit einer anwendungsspezifisch ausgelegten Rückplatte. Diese enthält Verteilnetzwerke für die Signale bei den Zwischenfrequenzen (engl. *intermediate frequencies*) (IFs) und die der Lokaloszillatoren (engl. *local oscillators*) (LOs)

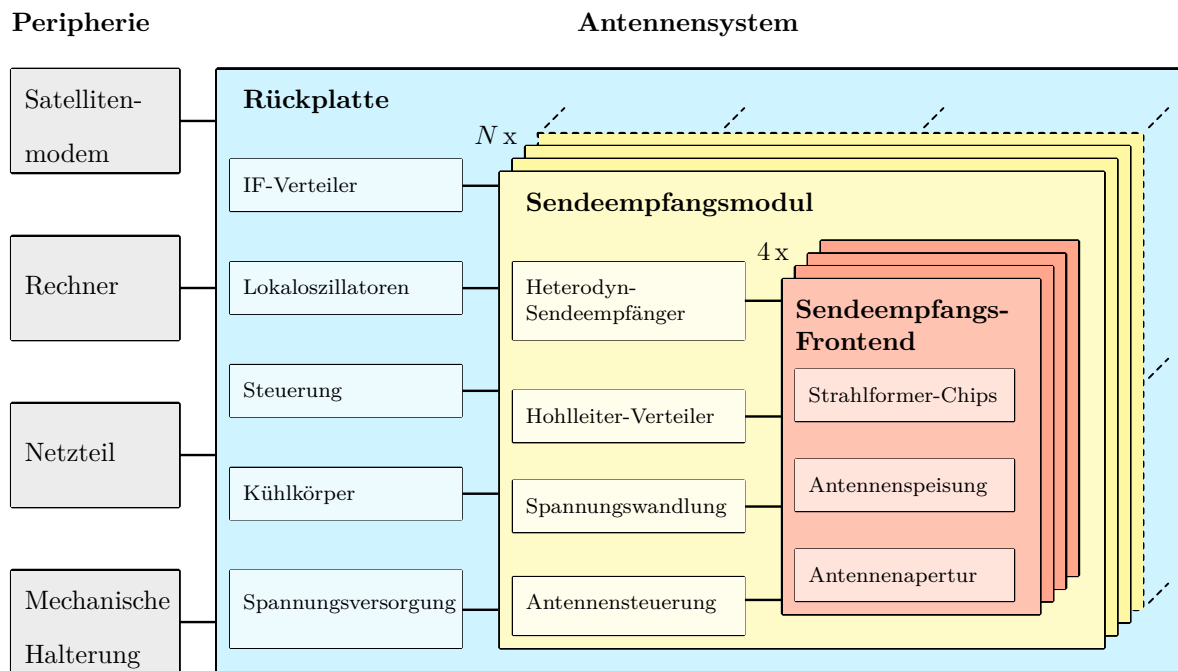


Abbildung 3.1: Konzept des modularen Antennensystems, das sich in drei Baugruppen unterteilt: die Rückplatte, das Sendeempfangsmodul und die Sendeempfangs-Frontends.

sowie Schnittstellen zum Satellitenmodem, zu einem externen Netzteil und einem Steuerrechner. Die benötigte Modulanzahl  $N$  leitet sich aus der Leistungsübertragungsbilanz des Anwendungsszenarios ab. Das Antennensystem bietet damit ein hohes Maß an Flexibilität und lässt sich für unterschiedliche Funkstrecken adaptieren.

Jedes Sendeempfangsmodul enthält, neben Steuerelektronik und Spannungswandler zur Gleichstromversorgung (engl. *direct current*) (DC) der RF-Schaltungen, auch einen frequenzumsetzenden Heterodyn-Sendeempfänger. Dieser betreibt insgesamt vier Sendeempfangs-Frontends. Die Schnittstelle zwischen den Schaltungsgruppen bildet eine Aluminiumkomponente mit integriertem Verteilnetzwerk.

Die Sendeempfangs-Frontends enthalten eine kombinierte Tx-/Rx-Antennenapertur mit verschachtelten Tx/Rx- und Tx-Elementen. Sie wird von getrennten Tx- und Rx-Strahlformer-Chips betrieben. Ein Leitungsnetzwerk verbindet die Antennenelemente mit diesen.

Abb. 3.2 zeigt die Umsetzung des in Abb. 3.1 skizzierten Antennensystems. Die Rückplatte besteht aus einer PCB (1a), das auf einen Aluminium-Kühlkörper (1b) montiert ist. Konnektoren (1c) und Abstandshülsen (1d) ermöglichen eine baustein-

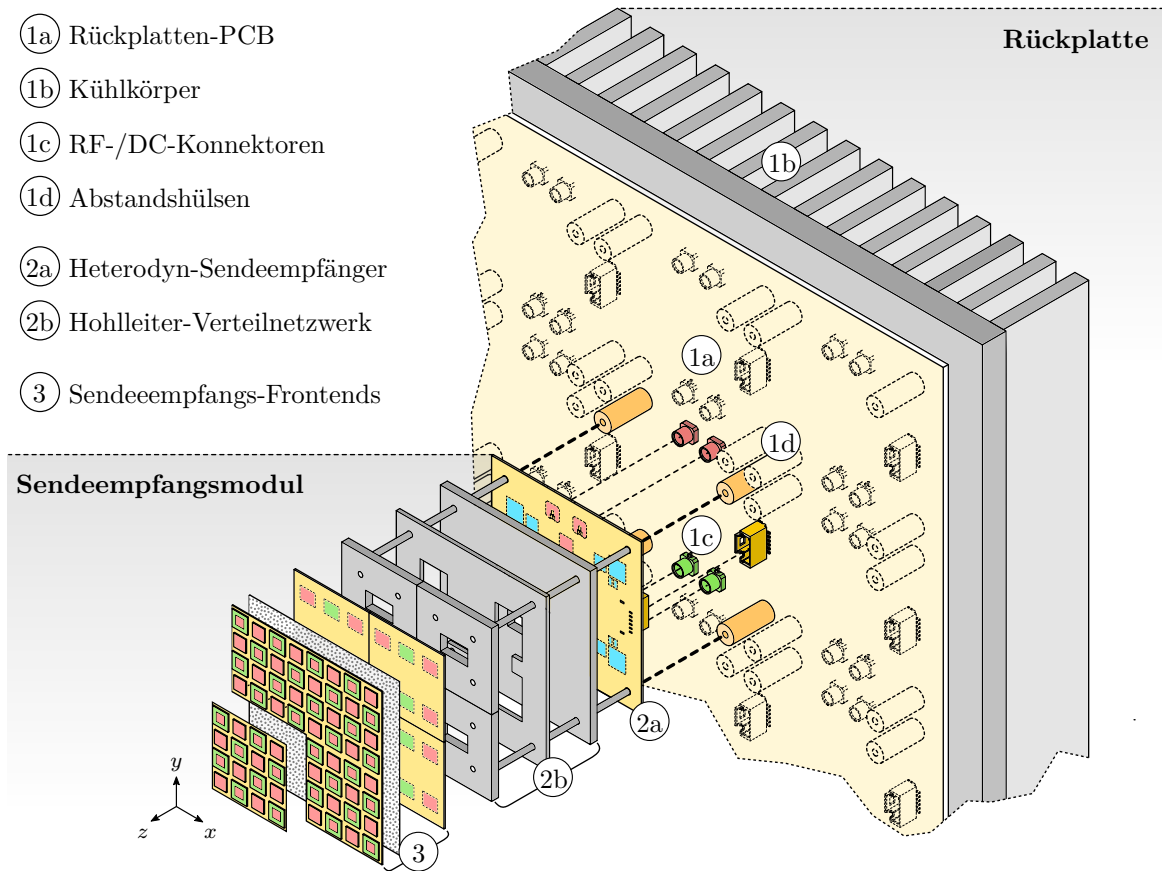


Abbildung 3.2: Vereinfachte Explosionszeichnung des Antennensystems. Die exemplarische Rückplatte ist hier mit einem Sendeeempfangsmodul bestückt.

artige Bestückung der Rückplatte mit Sendeeempfangsmodulen. Letztere werden in einem hybrid-integrierten Verbund von PCBs- und Aluminiumblechen realisiert. Den Kern dieses Verbunds bildet das Hohlleiter-Verteilnetzwerk (2b), das den Heterodyn-Sendeempfänger (2a) und die vier Sendeeempfangs-Frontends (3) miteinander verbindet. Jedes Sendeeempfangs-Frontend enthält 4x4 Antennenelemente. Die einzelnen Komponenten sind mithilfe von Metallstiften zueinander ausgerichtet und kraftschlüssig miteinander verschraubt.

Der hybride Integrationsansatz verbessert die Entwurfsflexibilität, die Austauschbarkeit und die messtechnische Charakterisierung der Teilsysteme. Im Folgenden werden Letztere im Detail beschrieben.

## 3.2 Sendeempfangsmodul

Abb. 3.3 zeigt die Detailübersicht des Sendeempfangsmoduls. Es gliedert sich in drei Schaltungsgruppen: den Heterodyn-Sendeempfänger, das Verteilnetzwerk und die Sendeempfangs-Frontends mit integrierter passiver Antennenapertur. Diese ist dual-polarisiert und enthält insgesamt 32 Tx/Rx- und 32 Tx-Antennenelemente.

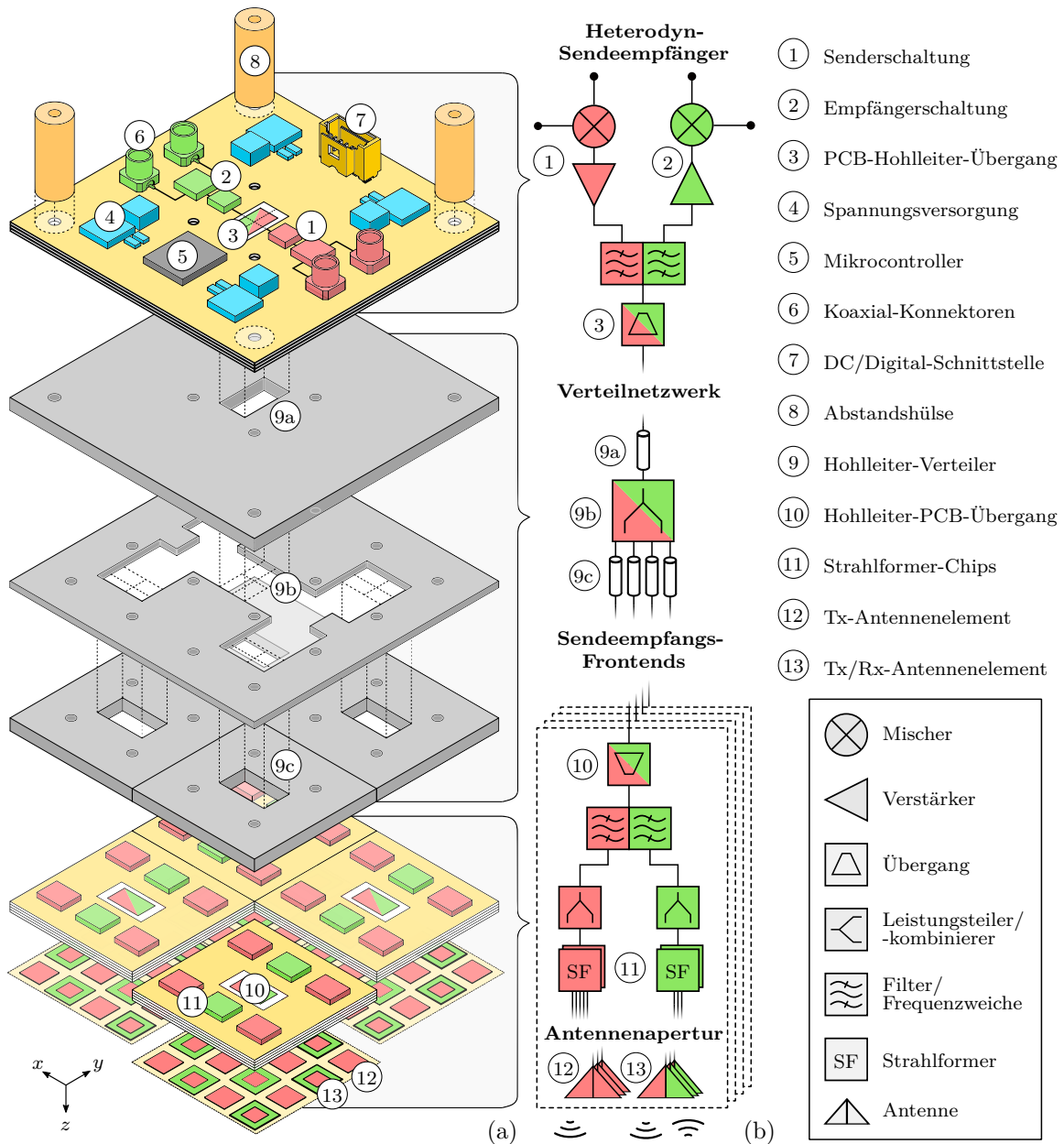


Abbildung 3.3: Aufbau eines Sendeempfangsmoduls. (a) Vereinfachte Explosionszeichnung und (b) zugehöriges Blockdiagramm.

### 3.2.1 Heterodyn-Sendeempfänger

Der Heterodyn-Sendeempfänger dient als Schnittstelle zwischen den Sendeempfangs-Frontends und der Rückplatte bzw. dem Satellitenmodem. Die Schaltung realisiert Frequenzumsetzungen zwischen RF- und IF-Frequenzen und trägt dazu bei, den Integrationsaufwand von Verteilnetzwerken und -schaltungen auf der Rückplatte zu reduzieren. Allerdings müssen die zum Mischvorgang benötigten LO-Signale an die Module verteilt werden. Mithilfe von subharmonisch betriebenen Mischern können die elektrischen Anforderungen an diese Netzwerke jedoch reduziert werden.

In der vorgeschlagenen Schaltungsarchitektur nach Abb. 3.3 sind Heterodynsender (1) und -empfänger (2) physisch voneinander getrennt und über einen gemeinsamen PCB-Hohlleiter-Übergang (3) mit dem Hohlleiterteileiter (9) verbunden. Die Verbindung des Heterodyn-Sendeempfängers mit der Rückplatte erfolgt über mehrere Koaxialkonnektoren für IF- und LO-Signale (6) sowie einen Steckverbinder (7) für DC- und Digitalsignale. Um sowohl die mechanische Stabilität als auch die Wärmeableitung zwischen den Aluminiumkomponenten (9a–9c) und der Rückplatte zu gewährleisten, werden Abstandshülsen (8) eingesetzt. Auf der Platine des Heterodyn-Sendeempfängers sind DC-DC-Wandler (4) realisiert. Sie erzeugen die erforderlichen Versorgungsspannungen. Ein Mikrocontroller (5) wird zur Steuerung der zugehörigen Sendeempfangs-Frontends eingesetzt.

### 3.2.2 Hohlleiter-Verteilnetzwerk

Die Übertragung der 30-GHz-Tx-Signale vom Heterodyn-Senderausgang zu den Eingängen der Tx-Strahlformer sowie die Kombination der 20-GHz-Rx-Signale von den Rx-Strahlformer-Ausgängen zum Heterodyn-Empfänger-Eingang können konventionell, wie in Abb. 3.4 (a) dargestellt, in zwei physisch getrennten Netzwerken erfolgen. In dieser Arbeit wird ein anderer Ansatz verfolgt: Beide Strukturen werden in einem einzigen Dual-Band-Netzwerk nach Abb. 3.4 (b) kombiniert. Dadurch können unter anderem Pfadüberschneidungen in der Ebene verhindert werden. Allerdings sind in dieser Architektur die Tx- und Rx-Schaltungspfade miteinander verkoppelt. Die Trennung der Signale an den Ein- und Ausgängen des Dual-Band-Netzwerks erfordert zudem Frequenzweichen.

Zur Realisierung des Dual-Band-Netzwerks aus Abb. 3.4 (b) wird die Hohlleitertechnologie eingesetzt. Das vereinfacht den Lagenaufbau der PCBs. Durch die Alumi-

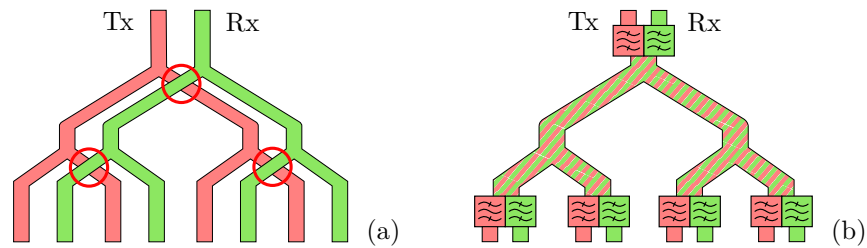


Abbildung 3.4: Konzepte für Verteilnetzwerke. (a) Mit physisch getrennten Tx-/Rx-Pfaden und (b) mit einem einzigen Dual-Band-Pfad und Frequenzweichen.

niumbauteile kann darüber hinaus gleichzeitig eine effiziente thermische Schnittstelle zwischen dem Heterodyn-Sendeempfänger und den Sendeempfangs-Frontends realisiert werden. Um die Platzanforderungen zu erfüllen, beinhalten die benötigten PCB-Hohlleiter-Übergänge (3) und (10) aus Abb. 3.3 (b) integrierte Frequenzweichen. Das Hohlleiternetzwerk selbst besteht, wie in Abb. 3.3 (a) dargestellt, aus drei übereinander gestapelten Aluminiumblechen (9a–9c). Dadurch vereinfacht sich der Herstellungsprozess.

### 3.2.3 Sendeempfangs-Frontend

Das Sendeempfangs-Frontend besteht, wie im Detail in Abb. 3.5 dargestellt, aus der passiven Antennenapertur mit 8 Tx- (12) und 8 Tx/Rx-Antennenelementen (13) und den zum Antennenbetrieb erforderlichen Tx- (11a) und Rx-Strahlformer-Chips (11b). Jeder von diesen verfügt über 8 Kanäle mit Phasenschiebern, Amplitudenstellern und Leistungsverstärkern (engl. *power amplifiers*) (PAs) bzw. rauscharmen Verstärkern (engl. *low noise amplifiers*) (LNAs) und treibt damit vier dual-polarisierte Antennenelemente. Das Sendeempfangs-Frontend enthält dementsprechend vier Tx- und zwei Rx-Strahlformer-Chips.

Beide Teilsysteme – die passive Antennenapertur und die aktiven Strahlformerschaltungen – werden auf separaten PCBs realisiert und mit anisotrop elektrisch leitfähigem Klebstoff (15) (engl. *anisotropic electrically conductive adhesive*) (ACA) in der Ebene der Antennenspeisungen (16) verbunden. Der rückseitige Anschluss des Sendeempfangs-Frontends mit dem Hohlleiter (9c) erfolgt über einen Hohlleiter-PCB-Übergang (10). Zur weiteren Verbesserung der Kompaktheit umfasst dieser nicht nur den Übergang (10a) und die Frequenzweiche (10b), sondern darüber hinaus Leistungs-

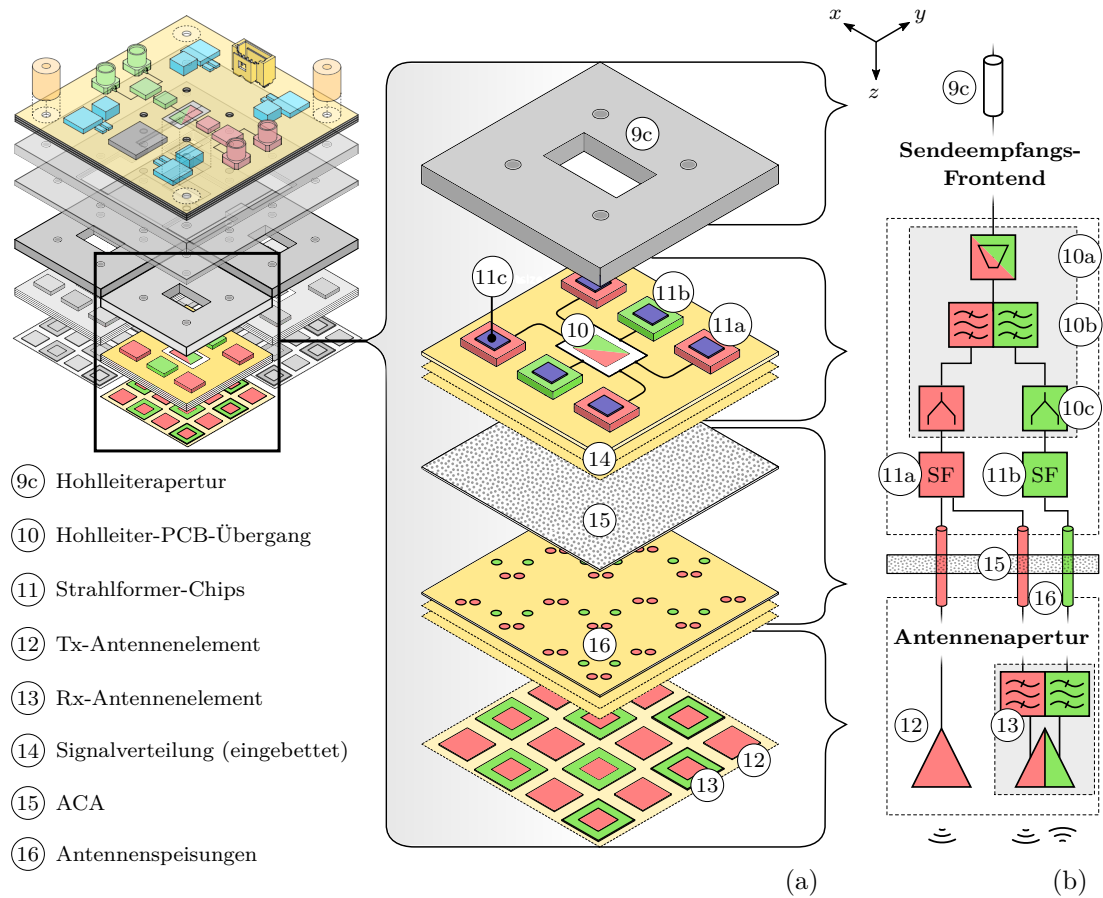


Abbildung 3.5: Detaillierter Aufbau eines Sendeempfangs-Frontends. (a) Vereinfachte Explosionszeichnung und (b) Blockdiagramm.

teiler und -kombinierer (10c). Thermische Schnittstellen (11c) verbessern die Wärmeleitung zwischen den Chipgehäusen und dem Aluminium.

Die nachfolgenden Kapitel diskutieren zunächst den Entwurf des Heterodyn-Sendeempfängers und der Sendeempfangs-Frontends, bevor beide Baugruppen schließlich mithilfe des Hohlleiterverteilers zu einem Sendeempfangsmodul verschaltet werden.

Alle Schaltungen werden, wenn nicht anders angegeben, auf 0,2 mm starkem *Megtron 6* (*Panasonic*) hergestellt. Das Substratmaterial weist eine Dielektrizitätskonstante von  $\epsilon_r = 3,62$  und einen Verlustfaktor von  $\tan \delta = 0,005$  bei 25 GHz auf. Der quadratische Mittelwert der Oberflächenrauigkeit der Kupferbeschichtung beträgt 0,15  $\mu\text{m}$ .

# Heterodyn-Sendeempfänger 4

Der Heterodyn-Sendeempfänger setzt Frequenzen zwischen dem K-/Ka- (RF) und dem L-Band (IF) um und dient damit als Treiberschaltung für die Sendeempfangs-Frontends. Tx- und Rx-Schaltungspfade sind physisch voneinander getrennt. Deren Auslegung erfolgt mit den Einzelschaltungen aus Abb. 4.1 (a) und (b) im ersten Schritt unabhängig voneinander. Damit die Gesamtschaltung auch im Vollduplexbetrieb operieren kann, werden im zweiten Schritt Kreuzkopplungen berücksichtigt. Dies ist insbesondere im Hinblick auf den hybriden Integrationsansatz erforderlich, da Heterodyn-Sendeempfänger und Sendeempfangs-Frontends durch das Tx/Rx-kombinierte Verteilnetzwerk verbunden sind.

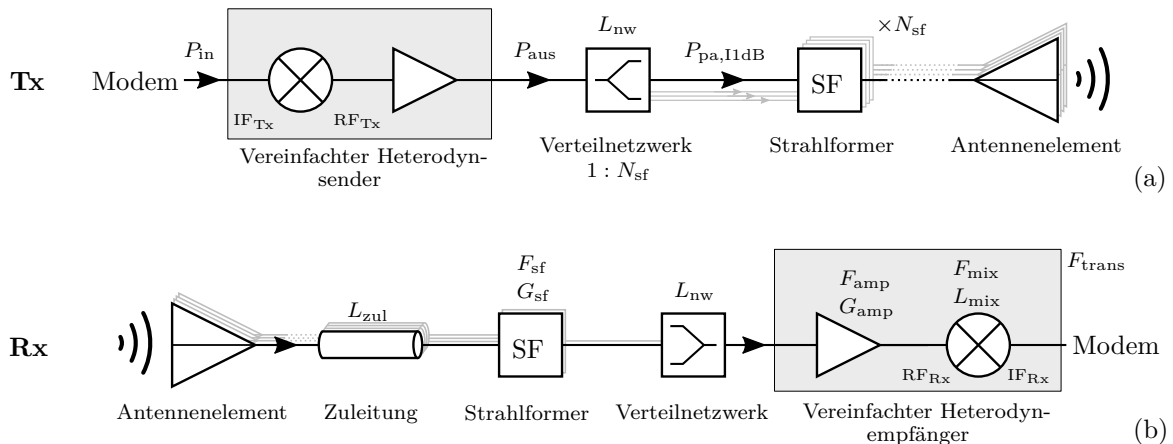


Abbildung 4.1: Vereinfachte Blockschaltbilder eines einzelnen Sendepfads (a) und eines einzelnen Empfangspfads (b).

## Anforderungen

Für den Heterodyn-Sendeempfänger werden mithilfe der Schaltungsübersicht aus Abb. 4.1 fünf Anforderungen abgeleitet:

- IF-Tx-Signale bei 1–2 GHz ( $\text{IF}_{\text{Tx}}$ ) werden auf 29–30 GHz ( $\text{RF}_{\text{Tx}}$ ) umgesetzt, Rx-Signale bei 19–20 GHz ( $\text{RF}_{\text{Rx}}$ ) auf 1–2 GHz ( $\text{IF}_{\text{Rx}}$ ).
- Die Tx-Ausgangsleistung  $P_{\text{aus}}$  ist ausreichend groß, um die Leistungsverstärker der Strahlformer-Chips *AWMF0198 (Anokiwave)* von allen vier Sendeempfangs-Frontends gleichzeitig im 1-dB-Kompressionspunkt (P1dB) zu betreiben. Die Leistungsbilanz nach Abb. 4.1 (a) ergibt

$$P_{\text{aus}}|_{\text{dBm}} = P_{\text{pa,1dB}}|_{\text{dBm}} + 10 \log_{10}(N_{\text{sf}}) + L_{\text{nw}}|_{\text{dB}}. \quad (4.1)$$

Dabei ist  $P_{\text{pa,1dB}}$  der Eingangs-1dB-Kompressionspunkt der Strahlformer-PAs,  $N_{\text{sf}}$  die Strahlformeranzahl und  $L_{\text{nw}}$  der Verlust im Verteilnetzwerk.

- Die Rx-Elektronik hat einen geringen Einfluss auf die kaskadierte Rauschzahl des Gesamtsystems  $F_{\text{sys}}$ . Letztere ergibt sich aus den Rauschzahlen und Gewinnen der einzelnen Schaltungselemente aus Abb. 4.1 (b) mit [71] zu

$$F_{\text{sys}}|_{\text{dB}} = L_{\text{zul}}|_{\text{dB}} + 10 \log_{10} \left( F_{\text{sf}} + \frac{L_{\text{nw}} - 1}{G_{\text{sf}}} + \frac{F_{\text{trans}} - 1}{G_{\text{sf}}(L_{\text{nw}})^{-1}} \right). \quad (4.2)$$

Dabei sind  $L_{\text{zul}}$  und  $L_{\text{nw}}$  die Verluste in den Antennenzuleitungen und in dem passiven Verteilnetzwerk. Die Einzelkanal-Rauschzahl  $F_{\text{sf}}$  und der Einzelkanal-Gewinn  $G_{\text{sf}}$  der Strahlformer-Chips *AWMF0197 (Anokiwave)* können dem zugehörigen Datenblatt entnommen werden. Die Rauschzahl des Heterodynempfängers  $F_{\text{trans}}$  ist

$$F_{\text{trans}}|_{\text{dB}} = 10 \log_{10} \left( F_{\text{amp}} + \frac{F_{\text{mix}} - 1}{G_{\text{amp}}} \right), \quad (4.3)$$

wobei  $F_{\text{mix}}$  die Rauschzahl des Rx-Mischers und  $F_{\text{amp}}$  bzw.  $G_{\text{amp}}$  die Rauschzahl bzw. der Gewinn des Rx-Verstärkers sind.

- Tx- und Rx-Schaltungen können simultan betrieben werden. Trotz des hohen Dynamikbereichs beeinflussen Kreuzkopplungen zwischen beiden Schaltungspfaden deren Performanzen nicht.
- Die Schaltungen sind kompakt. Dadurch kann die Integration von Gleichstromversorgung und digitalen Schnittstellen auf derselben Leiterplatte erfolgen.

## 4.1 Schaltungsübersicht

Abb. 4.2 (a) und (b) zeigen eine Detailskizze und ein Blockschaltbild des in [72] vorgestellten Heterodyn-Sendeempfängers. Der PCB-Hohlleiter-Übergang mit Frequenzweiche (1) verbindet das Hohlleiter-Tor des hybrid-integrierten Verteilnetzwerks (9) mit der PCB und trennt Tx- von Rx-Signalen. Ein zusätzliches Sperrfilter (7) verringert das Übersprechen von Tx-Signalen auf den Heterodynempfänger. Das Rx-Signal ( $RF_{Rx}$ ) wird rauscharm verstärkt (4) und mit einem subharmonischen Mischer (5) in das L-Band umgesetzt. Wegen der Frequenzselektivität des PCB-Hohlleiter-Übergangs (1) ist eine zusätzliche Unterdrückung der Rx-Spiegelfrequenz ( $IM_{Rx}$ ) nicht erforderlich.

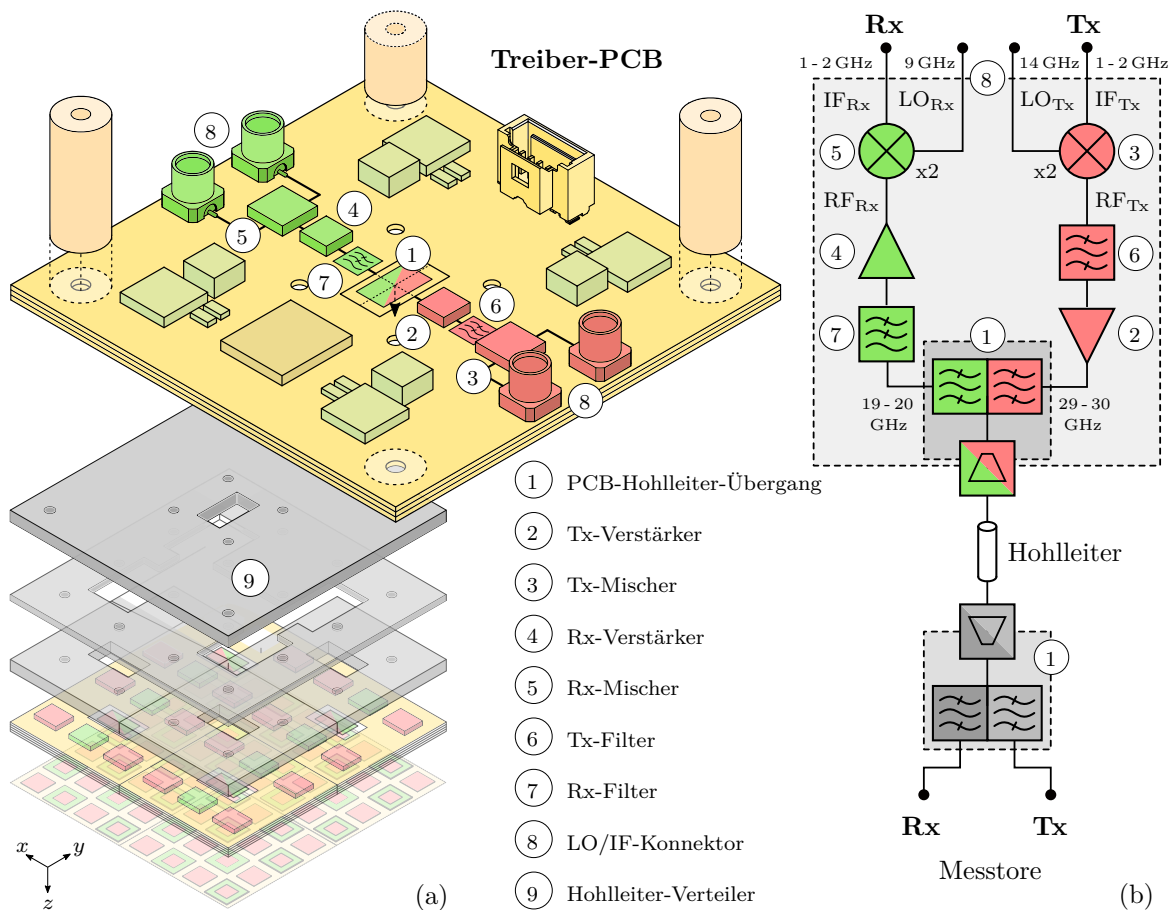


Abbildung 4.2: (a) Explosionsdarstellung und (b) Blockdiagramm des Heterodyn-Sendeempfängers. Das Hohlleiter-Verteilnetzwerk aus (a) wird, wie in (b) verdeutlicht, für den Entwurfsprozess zunächst durch eine einfache Hohlleiter-Verbindung mit einem PCB-Hohlleiter-Übergang (1) zum Anschluss an die Messperipherie ersetzt.

Die Tx-Schaltung besteht aus einem PA (2) und einem weiteren subharmonischen Mischer (3). Das Sperrfilter (6) unterdrückt die Spiegelfrequenz  $IM_{Tx}$  des Tx-Signals  $RF_{Tx}$ . Weitere Mischprodukte werden, ähnlich wie für den Empfangspfad beschrieben, durch den frequenzselektiven PCB-Hohlleiter-Übergang (1) stark genug abgeschwächt. Die LO-Signale für die Tx- ( $LO_{Tx}$ ) und Rx-Mischstufen ( $LO_{Rx}$ ) werden extern über Koaxialstecker (8) eingespeist.

Den Ausgangspunkt für den Schaltungsentwurf bildet der PCB-Hohlleiter-Übergang (1). Unter Einbezug der für den Heterodyn-Sendeempfänger abgeleiteten Anforderungen werden darauffolgend die Mischer- (3), (5) und Verstärker-Bauelemente (4), (6) für den Tx- und Rx-Pfad ausgewählt. Auf dieser Grundlage und unter Einbezug der Isolationsperformanz von (1) erfolgt der Filterentwurf von (6), (7). Abschließend wird die Gesamtschaltung messtechnisch charakterisiert und bewertet.

## 4.2 PCB-Hohlleiter-Übergang

Der PCB-Hohlleiter-Übergang (1) verbindet die getrennten 20-GHz- und 30-GHz-Tore, die von geerdeten Koplanarleitungen (engl. *grounded coplanar waveguides*) (GCPWs) gebildet werden, mit dem gemeinsamen 20/30-GHz-Hohlleiter-Tor. Er beinhaltet darüber hinaus eine Frequenzweiche zur Signaltrennung. Im Vergleich zu konventionellen kaskadierten Schaltungstopologien mit einem Breitband-Übergang und einer separaten Frequenzweiche verringert dieser Integrationsansatz den Platzbedarf der Schaltung.

Verschiedene vertikale Übergänge zwischen Hohlleitern und planaren Wellenleitern wurden in der Literatur diskutiert [73], [74]. Der in [75] vorgestellte Übergang implementiert gleichzeitig eine Frequenzweiche, nutzt dafür allerdings einen Mehrlagenaufbau. Im Gegensatz dazu besteht der in dieser Arbeit entwickelte Übergang [76] aus einer PCB-Lage. Das reduziert den Herstellungsaufwand erheblich.

Zur Validierung des vorgeschlagenen Aufbaukonzepts wird zunächst ein Prototyp entwickelt. Anschließend wird dieser für den Einsatz im Heterodyn-Sendeempfänger optimiert.

### 4.2.1 Aufbaukonzept

Abb. 4.3 zeigt eine Übersicht des PCB-Hohlleiter-Übergangs. Dieser besteht aus zwei Schaltungsteilen: einem rechteckigen 20-GHz-Patch-Resonator und einem 30-GHz-SIW-

Übergang mit Stufenimpedanzanpassung. Beide Strukturen strahlen in dieselbe Hohlleiter-Apertur, die zunächst als WR34-Standard ausgeführt ist. Der Patch-Resonator wird einseitig von einer GCPW-Leitung gespeist. Der Stufenimpedanzabschnitt besteht aus einem GCPW-zu-SIW-Übergang, gefolgt von einer kurzen SIW-Übertragungsleitung, einer SIW-Hohlleiter-Stufe, wie in Abb. 4.3 (b) dargestellt, und zwei Anpasselementen, welche die reaktiven Effekte der Diskontinuitäten zum Teil kompensieren.

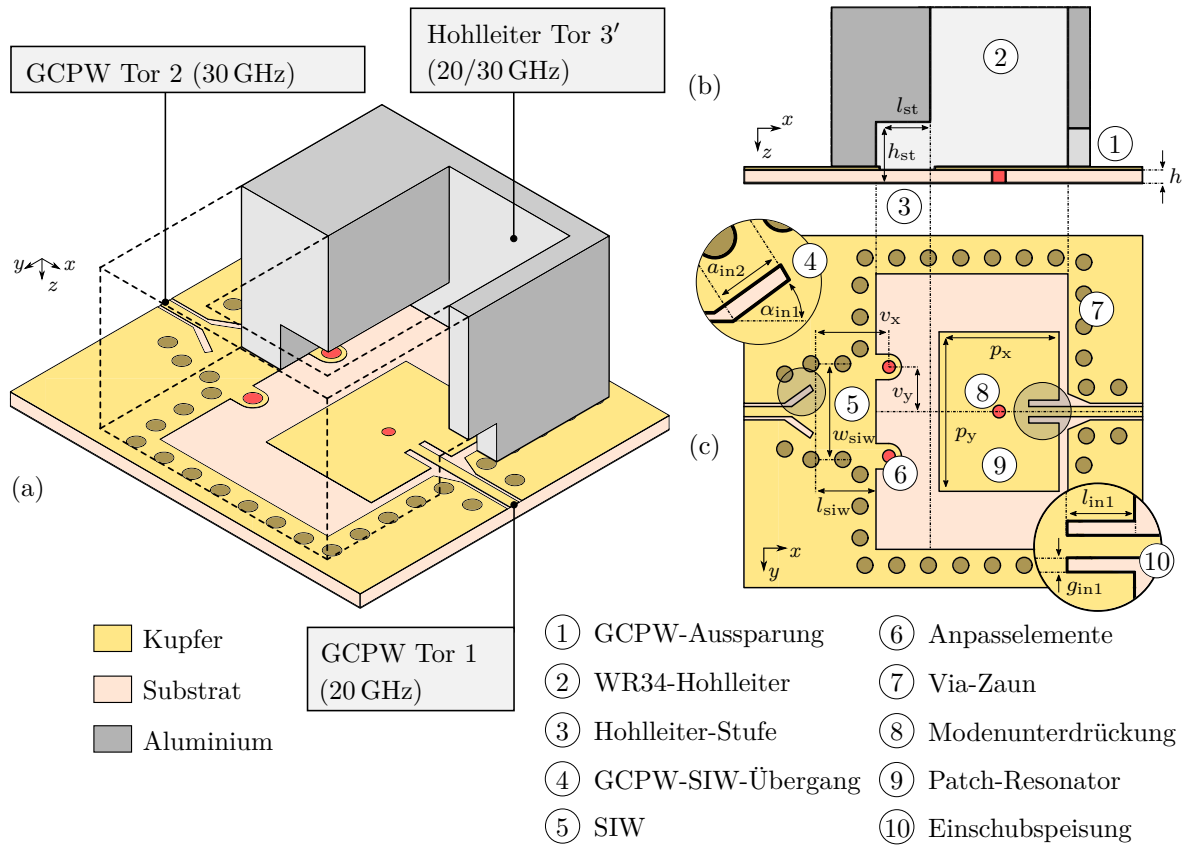


Abbildung 4.3: (a) Explosionsdarstellung, (b) Seitenansicht und (c) Draufsicht des Übergangs mit Frequenzweiche. Fertigungsbedingte Radien des Hohlleiterteils sind zur Vereinfachung nicht abgebildet.

Zwei Maßnahmen werden ergriffen, um die Frequenzselektivität der gesamten Struktur zu verbessern. Erstens wird die SIW-Länge erhöht, um das Hochpassverhalten aufgrund der Grenzfrequenz  $f_c$  auszunutzen. Zweitens wird ein Via in der Mitte des Patch-Resonators hinzugefügt. Es unterdrückt parasitäre Moden und erhöht damit die Isolation zwischen dem 20-GHz- und 30-GHz-Pfad.

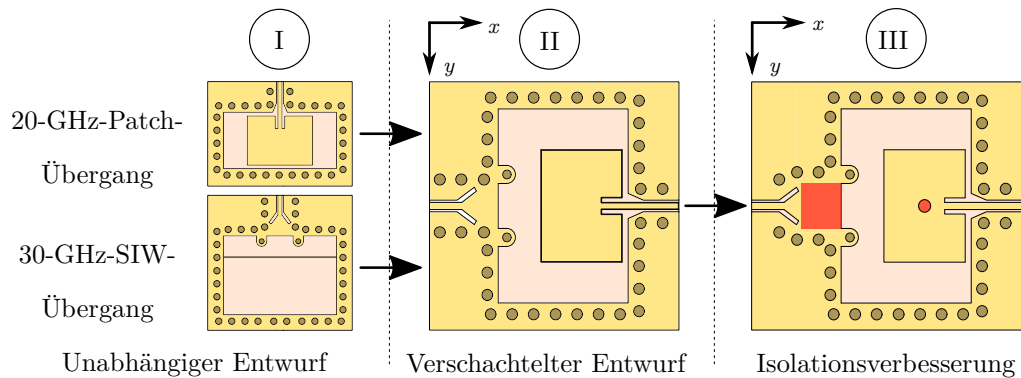


Abbildung 4.4: Entwurfsprozess des PCB-Hohlleiter-Übergangs.

### Entwurf

Abb. 4.4 stellt die drei Schritte des Entwurfsverfahrens dar: (I) unabhängiger Entwurf der einzelnen Übergänge, (II) Kombination der beiden und (III) Erhöhung der Isolation. Jeder Schritt erfordert einen Optimierungszyklus.

Der Entwurfsansatz ermöglicht eine unabhängige Abstimmung der beiden Durchlassbereiche innerhalb der durch den WR34-Hohlleiter bedingten Bandgrenzen. Bei kleineren Bandabständen können jedoch höhere Filterordnungen erforderlich sein, um die Isolationsanforderungen zu erfüllen.

### Patch-Übergang

Der Patch-Resonator ist mittig zu der Hohlleiter-Apertur ausgerichtet und wird mit seiner fundamentalen transversal-magnetischen  $TM_{100}$ -Mode betrieben (stehendes Wellenmuster in  $x$ -Richtung). Die Resonanzfrequenz und die Anpassung können, entsprechend des Leitungs-Ersatzschaltbilds für Patch-Resonatoren [27], durch die Abmessungen des Patches  $p_x$ ,  $p_y$  und der Einschubspeisung  $l_{in1}$ ,  $g_{in1}$  eingestellt werden.

Anschließend wird der Entwurf mit *CST Microwave Studio* optimiert. Die resultierenden Parameter des Patch-Übergangs sind in Tabelle 4.1 angegeben.

Tabelle 4.1: Abmessungen des einzelnen 20-GHz-Übergangs.

Parameter	$p_x$	$p_y$	$l_{in1}$	$g_{in1}$
Value	3,8 mm	5,0 mm	0,95 mm	0,2 mm

### SIW-Übergang

Der an Tor 2 angeschlossene SIW-Transformator mit gestufter Impedanzanpassung ist für den Betrieb bei 30 GHz ausgelegt. Wie in Abb. 4.3 dargestellt, kann er in mehrere Abschnitte unterteilt werden: die GCPW-Leitung mit dem Wellenwiderstand  $Z_0 = 50 \Omega$  an Tor 2, den GCPW-SIW-Übergang (4), den SIW (5) mit Länge  $l_{\text{siw}}$  und Breite  $w_{\text{siw}}$ , den teilgefüllten Hohlleiter (3) mit Länge  $l_{\text{st}}$  und Höhe  $h_{\text{st}}$  und den in  $z$ -Richtung orientierten Hohlleiterabschnitt (2).

Wie in [73] und [74] vorgeschlagen, werden zwei induktive Anpasselemente (6) hinzugefügt, um die Eingangsanpassung und Bandbreite zu verbessern. Sie sind als Vias mit einem Durchmesser von 0,3 mm an den Positionen  $(v_x, v_y)$  und  $(v_x, -v_y)$  realisiert.

Der Übergang weist ein Verhalten zweiter Ordnung auf. Ein Transmissionspol entsteht durch den Hohlraumresonator, der durch den unteren Hohlleiter-Abschnitt (2) und die Stufe (3) gebildet wird. Die Zusammenschaltung von dem SIW (5) und dem GCPW-zu-SIW-Übergang (4) erzeugt einen weiteren Transmissionspol. Bei Frequenzen um  $f_c$  ist der Hohlraumresonator verstimmt und weist eine große Reaktanz am SIW-Eingang auf. Er schwingt mit dem GCPW-zu-SIW-Übergang (4), der aufgrund der Wellenleiterdispersion in der Nähe der SIW-Grenzfrequenz ebenfalls fehlangepasst ist.

Die Diskontinuitäten zwischen den einzelnen Leitungsabschnitten werden mithilfe von diskreten Elementen und Impedanztransformatoren modelliert [77]. Die Untersuchung des Ersatzschaltbildes von [77] in *Advanced Design Studio (Keysight)* (ADS) liefert erste Parameterwerte. Anschließend wird eine Parameterstudie mit Vollwellensimulationen durchgeführt.

Zunächst wird die Betriebsfrequenz auf 30 GHz eingestellt, indem  $l_{\text{step}}$  und  $w_{\text{siw}}$  variiert werden. Beide Dimensionen stehen mit jeweils einem der Übertragungspole in Verbindung. Im zweiten Schritt wird die Eingangsanpassung durch Optimierung von  $l_{\text{siw}}$ ,  $h_{\text{step}}$ ,  $v_x$  und  $v_y$  eingestellt. Im letzten Entwurfsschritt werden  $\alpha_{\text{in1}}$  und  $a_{\text{in2}}$  im Hinblick auf die gesamte Systemperformanz optimiert. Die resultierenden Parameter sind in Tabelle 4.2 aufgelistet.

Tabelle 4.2: Abmessungen des einzelnen 30-GHz-Übergangs.

Parameter	$l_{\text{siw}}$	$w_{\text{siw}}$	$\alpha_{\text{in1}}$	$a_{\text{in2}}$
Wert	2,5 mm	2,8 mm	30°	1,0 mm
Parameter	$l_{\text{step}}$	$h_{\text{step}}$	$v_x$	$v_y$
Wert	1,7 mm	1,6 mm	3,0 mm	1,6 mm

### Verschachtelter Entwurf und Isolationsverbesserung

Durch Kombination beider Übergänge entsteht eine Frequenzweiche. Daher ist ein weiterer Optimierungszyklus erforderlich, um die resultierende gegenseitige Verstimmung zu berücksichtigen. Die Isolation im oberen Durchlassbereich wird durch die Anregung der  $TM_{020}$ -Patch-Mode bei 30 GHz erheblich verschlechtert. Abb. 4.5 (a) zeigt die resultierende Verteilung des elektrischen Feldes.

Die  $TM_{020}$ -Resonanz kann zu höheren Frequenzen verschoben werden, indem ein Via mit einem Durchmesser von 0,2 mm in der Mitte des Patches eingeführt wird. Wie in Abb. 4.5 (b) gezeigt, wird dadurch die  $TM_{020}$ -Mode unterdrückt, ohne den Grundbetrieb des  $TM_{100}$ -Resonators nennenswert zu beeinträchtigen.

Die Verbesserung der Isolation zwischen Tor 1 und Tor 2 wird durch die Erhöhung von  $l_{\text{siw}}$  erreicht, indem die Dämpfung unterhalb der SIW-Grenzfrequenz  $f_c$  ausgenutzt wird. Die Wahl von  $f_c$  und  $l_{\text{siw}}$  stellt einen Kompromiss zwischen Isolations-Performanz und Kompaktheit dar. Hier wird  $f_c = 28$  GHz gewählt.

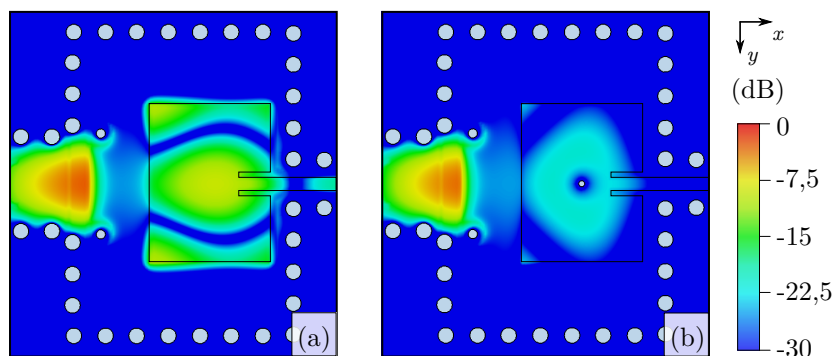


Abbildung 4.5: Betrag der elektrischen Feldstärke bei 30 GHz durch Anregung von Tor 3' (Hohlleiter) auf einer Schnittebene innerhalb des dielektrischen Substrats (a) ohne und (b) mit Unterdrückungsvia. Die dB-Skala bezieht sich auf denselben normierten Absolutwert.

### 4.2.2 Herstellung und Charakterisierung

Die Komponente wird im nächsten Schritt auf *Megtron 6* (*Panasonic*) hergestellt. Um eine ausreichende elektrische Verbindung zu gewährleisten, wird das gefräste Aluminium-Hohlleiterbauteil durch die Leiterplatte hindurch auf eine Metallrückwand geschraubt. Das gefertigte und montierte Bauteil ist in Abb. 4.6 dargestellt.

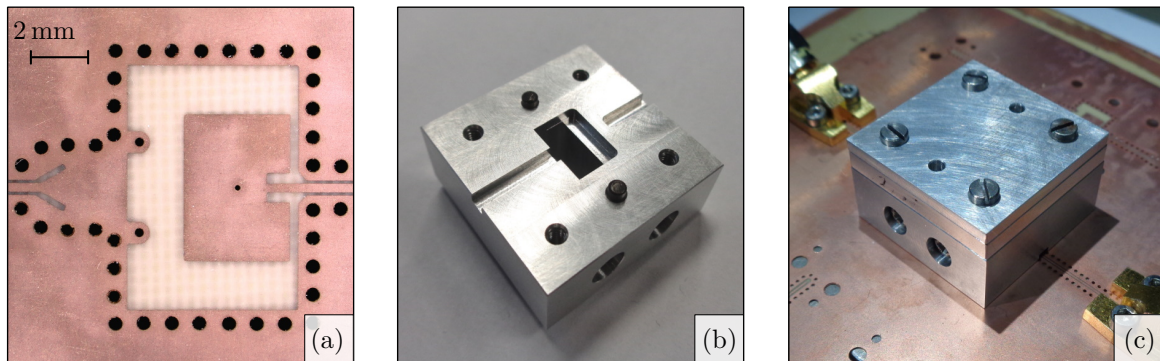


Abbildung 4.6: Gefertigter Übergang mit Frequenzweiche. (a) Einlagen-Leiterplatte, (b) gefräste Hohlleiterkomponente und (c) zusammengesetzter Stapel mit versetztem Kurzschluss, der auf den Hohlleiter montiert ist.

Hohlleiterübergänge werden oft indirekt durch Back-to-Back-Anordnungen charakterisiert [73], [74]. Das bedeutet, dass zwei identische Übergänge gespiegelt miteinander verbunden werden. Der Ansatz vereinfacht den Messaufbau, erhöht allerdings den Herstellungsaufwand. Rückschlüsse auf den einzelnen Übergang sind nur eingeschränkt möglich. Daher werden die S-Parameter des Dreitors hier durch Zweitor-Messungen mit bekannten Abschlüssen am Hohlleitertor ermittelt. Zu diesem Zweck werden drei Kurzschluss-Standards mit WR34-Leitungsversätzen verwendet. Das Berechnungsverfahren basiert auf [78]. Eine Thru-Reflect-Line-Kalibrierung (TRL) stellt die Referenzebenen entsprechend Abb. 4.6 (a) ein.

### Messergebnisse

Abb. 4.7 zeigt die simulierten und gemessenen Ergebnisse. Im Allgemeinen stimmen diese sehr gut überein. An Tor 1 bleibt die Eingangsreflexion in einem 600-MHz-Durchlassbereich mit 20,5 GHz Mittenfrequenz unter  $-10$  dB, während die Transmissionsverluste von Tor 3' zu Tor 1 zwischen 1,2 dB und 1,7 dB betragen. Der obere Durchlassbereich ist bei 30 GHz zentriert und weist eine  $-10$ -dB-Reflexionsbandbreite von 2 GHz an Tor 2 und einen Transmissionsverlust von Tor 2 zu Tor 3' zwischen 1 dB und 1,7 dB auf. Der Reflexionskoeffizient  $S_{3'3'}$  ähnelt in den jeweiligen Frequenzbändern  $S_{11}$  bzw.  $S_{22}$  und ist aus Gründen der Übersichtlichkeit nicht abgebildet.

In beiden Passbändern beträgt die Isolation zwischen Hohlleiter- und GCPW-Toren mehr als 27 dB. Die Anregung der Patch-Mode  $TM_{020}$  führt zu einer parasitären Resonanz bei 33 GHz. Die Abnahme der Isolation im oberen Durchlassbereich fällt je-

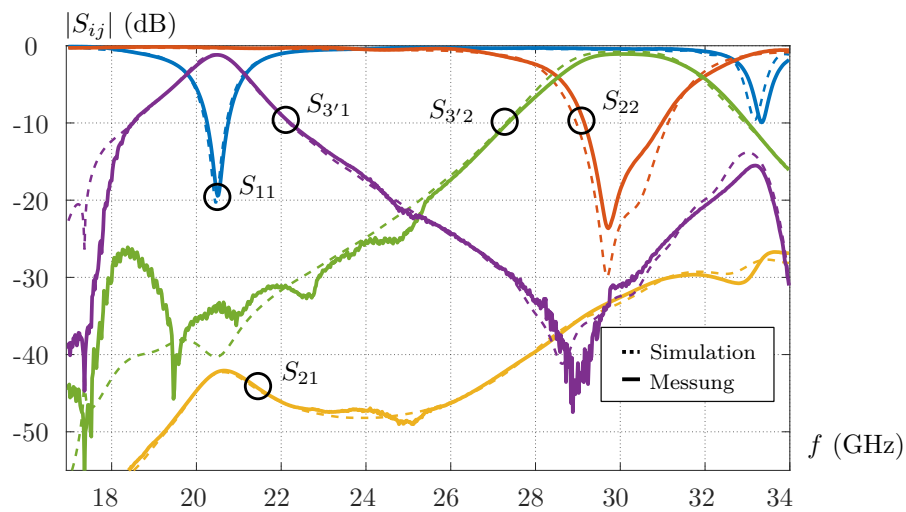


Abbildung 4.7: Simulierte (gepunktete) und gemessene (durchgezogene) S-Parameter des Übergangs.

doch aufgrund des Unterdrückungsvias gering aus. Die Isolation zwischen den beiden GCPW-Toren überschreitet 42 dB im unteren und 32 dB im oberen Durchlassbereich.

### 4.2.3 Erhöhung der Bandbreite

Das Hinzufügen von zwei Stegen in den breiten Hohlleiterwänden, wie in Abb. 4.8 gezeigt, steigert die erreichbaren Bandbreiten des Übergangs, indem es den Kapazitätsbelag des Hohlleiters erhöht und seinen Wellenwiderstand verringert [79]. Im Zuge dieser Querschnittsanpassung verändern sich allerdings die S-Parameter des in Unterabschnitt 4.2.2 hergestellten Übergangs erheblich. Durch einen weiteren Optimierungszyklus wird in beiden Bändern erneut Impedanzanpassung hergestellt.

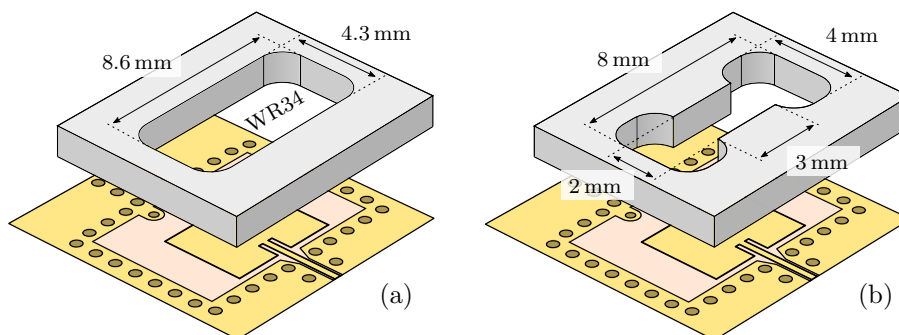


Abbildung 4.8: Vereinfachte Skizze der PCB-Übergänge mit unterschiedlichen Hohlleiter-Querschnitten. (a) Aufbau nach WR34-Standard (bislang), (b) eingesetzter Doppelsteg-Hohlleiter zur Erhöhung der Bandbreite.

### Gestapelter Aufbau

Im Sendeempfangsmodul aus Abb. 4.2 werden die Signale beidseitig in den Hohlleiter ein- und ausgekoppelt. Daher ist die Untersuchung des kaskadierten Aufbaus mit zwei rückseitig gespiegelten Übergängen und einem Hohlleiter-Verbindungsstück nach Abb. 4.9 (a) erforderlich. Aus dessen S-Parametern werden quantitative Anforderungen an den Entwurf des Heterodyn-Sendeempfängers und insbesondere der zusätzlichen Sperrfilter abgeleitet. Die Gesamthöhe der Hohlleiterverbindung wird, um im  $RF_{Tx}$ - und  $RF_{Rx}$ -Band die größtmöglichen Bandbreiten zu erzielen, durch Simulation zu  $h_{rwg} = 5,8\text{ mm}$  ermittelt.

Die gemessenen S-Parameter der speziell für den Heterodyn-Sendeempfänger optimierten Back-to-Back-Anordnung aus Abb. 4.9 (b) und (c) sind in Abb. 4.10 dargestellt. Sie stimmen gut mit den simulierten überein. Im Vergleich zum Einzelübergang ohne Hohlleiterstege aus Unterabschnitt 4.2.2 wurden die Mittenfrequenzen korrigiert. Die  $-10\text{-dB}$ -Reflexionsbandbreite im unteren Passband konnte von  $600\text{ MHz}$  auf  $1,8\text{ GHz}$  verdreifacht werden. Im  $RF_{Tx}$ - und  $RF_{Rx}$ -Band erreichen die Transmissionsverluste maximal  $2,5\text{ dB}$  und  $1,6\text{ dB}$ . Die Spiegelfrequenzbänder  $IM_{Tx}$  und  $IM_{Rx}$  bei Festlegung der LO-Frequenzen nach Abb. 4.2 werden um mindestens  $17\text{ dB}$  unterdrückt. Die Isolation zwischen Tor 1 und Tor 2 übersteigt  $30\text{ dB}$  innerhalb beider Passbänder.

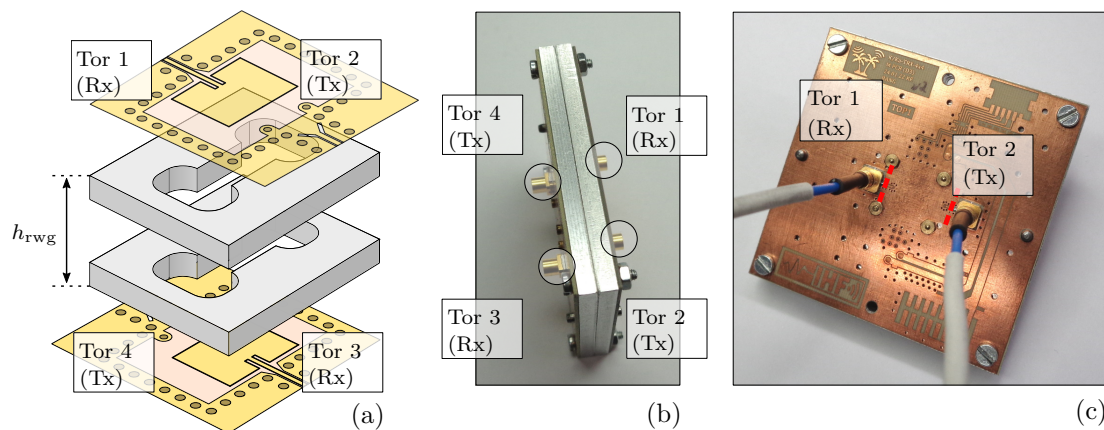


Abbildung 4.9: Vereinfachte Back-to-Back-Anordnung des PCB-Hohlleiter-Übergangs. (a) Explosionsdarstellung, (b) Seitenansicht und (c) Draufsicht des hergestellten PCB-Hohlleiter-Verbands mit Referenzebenen (rot).

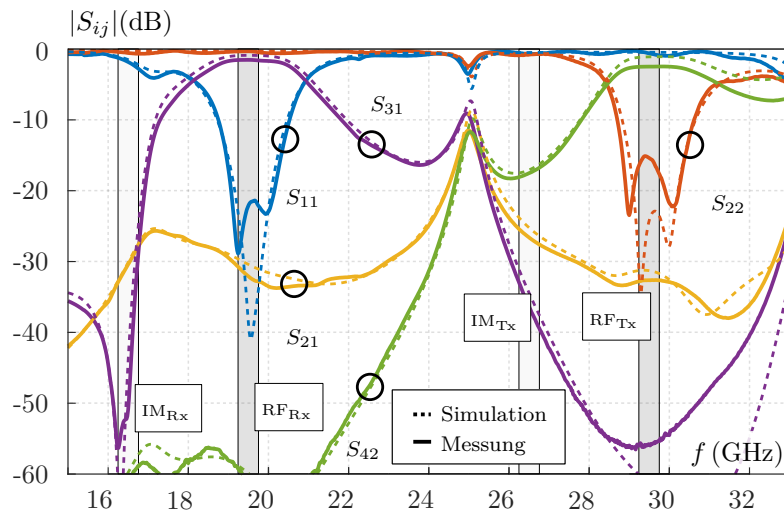


Abbildung 4.10: Simulations- und Messergebnisse des gestapelten Aufbaus mit Steghohlleitern aus Abb. 4.9.

### 4.3 Mischer

Für die Frequenzumsetzungen im Heterodyn-Sendeempfänger zwischen  $\text{RF}_{\text{Tx}}$  bzw.  $\text{RF}_{\text{Rx}}$  und  $\text{IF}_{\text{Tx}}$  bzw.  $\text{IF}_{\text{Rx}}$  werden kommerziell verfügbare Mischer-Chips eingesetzt. Wesentliche Anforderungen sind niedrige LO-Frequenzen (durch subharmonischen Betrieb), geringe LO-Leistungspegel (durch integrierte LO-Verstärker) und eine hohe Robustheit gegenüber Kreuzkopplungen.

#### Tx-Mischer

Der Tx-Mischer (3) muss eine ausreichende Ausgangsleistung liefern, um den Tx-Verstärker (2) im 1-dB-Kompressionspunkt zu betreiben. Die Verluste des Sperrfilters (6) sind dabei zu berücksichtigen. Der *HMC264* (*Analog Devices*) erfüllt diese Anforderungen und wird daher im Heterodyn-Sendeempfänger eingesetzt.

#### Rx-Mischer

Der *CMD303* (*Analog Devices*) wird als Rx-Mischer (5) ausgewählt und zunächst als Einzelschaltung aufgebaut. Die Messungen in Abb. 4.11 dokumentieren die Auswirkung der Kreuzkopplung von  $\text{RF}_{\text{Tx}}$ ,  $\text{IM}_{\text{Tx}}$  und  $2\text{LO}_{\text{Tx}}$  auf den Konversionsgewinn. Dafür wird an dem RF-Tor ein Störsignal mit einer Frequenz  $26 \text{ GHz} < f_{\text{int}} < 30 \text{ GHz}$  und einer Leistung  $P_{\text{int}} = -10 \text{ dBm}$  (Abb. 4.11 (a)) und  $P_{\text{int}} = -5 \text{ dBm}$  (Fig. 4.11 (b))

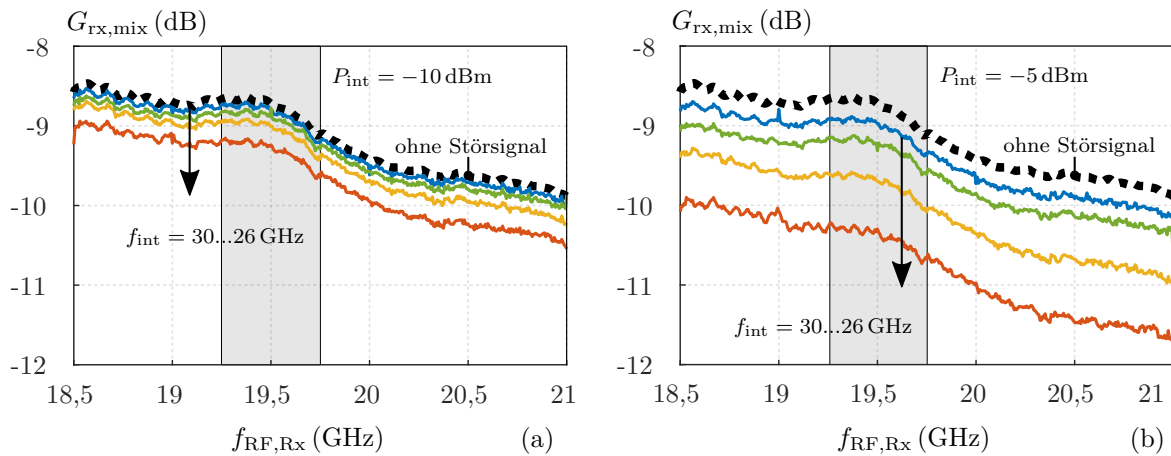


Abbildung 4.11: Gemessener Konversionsgewinn des Rx-Mischers *CMD303* (*Qorvo*) unter Einprägung eines Störsignals mit (a)  $P_{\text{int}} = -10$  dBm und (b)  $P_{\text{int}} = -5$  dBm am RF-Tor. Die LO-Frequenz beträgt 9 GHz und die LO-Leistung 0 dBm.

eingepägt. Die Messungen zeigen, dass der Konversionsgewinn dadurch um bis zu 2,1 dB für  $f_{\text{int}} = 26$  GHz und  $P_{\text{int}} = -5$  dBm sinkt. Obwohl der Mischer in diesem Frequenzbereich durch das zugehörige Datenblatt nicht spezifiziert ist, deutet dies auf Mischvorgänge außerhalb des Nutzbandes hin. Die Leistungspegel der überkoppelnden  $\text{RF}_{\text{Tx}}$ -,  $\text{IM}_{\text{Tx}}$ - und  $2\text{LO}_{\text{Tx}}$ -Signale sollten daher am Rx-Mischereingang unter  $-10$  dBm betragen. Das Ergebnis wird im folgenden Schaltungsentwurf berücksichtigt.

## 4.4 Verstärker

### Tx-Verstärker

Als Tx-Verstärker (2) kommen der *ADL8142* (*Analog Devices*) und der *MAAL011129* (*Macom*) infrage. Sie werden ebenfalls zunächst als Einzelschaltungen aufgebaut. Beide erfüllen die Anforderungen an die Ausgangsleistung: Basierend auf den Strahlformer-Chips mit  $P_{\text{pa},1\text{dB}} = -13$  dBm und den elektrischen Verlusten des Verteilnetzwerks, der PCB-Hohlleiter-Übergänge und des zusätzlichen Tx-Sperrfilters (7) mit abgeschätzt 6 dB, ergibt sich nach Gl. 4.1 eine minimal erforderliche Ausgangsleistung von  $P_{\text{aus}} = 5$  dBm. Beide Verstärker liefern mehr als 12 dBm (P1dB).

Abb. 4.12 (a) zeigt die gemessenen Vorwärtsverstärkungen. Die des *ADL8142* ist im Tx-Band um etwa 9 dB höher, während der *MAAL011129* eine größere Bandbreite

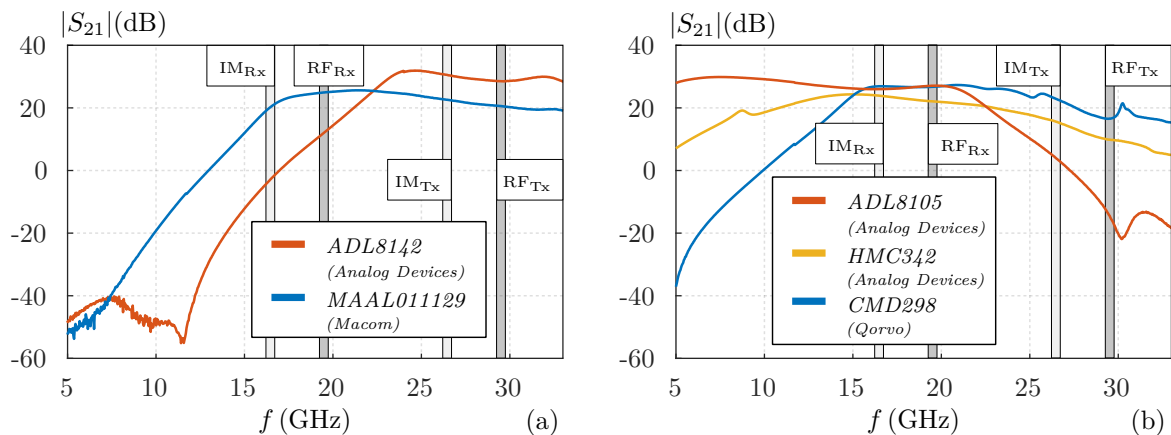


Abbildung 4.12: Gemessene Vorwärtsübertragungskoeffizienten ausgewählter kommerzieller Verstärker-Chips für (a) den Tx- und (b) den Rx-Pfad.

aufweist. Letzteres erhöht das bei  $RF_{Rx}$  und  $IM_{Rx}$  eingeprägte Rauschen und ist für den Einsatz im Heterodyn-Sendeempfänger daher ein Nachteil. Im Folgenden wird deshalb der *ADL8142* eingesetzt.

### Rx-Verstärker

Nach Gl. 4.2 beeinträchtigen die Verluste zwischen Strahlformer-Chip-Ausgang und Mischerausgang die Systemrauschzahl des Sendeempfangsmoduls. Daher ist für den Heterodyn-Sendeempfänger nach Abb. 4.2 eine Verstärkerstufe am Mischereingang vorgesehen. Diese verringert diesen Effekt und erhöht zusätzlich den elektronischen Gewinn des Empfangspfads.

Drei verschiedene LNAs (5) kommen infrage und werden zunächst als Einzelschaltungen aufgebaut. Die den jeweiligen Datenblättern entnommenen Rauschzahlen betragen bei  $RF_{Rx}$  weniger als 2,5 dB. Abb. 4.12 (b) zeigt die gemessenen Vorwärtsverstärkungen. Diese liegen bei  $RF_{Rx}$  zwischen 21 dB und 24 dB. Bei  $RF_{Tx}$  unterscheiden sie sich jedoch um bis zu 35 dB und liegen zum Teil über 0 dB. Überkoppelnde Tx-Signale würden somit verstärkt.

Im Hinblick auf die in Abschnitt 4.3 geforderten niedrigen  $RF_{Tx}$ -,  $IM_{Tx}$ - und  $LO_{Tx}$ -Leistungspegel am Rx-Mischereingang ist dies unerwünscht. Daher wird der *ADL8105* im Heterodyn-Sendeempfänger eingesetzt. Er unterstützt das Filterverhalten des PCB-Hohlleiter-Übergangs (1) und des Sperrfilters (7) durch seine zu hohen Frequenzen abnehmende Vorwärtsverstärkung.

## 4.5 Filter

In Heterodynsendern und -empfängern werden Filter benötigt, um Mischprodukte in unerwünschten Seitenbändern und interferierende LO-Signale zu unterdrücken. Für den Filterentwurf im K-/Ka-Band eignen sich, aufgrund ihrer Kompaktheit und Integrierbarkeit in PCB-Technologie, insbesondere planare Übertragungsleitungen wie GCPWs oder Mikrostreifenleitungen [80]. Sie sind im Vergleich zu Hohlleitern allerdings verlustreich. Die SIW-Technologie stellt mit verhältnismäßig geringen Verlusten und kompakten Formfaktoren eine Kompromisslösung dar [81, 82].

Insbesondere in Systemen mit hoher Integrationsdichte sind SIW-Resonatoren jedoch ggf. nicht ausreichend kompakt [61]. Eine Verringerung der Größe kann durch Veränderung der Randbedingungen erfolgen. Die annähernd perfekt elektrisch leitfähigen (engl. *perfect electrically conducting*) (PEC) Außenwände einer SIW-Kavität, die für gewöhnlich mit Viazäunen realisiert werden, können durch Öffnen derselben annähernd perfekt magnetisch leitfähige (engl. *perfect magnetically conducting*) (PMC) Eigenschaften erhalten [83]. Allerdings weist diese physikalische Realisierung einer PMC-Wand Abstrahlverluste auf [84]. Versetzte Masseviazäune können dazu beitragen, diesen Effekt zu verringern [85]. Alternativ kann die Kavität in einer Mehrlagen-PCB eingebettet werden, um einen sogenannten gefalteten SIW (engl. *folded substrate integrated waveguide*) (FSIW) zu realisieren [86].

Die Systemanforderungen verlangen häufig nach Filtern höherer Ordnung. Dazu werden für gewöhnlich mehrere Resonatoren derselben Bauform in Reihe geschaltet [87]. Dies erhöht die Transmissionsverluste und, zu Ungunsten der Integrierbarkeit, den Platzbedarf. Einen alternativen Ansatz stellen Multimoden-Resonatoren dar [88–91]. Hier schwingt eine physikalische Struktur bei mehreren Frequenzen, was kompakte Filterentwürfe ermöglicht. Darüber hinaus können durch Verwendung von nicht-resonanten Knoten (engl. *non-resonant nodes*) (NRNs) zusätzliche Transmissionsnullstellen (engl. *transmission zeros*) (TZs) erzeugt werden [90], [92]. Dies ist besonders vorteilhaft, wenn eine hohe Sperrbereichsunterdrückung in Verbindung mit niedrigen Filterordnungen erforderlich ist. Aufgrund der gemeinsamen Geometrie ist die präzise und unabhängige Einstellung aller Resonanzfrequenzen und Koppelkoeffizienten eine Herausforderung und erhöht den Entwurfsaufwand solcher Filter.

Dieser Abschnitt beschäftigt sich mit dem Entwurf von kompakten Doppelmoden-Filtern für den Einsatz in K-/Ka-Band-Heterodynsendern und -empfängern [93]. Zu-

nächst wird das allgemeine Vorgehen beim Filterentwurf anhand einer FSIW-Kavität diskutiert. Anschließend werden zwei Filter für die Anwendung im Tx- und Rx-Pfad des auszulegenden Heterodyn-Sendeempfängers aufgebaut und vermessen.

### 4.5.1 Entwurf von Doppelmoden-FSIW-Filtern

Abb. 4.13 (a) zeigt die verwendete FSIW-Kavität. Der Dreilagenaufbau nutzt das Modendoublett (1) und (2) aus Abb. 4.13 (b), um die Koppeltopologie aus Abb. 4.13 (c) mit den Koppelkoeffizienten  $(m_{s1}, m_{s2}, m_{sn})$  und  $(m_{11}, m_{21}, m_{n1})$  zwischen Quelle (S) und Knoten bzw. zwischen Knoten und Last (L) zu realisieren. Damit kann ein Passband mit bis zu zwei Transmissionpolstellen und ein Stopband mit bis zu zwei Transmissionnullstellen [90] erzeugt werden. Der erforderliche zusätzliche Koppelpfad entsteht durch die Anregung einer weiteren, nicht in Resonanz betriebenen Mode (N). Zusätzliche Störelemente ermöglichen eine präzise Abstimmung des Filterverhaltens.

Der folgende Filterentwurf zielt darauf ab, eine asymmetrische Filterantwort zweiter Ordnung mit zwei TZs links vom Passband zu generieren. Die zugehörige Koppelmatrix [94] muss dafür zwei wesentliche Bedingungen erfüllen:

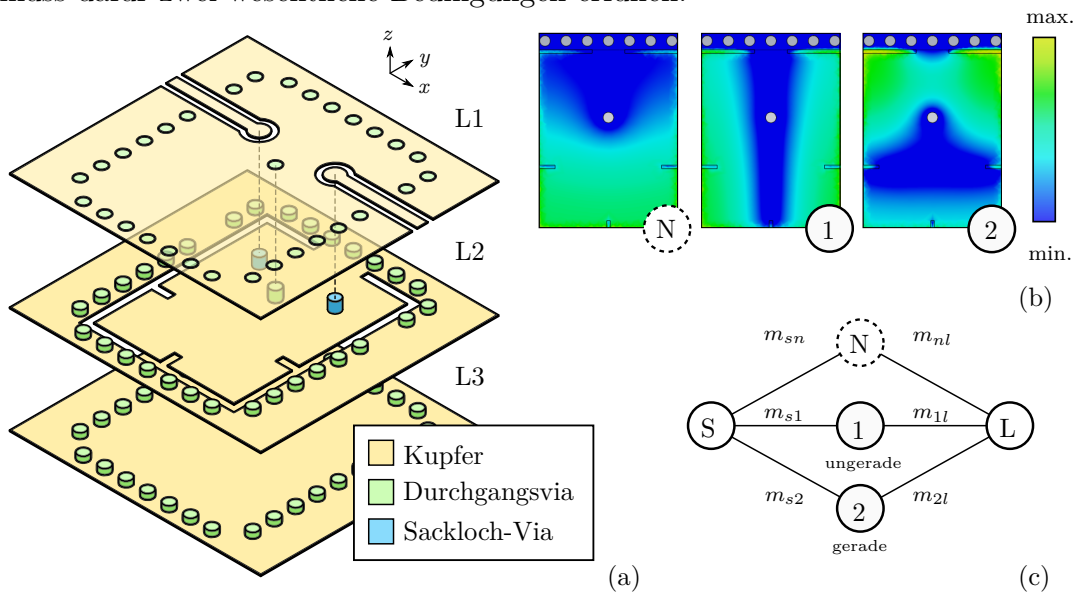


Abbildung 4.13: FSIW-Filter mit Modendoublett und nicht-resonantem Knoten. (a) Dreilagenaufbau in PCB-Technologie, (b) Betrag des E-Feldes der resonanten (1), (2) und nicht-resonanten (N) Moden und (c) zugehörige Koppeltopologie.

- Es gilt  $f_e > f_o$ , wobei  $f_e$  und  $f_o$  die Resonanzfrequenzen der geraden ( $m_{s2} = m_{2l}$ ) und ungeraden ( $m_{s1} = -m_{1l}$ ) Moden sind. Für  $m_{s2} < m_{s1}$  entsteht eine TZ links vom Passband [90]. Das Verhältnis  $m_{s1}/m_{s2}$  bestimmt dessen Position.
- Die zweite TZ ist mit dem NRN assoziiert, wobei der Koppelkoeffizient  $m_{sn}$  dessen Frequenzpunkt maßgeblich bestimmt [92]. Die Filterantwort ist asymmetrisch, wenn  $m_{sn}$  und  $m_{s2}$  das gleiche Vorzeichen haben.

### Konzept

Die in Abb. 4.13 (a) dargestellte Kavität kann diese Bedingungen erfüllen. Sie besteht aus einem Septum (L2), welches zwischen einer oberen (L1) und einer unteren (L3) Massefläche eingebettet ist. Ein Zaun mit Durchgangsvias schließt, wie in Abb. 4.13 (b) dargestellt, den oberen Rand des Septums kurz. Dieser kann durch eine PEC-Randbedingung modelliert werden. Die übrigen drei Kavitätswände sind durch einen nichtleitenden Spalt der Breite  $g$  von der Massefläche getrennt. Sie verhalten sich annähernd wie PMC-Randbedingungen.

Die vereinfachte Kavität mit idealisierten Grenzflächen ist in Abb. 4.14 dargestellt. Sie unterstützt drei transversal magnetische Moden bezüglich  $z$ , die für den Filterentwurf genutzt werden können. Zwei davon bilden das resonierende Modenpaar ( $TM_{210}$ ,  $TM_{030}$ ) und die verbleibende dient als NRN ( $TM_{010}$ ). Hier und bei den entsprechenden Resonanzfrequenzen  $f_{210}$ ,  $f_{030}$  und  $f_{010}$  bezeichnen die Indizes die Ordnungszahl der Moden in  $x$ -,  $y$ - und  $z$ -Richtung.

Abb. 4.15 zeigt den detaillierten Aufbau der Kupferlagen L1 und L2. Die Lage L3 bildet eine durchgängige Massefläche. Zwei GCPW-Leitungen mit Via-Sonden von 0,3 mm

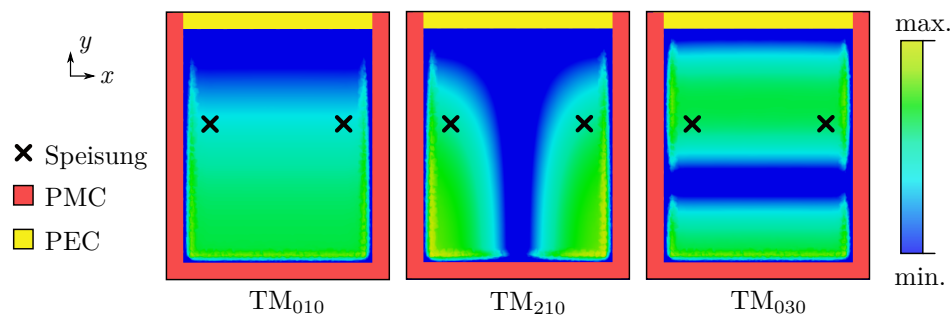


Abbildung 4.14: Durch Eigenmodensimulation generierte E-Feld-Beträge der ungestörten FSIW-Moden (ohne Speiseleitungen) unter idealen Randbedingungen.

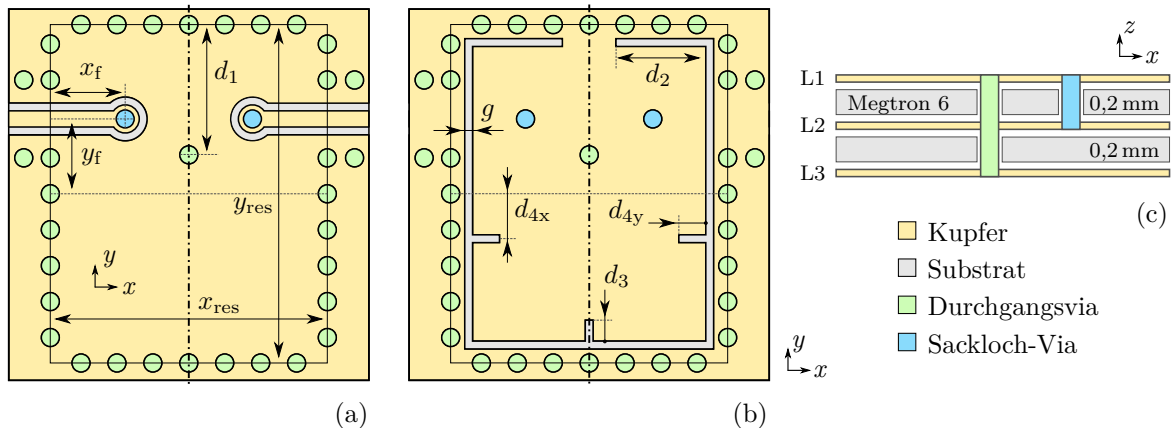


Abbildung 4.15: Skizze der Filterzelle. (a) Kupferlage L1, (b) Kupferlage L2 und (c) Schematischer Schichtaufbau des Entwurfs.

Durchmesser speisen die Kavität. Ihre Position  $y_f$  und ihre Versatzlänge  $x_f$  bestimmen die Koppelkoeffizienten aller drei Moden. Die Struktur kann um Kurzschlussvias und nicht-leitfähige Schlitze ergänzt werden, um die Filterantwort zu optimieren.

### Entwurfsablauf

Im ersten Schritt werden die Resonanzfrequenzen  $f_o = f_{210}$  und  $f_e = f_{030}$  durch Eigenmodensimulation entsprechend den Filteranforderungen bestimmt. Daraus ergeben sich die Hohlraumabmessungen  $x_{res}$  und  $y_{res}$ . Im zweiten Schritt werden die Einspeisepunkte in Bereichen mittlerer E-Feldstärke platziert, wie in Abb. 4.14 skizziert. Ihre Position  $(x_f, y_f)$  und die Größe des Hohlraums  $(x_{res}, y_{res})$  werden dann iterativ auf der Grundlage der EM-simulierten S-Parameter angepasst. Anschließend erfolgt die Extraktion der Koppelmatrix auf Grundlage der Simulationsergebnisse mit *CST Filter Designer 3D*. Die Differenz zwischen extrahierten und geforderten Matrixeinträgen bestimmt das weitere Vorgehen.

Die Koppelkoeffizienten der drei Moden können durch Verschieben der Einspeisepunkte entlang der E-Feld-Gradienten verändert werden. Allerdings sind diese voneinander abhängig. Eine Möglichkeit um die Entwurfsfreiheit zu erhöhen bietet die Modenmanipulation. Dafür werden im Folgenden verschiedene Störstrukturen und ihr Einfluss auf die Resonanzfrequenzen und Koppelkoeffizienten untersucht.

### Störstrukturen

Wie in Abb. 4.16 gezeigt, kann eine Durchkontaktierung zur Störung des FSIW-Hohlraums eingesetzt werden. Diese erzeugt einen Kurzschluss zwischen Septum und Massenflächen des FSIWs und verkleinert die Kavität dadurch elektrisch. Ein in  $x$ -Richtung mittig positioniertes Via mit beliebiger  $y$ -Position beeinflusst die  $TM_{210}$ -Mode nicht. Die Resonanzfrequenzen  $f_{010}$  und  $f_{030}$  hingegen steigen mit zunehmendem  $d_1$  an. Nachdem  $d_1$  das E-Feld-Maximum von  $TM_{030}$  überschreitet, fällt  $f_{030}$  wieder ab. Gleichzeitig sinkt die Stärke des E-Feldes der  $TM_{010}$ -Mode im oberen Teil des Hohlraums und an den Einspeisepunkten. Dies kann ausgenutzt werden, um  $m_{sn}$  zu reduzieren und damit die assoziierte TZ zu niedrigeren Frequenzen zu verschieben.

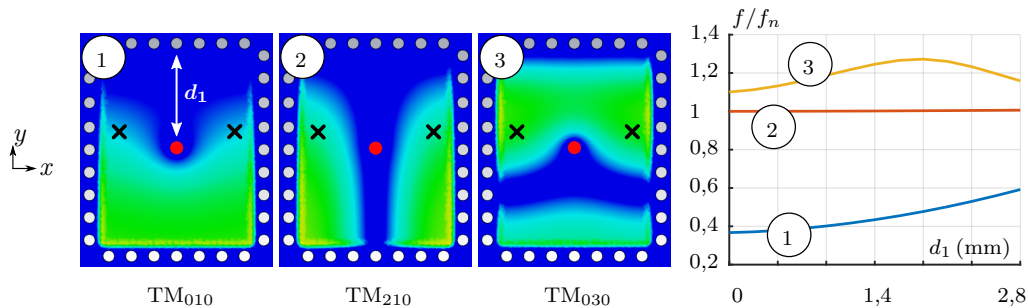


Abbildung 4.16: E-Feldverteilungen und entsprechende Resonanzfrequenzen ( $f_n = 20$  GHz) für die Kavat mit Storungsvia (rot).

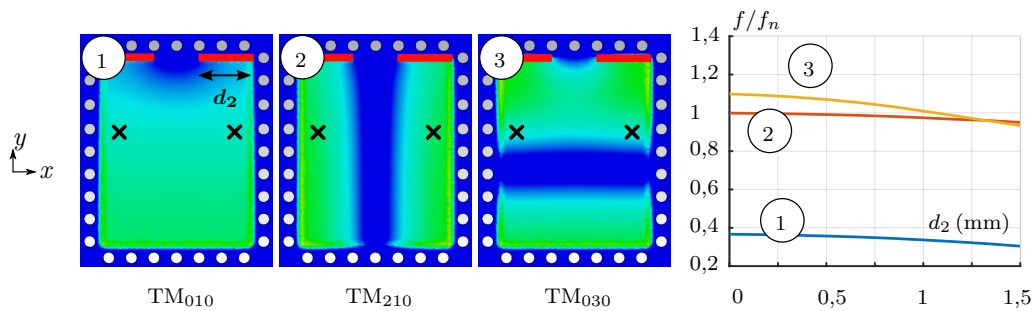


Abbildung 4.17: E-Feld-Verteilungen und entsprechende Resonanzfrequenzen ( $f_n = 20$  GHz) für die durch zwei Schlitze (rot) gestörte Kavat.

Schlitze in der Metallschicht sind ein weiteres Mittel zur Veränderung der Modenbilder. Sie verhindern, dass die Oberflächenströme auf dem kürzesten Weg fließen und vergrößern die Kavat elektrisch. Zunächst werden, wie in Abb. 4.17 gezeigt, zwei Schlitze entlang der oberen Hohlraumbegrenzung betrachtet. Sie bewirken, dass  $f_{010}$ ,  $f_{210}$  und  $f_{030}$  abnehmen. Die Resonanzfrequenz  $f_{030}$  sinkt mit steigendem  $d_2$  jedoch schneller.

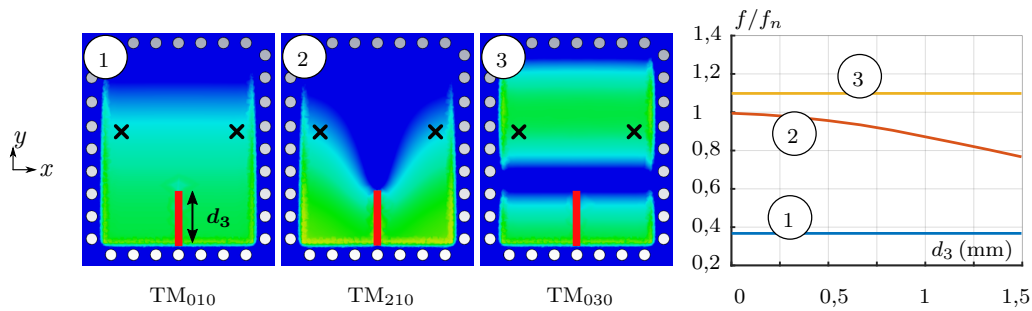


Abbildung 4.18: E-Feldverteilungen und entsprechende Resonanzfrequenzen ( $f_n = 20$  GHz) für die durch den Schlitz (rot) der Länge  $d_3$  gestörte Kavität.

Gleichzeitig steigt die E-Feldstärke der  $TM_{210}$ -Mode in den oberen Ecken der Kavität. Das ermöglicht die Verschiebung der Einspeisepunkte in positive  $y$ -Richtung, ohne  $m_{s1}$  nennenswert zu beeinflussen. Auf diese Weise verringert sich die Abhängigkeit zwischen  $m_{sn}$  und  $m_{s2}$ .

Abb. 4.15 (b) zeigt drei weitere Schlitze zur Modenstörung. Wie in Abb. 4.18 gezeigt, verstimmt der vertikale Schlitz am unteren Rand der Kavität die  $TM_{210}$ -Mode, da er senkrecht zu den Oberflächenströmen dort orientiert ist. Die Resonanzfrequenzen  $f_{010}$  und  $f_{030}$  hingegen bleiben unverändert. Durch eine Verringerung der E-Feldstärke im oberen Kavitätsraum kann  $m_{s1}$  reduziert werden. Die beiden horizontalen Schlitze mit der Länge  $d_{4y}$  bewirken das Gegenteil: Sie verstimmen  $f_{010}$  und  $f_{030}$ , ohne  $f_{210}$  wesentlich zu beeinflussen.

Die oben beschriebenen Störstrukturen bieten genügend Freiheitsgrade, um alle Koppelkoeffizienten unabhängig und präzise einzustellen. Da sie sich jedoch auf die Resonanzfrequenzen auswirken, müssen die Abmessungen des Hohlraums iterativ korrigiert werden.

### 4.5.2 Tx-Pfad-Filter

Der Mischer des Heterodynsenders aus Abb. 4.2 (3) erzeugt nach dem zugehörigen Datenblatt *HMC264* (*Analog Devices*) ein starkes Seitenband bei  $26 \text{ GHz} \leq \text{IM}_{\text{Tx}} \leq 27 \text{ GHz}$ . Daher ist ein Filter mit Sperrcharakteristik (Abb. 4.2 (6)) erforderlich. Weil die 2LO-zu-RF-Isolation des Mischers vergleichsweise hoch ist, sind die Filteranforderungen für die 2LO<sub>Tx</sub>-Unterdrückung bei 28 GHz gering.

Der Filterentwurf folgt dem in Unterabschnitt 4.5.1 beschriebenen Ablauf. Nach der simulativen Auslegung erfolgt die Herstellung der Doppelmoden-Kavität auf *Megtron 6*

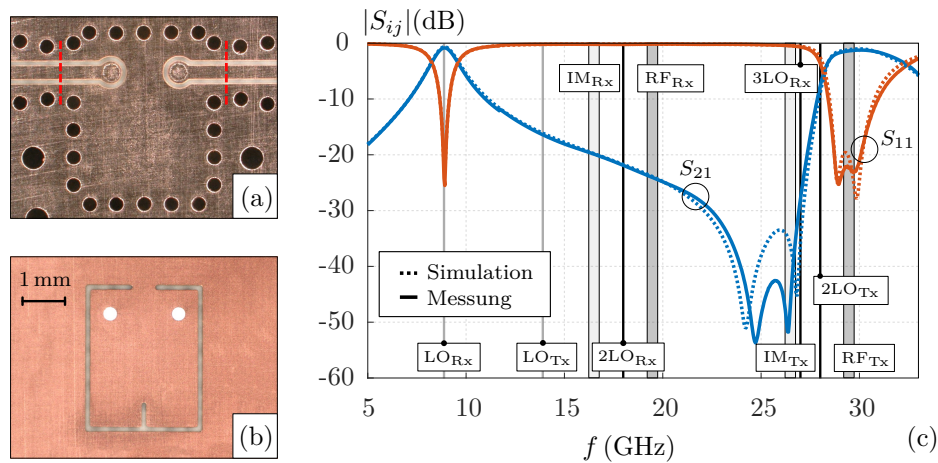


Abbildung 4.19: Tx-Pfad-Filter für den Heterodyn-Sendeempfänger. (a) Oberste Kupferlage (L1) mit rot markierten TRL-Kalibrierebenen, (b) mittlere Kupferlage (L2), und (c) S-Parameter.

(Panasonic). Abb. 4.19 (a) und (b) zeigen das realisierte Filter mit einer Strukturgröße von ca.  $3,1 \times 4 \text{ mm}^2$ .

Die zugehörigen simulierten und gemessenen S-Parameter aus Abb. 4.19 (c) stimmen gut miteinander überein. Zwei Transmissionpolstellen im  $RF_{Tx}$ -Band und zwei TZs nahe  $IM_{Tx}$  sind erkennbar. Der Übertragungsverlust im Durchlassbereich zwischen 28,9 GHz und 30,6 GHz liegt unter 1,5 dB. Frequenzen von 22,5 GHz bis 26,9 GHz werden um mindestens 30 dB unterdrückt. Das durch die  $TM_{010}$ -Mode bei  $LO_{Rx}$  erzeugte Passband ist für den Einsatz im Heterodyn-Sendeempfänger unerheblich.

### 4.5.3 Rx-Pfad-Filter

Der in Unterabschnitt 4.2.3 beschriebene PCB-Hohlleiter-Übergang erzeugt, durch die Hohlleiter-Grenzfrequenz bedingt, bereits ein ausgeprägtes  $IM_{Rx}$ -Stopband zur Spiegelfrequenzunterdrückung. Überkoppelnde Tx-Signale beeinflussen die Rx-Schaltung nach Abschnitt 4.3 hingegen maßgeblich. Das ist insbesondere aufgrund der hohen  $RF_{Tx}$ -Leistungspegel von bis zu 12 dBm (Abschnitt 4.4) und der begrenzten Isolation zwischen Tx- und Rx-Pfad von ca. 30 dB (Unterabschnitt 4.2.3) der Fall.

Ein zusätzliches Filter im Rx-Pfad nach Abb. 4.2 (7) unterdrückt daher  $RF_{Tx}$ -,  $IM_{Tx}$ - und  $2LO_{Tx}$ -Frequenzen. Dessen Entwurf folgt grundsätzlich Unterabschnitt 4.5.1, unterscheidet sich jedoch in einigen Punkten. Zum einen entfällt die oberste Kupferlage, was den Herstellungsaufwand weiter reduziert. Das Septum der ursprünglichen Mit-

tellige (L2) ist damit nicht mehr vollständig eingebettet. Zum anderen wird nun das resonante Modenpaar  $TM_{010}$  und  $TM_{210}$  mit der  $TM_{030}$ -Mode als NRN verwendet. Ein mittig verlaufender vertikaler Schlitzdefekt vergrößert die Struktur elektrisch und reduziert damit deren geometrische Abmessungen erheblich. Damit ähnelt der Aufbau den Filterzellen aus [67] und [95]. Die verwendeten Moden lassen allerdings nur ein Stoppband rechts vom Passband zu, was eine Adaptierung des Konzepts für das weniger kompakte Tx-Filter ausschließt.

Abb. 4.20 (a) und (b) zeigen das auf *Megtron 6 (Panasonic)* hergestellte und  $2,2 \times 3 \text{ mm}^2$  große Filter. In dem  $RF_{Rx}$ -Durchlassbereich von 18,8 GHz bis 20,3 GHz betragen die Reflexions- und Transmissionkoeffizienten weniger als  $-10 \text{ dB}$  bzw. mehr als  $-1,1 \text{ dB}$ . Das Filter unterdrückt Frequenzen zwischen 25,2 GHz und 33 GHz um mindestens 44 dB.

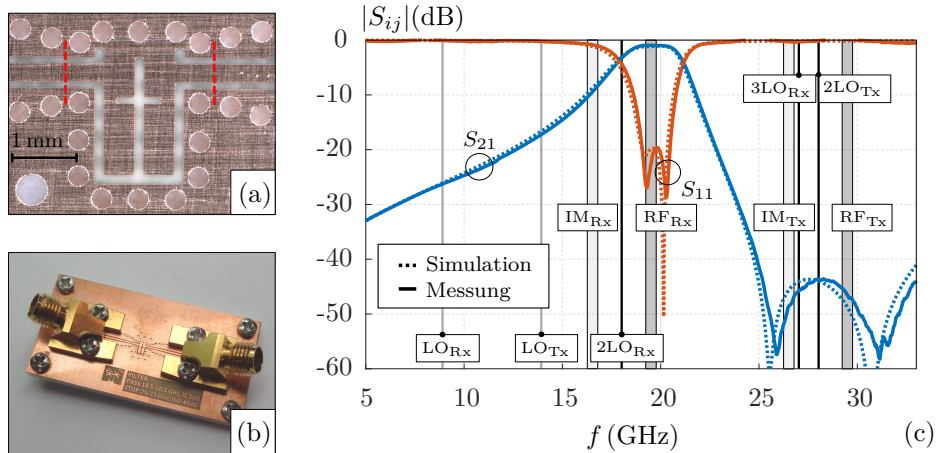


Abbildung 4.20: Rx-Pfad-Filter für den Heterodyn-Sendeempfänger. (a) Oberste Kupferlage mit rot markierten TRL-Kalibrierebenen, (b) Messaufbau mit Koaxial-Konnektoren und (c) S-Parameter.

## 4.6 Verschaltung und Charakterisierung

Tab. 4.3 zeigt eine Zusammenfassung einiger relevanter Kennzahlen der für den Heterodyn-Sendeempfänger entworfenen und ausgewählten Komponenten aus den Abschnitten 4.2–4.5. Die zusammengesetzte und hergestellte Komponente ist in Abb. 4.21 dargestellt. Neben der RF-Elektronik befinden sich DC-Wandler, Digitallogik und Konnektorschnittstellen zur Chip-Ansteuerung auf der PCB.

Tabelle 4.3: Auswahl relevanter Kennzahlen der Einzelkomponenten (1)–(7).

Komponente	Kennzahl	Einheit	Wert
(1) PCB-Übergang	Tx-Transmissionsverlust <sup>a</sup>	dB	1,3
	Rx-Transmissionsverlust <sup>a</sup>	dB	0,8
	Tx/Rx-Isolation <sup>a</sup>	dB	30
(2) Tx-Verstärker <i>ADL8142 (Analog Devices)</i>	Gewinn <sup>a</sup>	dB	29
	Ausgangsleistung <sup>a,b</sup> (P1dB)	dBm	15
(3) Tx-Mischer <i>HMC264 (Analog Devices)</i>	Konversionsverlust <sup>a,b</sup>	dB	9
	RF-Eingangsleistung <sup>a,b</sup> (P1dB)	dBm	3
(4) Rx-Verstärker <i>ADL8105 (Analog Devices)</i>	Gewinn <sup>a</sup> (Rx-Band)	dB	27
	Rauschzahl <sup>a,b</sup>	dB	2
	Gewinn <sup>a</sup> (Tx-Band)	dB	-12
(5) Rx-Mischer <i>CMD303 (Qorvo)</i>	Konversionsverlust <sup>a</sup>	dB	8,5
	RF-Eingangsleistung <sup>a,b</sup> (P1dB)	dBm	4
(6) Tx-Filter	Passband <sup>c</sup>	GHz	28,5–31,5
	Stoppband <sup>d</sup>	GHz	16,7–27,3
	Transmissionsverlust <sup>a</sup>	dB	1,3
(7) Rx-Filter	Passband <sup>c</sup>	GHz	18,4–20,7
	Stoppband <sup>d</sup>	GHz	22,8–40
	Transmissionsverlust <sup>a</sup>	dB	1,1

<sup>a</sup> in der jeweiligen Bandmitte. <sup>b</sup> dem Datenblatt entnommen. <sup>c</sup> bei 1-dB-Abnahme zur maximalen Transmission. <sup>d</sup> bei mindestens 20-dB-Frequenzunterdrückung.

Der Messaufbau folgt der in Abb. 4.2 (b) gezeigten Anordnung, in der vorder- und rückseitig PCBs auf den Hohlleiter montiert sind. Die rückseitige Adapter-PCB enthält dabei nur einen PCB-Hohlleiter-Übergang und zwei koaxiale Anschlüsse für die RF<sub>Rx</sub>- und RF<sub>Tx</sub>-Tore (Tor 1 und Tor 2). Sie ersetzt damit zunächst die in Abb. 4.2 (a) gezeigten Sendeempfangs-Frontends. Das ermöglicht eine individuelle Charakterisierung des Heterodyn-Sendeempfängers. Der Stapelaufbau wird mithilfe von Ausrichtungsstiften und Schrauben verbunden.

Abb. 4.22 (a) und (b) zeigen die gemessenen Reflexionskoeffizienten und Konversionsgewinne der Rx- und Tx-Schaltungen mit Referenzebenen in der Konnektorebene. Die Reflexionskoeffizienten an Tor 1 (RF<sub>Rx</sub>) und Tor 2 (RF<sub>Tx</sub>) sind kleiner als  $-9,5$  dB und  $-16,5$  dB in den jeweiligen Durchlassbändern. An Tor 3 (IF<sub>Rx</sub>) und Tor 4 (IF<sub>Tx</sub>) bleiben sie unter  $-9$  dB. Die Konversionsgewinne  $G_{Rx}$  und  $G_{Tx}$  sind größer als 13 dB für  $19 \text{ GHz} \leq \text{RF}_{Rx} \leq 20 \text{ GHz}$  und 11 dB für  $29 \text{ GHz} \leq \text{RF}_{Tx} \leq 30 \text{ GHz}$ . Die Messergebnisse beider Schaltungspfade zeigen insgesamt flache Frequenzgänge.

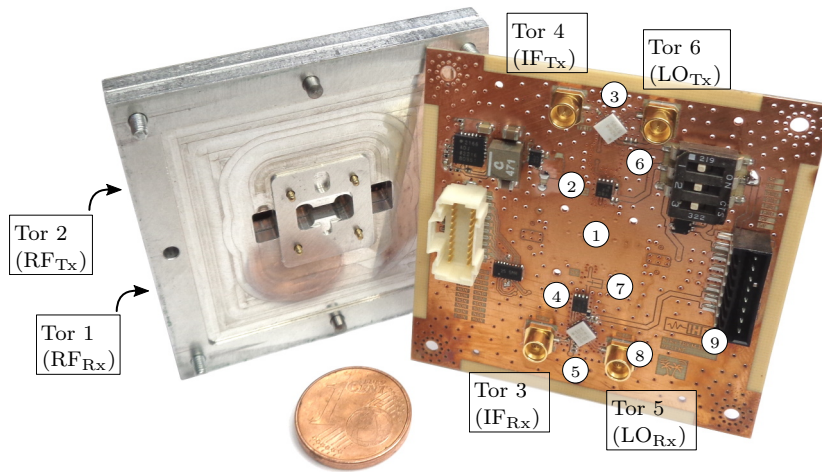


Abbildung 4.21: Hergestellter Heterodyn-Sendeempfänger inklusive Aluminium-Hohlleiterkomponente. Die Schaltung entspricht dem Blockdiagramm aus Abb. 4.2 (b).

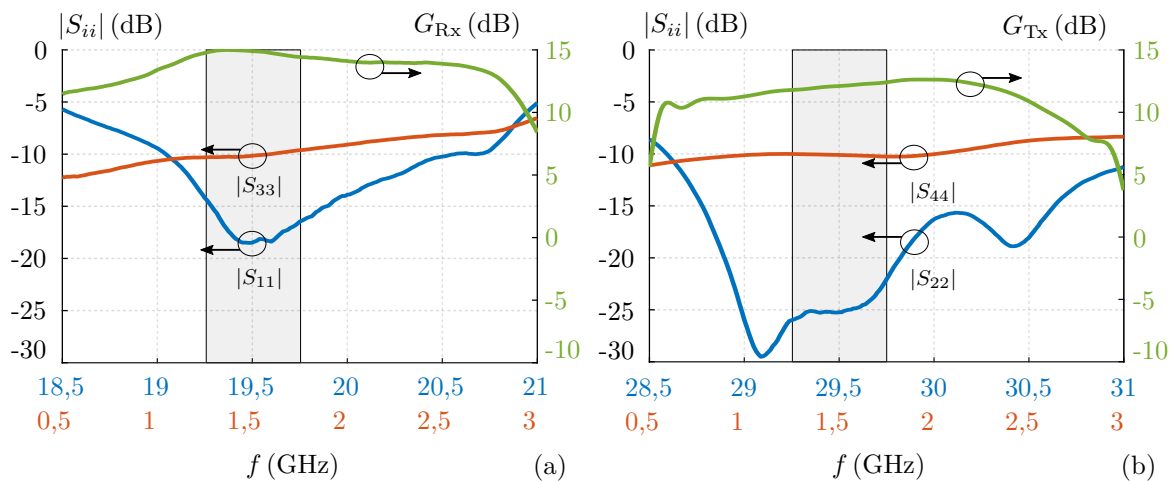


Abbildung 4.22: Gemessene Reflexionskoeffizienten an den RF-/IF-Toren in Blau/Rot und Konversionsgewinne  $G_{Rx}$  und  $G_{Tx}$  in Grün für die (a) Rx- und (b) Tx-Schaltung. Die  $LO_{Tx}$ - und  $LO_{Rx}$ -Leistung beträgt jeweils 0 dBm. Die Leistung der RF- und IF-Signale ist gering (Kleinsignale).

### Rauschzahlmessung der Empfängerschaltung

Der große Pegelunterschied zwischen Tx- und Rx-Signalen setzt der zulässigen Tx/Rx-Kopplung des Heterodyn-Sendeempfängers enge Grenzen. Die Schaltung wird daher im Vollduplex-Betrieb untersucht und muss, um eine Störung des Empfängers auszuschließen, folgende Bedingungen erfüllen:

- Die eingeschaltete Tx-Schaltung beeinflusst die Rx-Rauschzahl der Empfängerschaltung nicht.
- Es sind keine Tx- oder Tx/Rx-Mischprodukte im  $\text{IF}_{\text{Rx}}$ -Band des Rx-Ausgangs (Tor 3) nachweisbar.

Daher werden Rauschzahl- und Leistungsspektrumsmessungen für den gleichzeitigen Tx/Rx-Betrieb durchgeführt. Sie sind in Abb. 4.23 gezeigt.

Die Messungen der in Abb. 4.23 (a) dargestellten Einseitenband-Rauschzahlen erfolgen mit der Y-Faktor-Methode [96]. Um die im zukünftigen Antennensystem eingesetzten Strahlformer-Chips *AWMF0197 (Anokiwave)* zu imitieren, wird als Referenz-LNA mit ähnlicher Rauschzahl der *HMC342 (Analog Devices)* an Tor 1 ( $\text{RF}_{\text{Rx}}$ ) des Heterodyn-Sendeempfängers angeschlossen. Die gemessene Rauschzahl  $F_{\text{pre}}$  des *HMC342* verhält sich ähnlich wie die des kombinierten Empfängersystems  $F_{\text{pre+dut}}$  (Abb. 4.23 (a)). Die Analyse wird mit einem Dauerstrich- $\text{IF}_{\text{Tx}}$ -Signal der Leistung  $P_{\text{Tx}} = -10$  dBm bei  $f_{\text{Tx}} = 1,5$  GHz durchgeführt. Das Messergebnis belegt einen vernachlässigbaren Einfluss der aktivierten Tx-Schaltung auf die Rx-Schaltung.

Abb. 4.23 (b) zeigt das Ausgangsspektrum an Tor 3 ( $\text{IF}_{\text{Rx}}$ ) unter identischer  $\text{IF}_{\text{Tx}}$ -Einprägung. Verschiedene Störsignale, die in erster Linie mit  $\text{LO}_{\text{Rx}}$  und  $\text{LO}_{\text{Tx}}$  assoziiert sind, befinden sich oberhalb von 4 GHz. Diese können ggf. durch ein zusätzliches Fil-

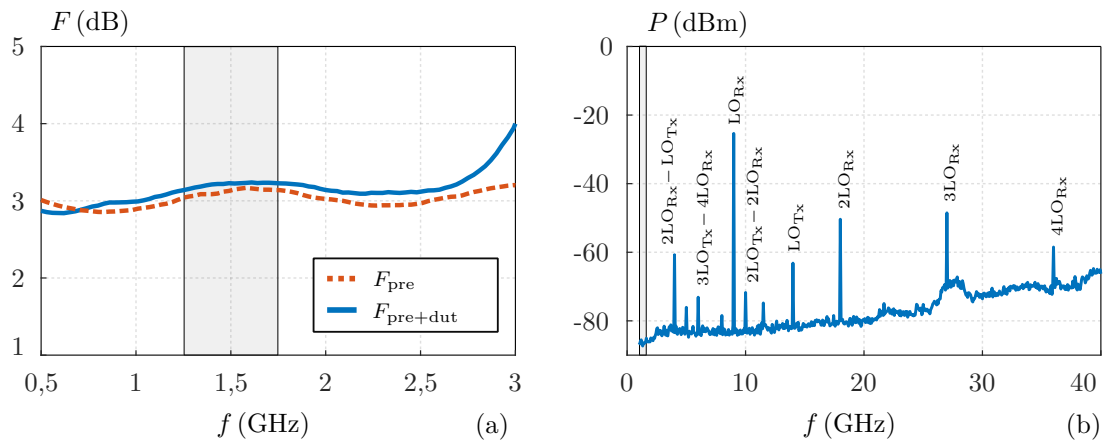


Abbildung 4.23: Gemessene Performanz der Empfängerschaltung. (a) Rauschzahl des Referenz-LNA und des kombinierten Empfangersystems mit eingeschalteten Tx-Schaltungen und (b)  $\text{IF}_{\text{Rx}}$ -Ausgangsspektrum an Tor 3. Für beide Messungen wird ein Tx-Signal mit  $P_{\text{Tx}} = -10$  dBm und  $f_{\text{Tx}} = 1,5$  GHz an Tor 4 eingepreßt.

ter am IF-Ausgang des Rx-Mischers deutlich reduziert werden. Niedrigere Frequenzen, insbesondere im L-Band, sind nicht betroffen. Das Ergebnis bestätigt damit eine ausreichend große Isolation zwischen Tx- und Rx-Schaltungspfad.

### Leistungsmessung der Senderschaltung

Die Messergebnisse der Senderschaltung sind in Abb. 4.24 dargestellt. Abb. 4.24 (a) zeigt die von der Betriebsfrequenz und Eingangsleistung abhängige  $\text{RF}_{\text{Tx}}$ -Ausgangsleistung. Die Sättigungsleistung beträgt demnach zwischen 7,8 dBm und 9 dBm, wobei die Messwerte die Verluste im Hohlleiter und im rückseitig-montierten PCB-Hohlleiter-Übergang enthalten. Diese betragen etwa 2 dB. Der Heterodynsender übertrifft somit die durch die Anforderungen vorgegebene minimale Ausgangsleistung von 5 dBm.

Abb. 4.24 (b) zeigt das  $\text{RF}_{\text{Tx}}$ -Ausgangsspektrum für den Betrieb der Schaltung im 1-dB-Kompressionspunkt ( $P_{\text{in}} = P_{\text{in},1\text{dB}}$ ). Die Pegeldifferenz zwischen  $\text{RF}_{\text{Tx}}$ -Signal und erstem Seitenband  $2\text{LO}_{\text{Tx}}$  beträgt 37 dB. Die Abstrahlung von  $2\text{LO}_{\text{Tx}}$  oder der anderen Seitenbänder hängt jedoch maßgeblich von dem Sendeempfangs-Frontend und der Antennenapertur ab. Eine quantitative Bewertung ist daher nur im Kontext des Gesamtsystems unter Berücksichtigung der zulässigen Leistungspegel möglich.

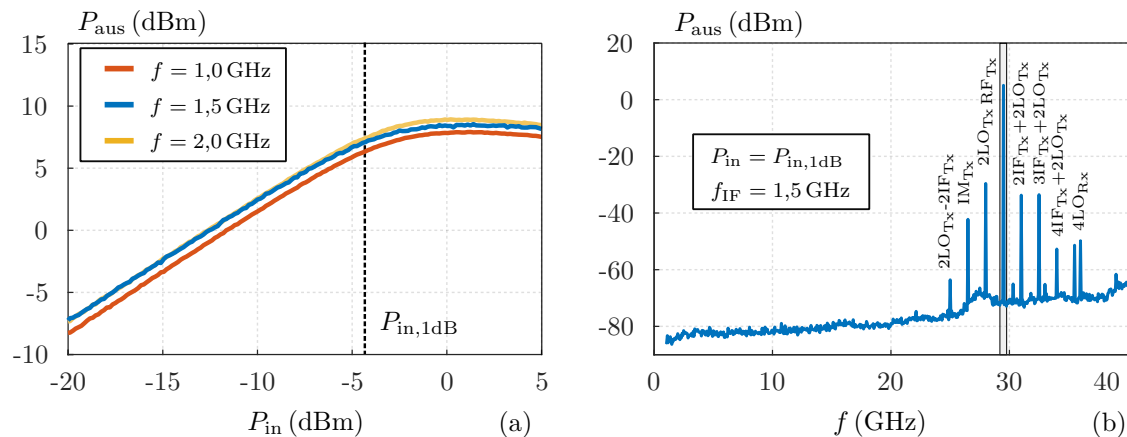


Abbildung 4.24: Gemessene Performanz der Senderschaltung. (a)  $\text{RF}_{\text{Tx}}$ -Ausgangsleistung an Tor 2 für verschiedene  $\text{IF}_{\text{Tx}}$ -Eingangsleistungen und Frequenzen an Tor 4, (b) Leistungsspektrum an Tor 2 bei Anregung von Tor 4 mit  $P_{\text{in}} = P_{\text{in},1\text{dB}}$  und einer  $\text{IF}_{\text{Tx}}$ -Frequenz von  $f_{\text{IF}} = 1,5$  GHz.

# Sendeempfangs-Frontend 5

---

Das in Unterabschnitt 3.2.3 skizzierte Sendempfangs-Frontend wird in diesem Kapitel als individuelles Teilsystem aufgebaut und charakterisiert. Dafür wird der gemeinsame Hohlleiteranschluss (9c), wie in Abb. 5.1 gezeigt, mit den Tx- und Rx-Messtoren verbunden. Als Verbindungsstück zwischen Hohlleiter- und Koaxialanschlüssen dient der in Abschnitt 4.2 entworfene Übergang, der auf einer Adapter-PCB realisiert ist. Letzteres ersetzt den Heterodyn-Sendeempfänger aus Kapitel 4 und ermöglicht die unabhängige Charakterisierung der Frontendschaltung. Diese besteht, wie in Abb. 5.1 (b) dargestellt, aus drei Teilsystemen: dem aktiven Strahlformer-Netzwerk (10)–(11), der passiven Antennenapertur (12)–(13) und dem Antennen-Speisenetzwerk (14)–(16), das die beiden vorangehenden Teilsysteme verbindet. Wie in Abb. 5.1 (a) und (c) gezeigt, werden das Strahlformer- und das Antennen-Speisenetzwerk auf einer PCB mit fünf und die passive Antennenapertur auf einer PCB mit drei Kupferlagen realisiert. Beide werden separat gefertigt und anschließend mit ACA verbunden.

Der Systementwurf erfolgt schrittweise:

- Entwurf, Realisierung und Charakterisierung des passiven PCB-Hohlleiter-Übergangs (10) mit Frequenzweiche (10b) und Verteilerstrukturen (10c).
- Aufbau des aktiven Strahlformernetzwerks. Der entworfene Übergang (10) wird dafür mit vier Tx- (11a) und zwei Rx-Strahlformern (11b) verschaltet. Die Kanäle werden bezüglich Anpassung, Gewinn, Rauschzahl und Leistung charakterisiert.
- Untersuchung von ACAs (15) zur Realisierung von PCB-zu-PCB-Verbindungen. Im Rahmen der Untersuchungen wird ein Herstellungsprozess entwickelt und ein PCB-zu-PCB-Übergang (14c) entworfen.
- Realisierung und Charakterisierung eines Verbindungspfades als Teil des Antennen-Speisenetzwerks (14)–(16). Dieser besteht, neben dem ACA-basierten PCB-

zu-PCB-Übergang (14c), aus einem vertikalen Via-Übergang (14a) und einer von der Pfadgeometrie abhängigen Streifenleitung (14b).

- Validierung der passiven Antennenapertur bestehend aus Tx- (12) und Tx/Rx-Elementen (13). Der Entwurf folgt [68] und ist nicht Teil dieser Arbeit.
- Herstellung des vollständigen 4x4-Sendeempfangs-Frontends (9c)-(16) mit anschließender Charakterisierung in einer Antennenmesskammer.

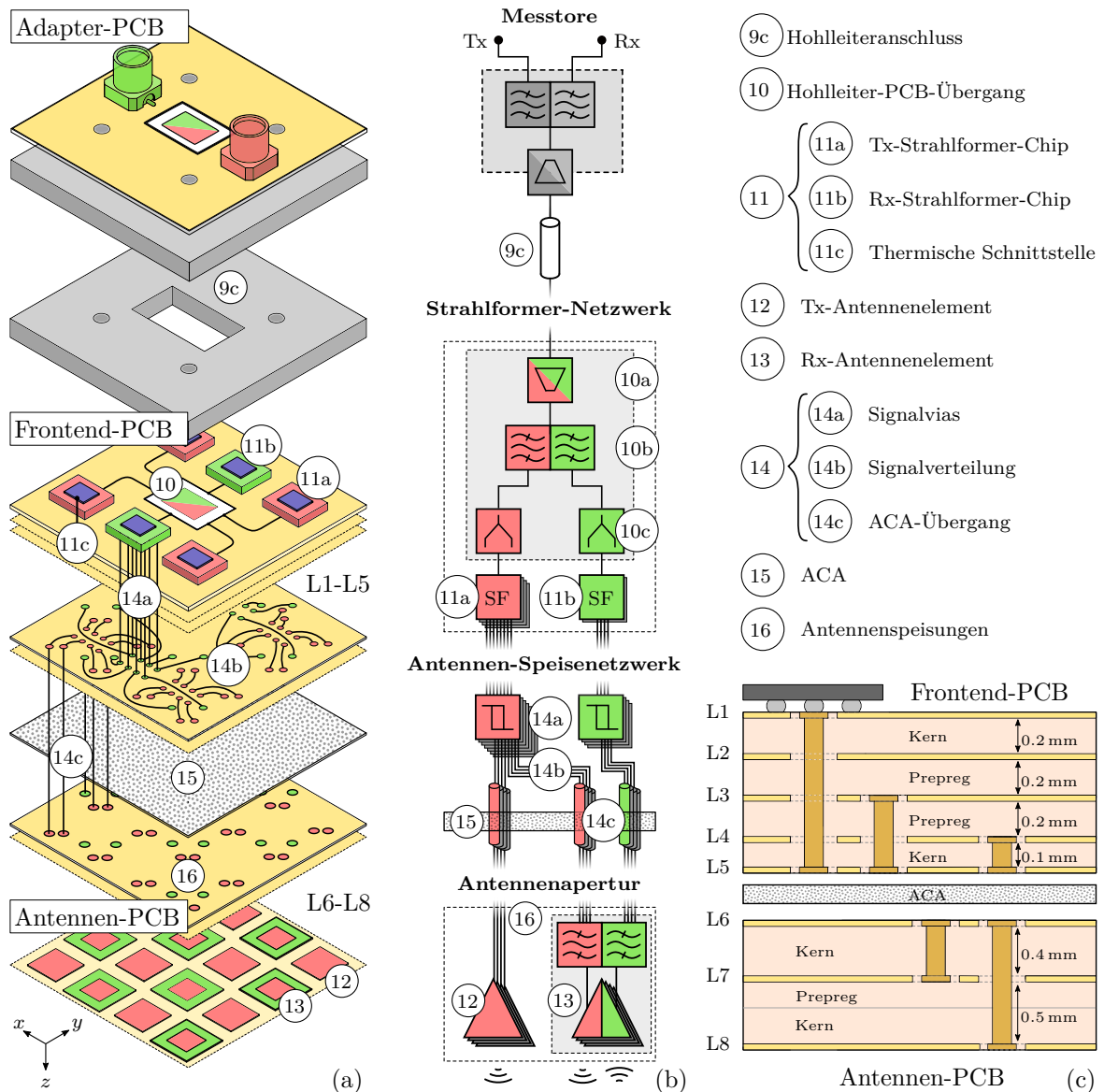


Abbildung 5.1: Detailübersicht des Sendempfangs-Frontends. (a) Explosionsdarstellung, (b) zugehöriges Blockdiagramm und (c) Lageraufbau.

## 5.1 Hohlleiter-PCB-Übergang mit Leistungsteiler

In diesem Abschnitt werden die Komponenten (9c) und (10) aus Abb. 5.1 entworfen. Der Hohlleiter-PCB-Übergang (10) basiert auf [97] und kombiniert drei Funktionen in einer physischen Komponente: Dual-Band-Signalübertragung zwischen Hohlleiter und Planarleitungen (10a), Tx/Rx-Frequenztrennung (10b) und 1:4-Leistungsteilung (Tx) bzw. 2:1-Leistungskombinierung (Rx) (10c). Im Gegensatz zu kaskadierten Schaltungstopologien bietet dieser Ansatz ein hohes Maß an Kompaktheit.

### 5.1.1 Aufbaukonzept

Abb. 5.2 zeigt die detaillierte Komponente mit sieben Schaltungstoren. Die Struktur besteht aus einer einzelnen rückseitig metallisierten Substratlage mit aufgesetzter Hohlleiterkomponente (1). Ein mittig angeordneter 20-GHz-Patch-Resonator (4), der mit der  $TM_{010}$ -Mode (Stehwellenmuster in  $y$ -Richtung) betrieben wird, ist mit dieser Apertur verkoppelt. Der Patch wird durch zwei galvanisch mit seinen Kanten verbundenen GCPWs gespeist. Aufgrund der Symmetrie führt die Anregung der Hohlleiter-Grundmode  $TE_{10}$  (Stehwellenmuster in  $x$ -Richtung) zu einer differentiellen 3-dB-Leistungsteilung zwischen den 20-GHz-GCPWs (Tore 2 und 3).

Vier mit dem Hohlleiter verkoppelte Viertelmoden-SIW-Resonatoren (engl. *quarter-mode substrate integrated waveguides*) (QMSIW) bilden, ähnlich wie in [98], den 30-GHz-Übergang (5). Die GCPW-Einschubspeisungen (7) verbinden die QMSIW-Kavitäten direkt mit den 30-GHz-Toren 4–7. Aufgrund der geometrischen Anordnung ergeben sich bei Anregung von Tor 1  $180^\circ$ -Phasenversätze zwischen den Toren 4 und 5 und zwischen den Toren 6 und 7.

Ähnlich wie in Abschnitt 4.2 wird die Bandbreite der Komponente durch das Hinzufügen von zwei Stegen (2) an den breiten Seitenwänden des Hohlleiters erhöht. Sie verringern dessen Wellenwiderstand und erleichtern damit die Impedanzanpassung [99], [100]. Zwei GCPW-Stichleitungen (6) erzeugen darüber hinaus in den 20-GHz-Pfaden Sperrbänder bei 30 GHz, wodurch die Tx/Rx-Isolation verbessert wird. Sie dienen auch als zusätzliche Anpasselemente für den 20-GHz-Patch-Resonator.

### Entwurfsablauf

Ausgangspunkt für den Entwurf ist ein rechteckiger SIW-Resonator. Dessen Seitenverhältnis ist mit dem später aufgesetzten Hohlleiter verknüpft. Zur Vereinfachung

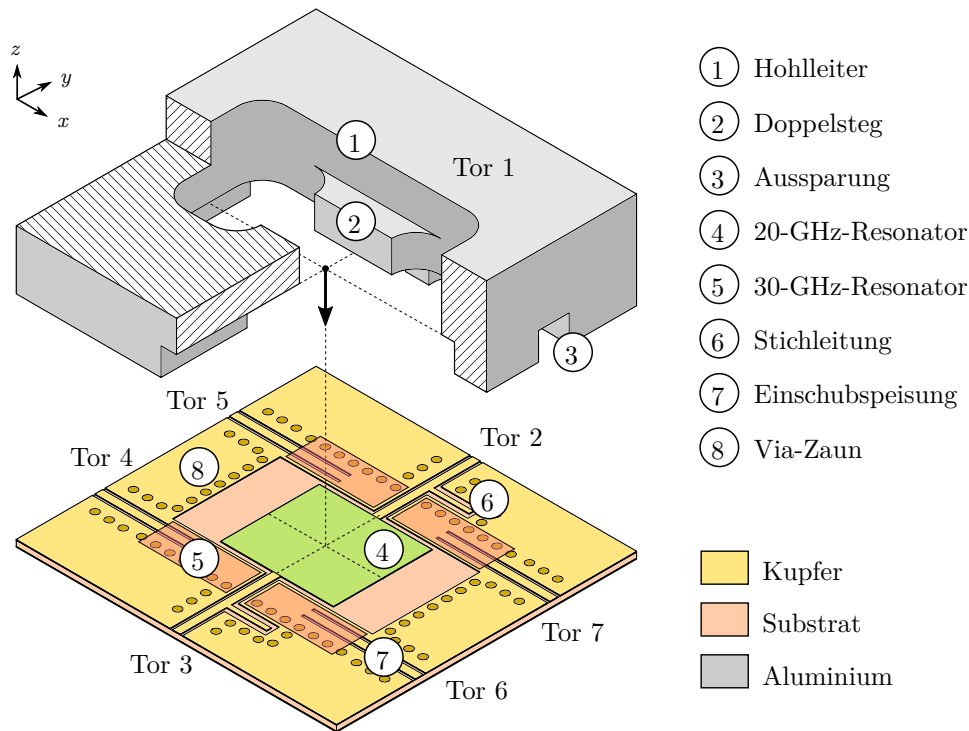


Abbildung 5.2: Explosionszeichnung des Hohlleiter-PCB-Übergangs mit Leistungsteiler in Schrägprojektion.

erfolgt die Modellierung der Via-Zäune, wie in Abb. 5.3 dargestellt, zunächst mit PEC-Randbedingungen.

Als Erstes wird die Resonanzfrequenz der SIW-Kavität auf 30 GHz eingestellt, indem deren Abmessungen variiert werden. Durch die Zerlegung der Kavität entlang der  $x$ - $z$ -Ebene entstehen, wie in Abb. 5.3 (b) gezeigt, zwei getrennte Halbmoden-SIW-Resonatoren (engl. *half-mode substrate integrated waveguides*) (HMSIW). Dieses Verfahren beeinflusst die Resonanzfrequenzen nur geringfügig, da sich die resultierenden offenen Wände beider Kavitäten ähnlich wie PMC-Randbedingungen verhalten [83]. Die Abstimmung erfolgt iterativ mithilfe von Eigenmodensimulationen.

Im Entwurfsschritt (c) wird ein Hohlleiter zwischen beiden HMSIW-Kavitäten eingefügt und mit deren offenen Seitenwänden verbunden. Diese T-Konfiguration bildet einen SIW-Hohlleiter-Übergang, da, ähnlich wie in [99], die abgestrahlten Felder in die Hohlleiter-Grundmode  $TE_{10}$  überführt werden. Ein differentieller Betrieb beider Kavitäten ist dafür notwendig. Die Modenbilder in der Schnittebene C-C (Abb. 5.3) verdeutlichen das.

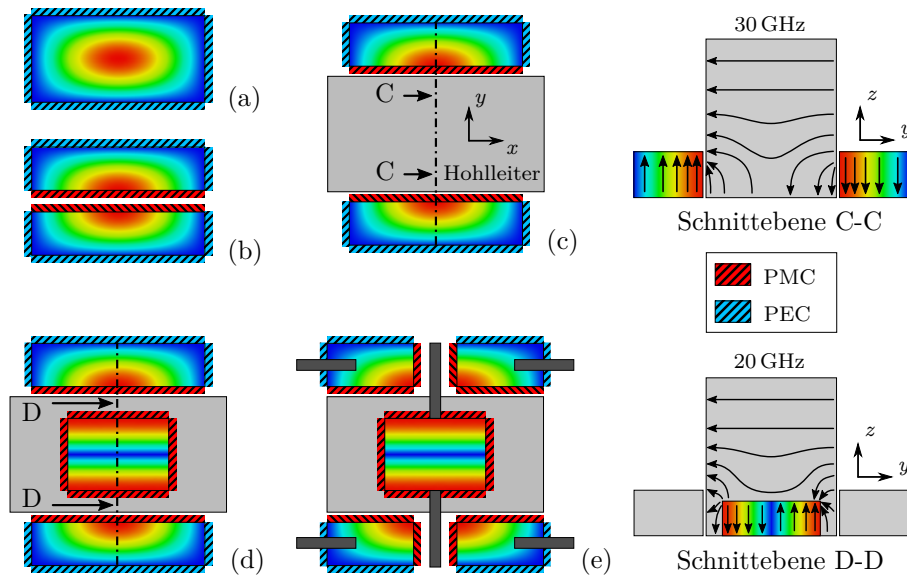


Abbildung 5.3: Entwurfsschritte mit idealisierten Kavitäten und angedeuteten E-Feldern. (a) Vereinfachter SIW-Resonator, (b) zwei getrennte HMSIW-Resonatoren, (c) HMSIW-Resonatoren mit angeschlossenem Hohlleiter, (d) HMSIW-Resonatoren und Hohlleiter mit eingefügtem Patch-Resonator, (e) Implementierung von QMSIW-Resonatoren mit zusätzlichen GCPW-Speiseleitungen.

Die vorgeschlagene Topologie des Übergangs ermöglicht die Integration eines zusätzlichen Patch-Resonators im Hohlleiter-Zentrum (d). Dieser schwingt in der  $TM_{010}$ -Mode und strahlt ebenfalls in die Hohlleiter-Apertur (siehe Schnittebene D-D). Durch Anpassung der Patchlänge wird die Resonanzfrequenz auf 20 GHz eingestellt. Zusammen mit den 30-GHz-HMSIW-Resonatoren bildet die gesamte Anordnung eine kompakte Frequenzweiche mit dem Hohlleiter als gemeinsames Tor.

Im Entwurfsschritt (e) werden beide HMSIW-Kavitäten entlang der  $y$ - $z$ -Ebene geteilt. Dadurch entstehen QMSIW-Kavitäten [83], [85]. Das Vorgehen ist für die Implementierung der GCPW-Patch-Speisungen erforderlich. Alternativ können auch vertikale Via-Speisestrukturen verwendet werden. Diese erfordern jedoch zusätzliche PCB-Lagen und erhöhen damit die Aufbaukomplexität. Die vier 30-GHz-QMSIW-Kavitäten werden durch GCPW-Einschubspeisungen mit den Bauteiltoren 4 bis 7 verbunden. Dabei bestimmen die Positionen der Einspeisepunkte die Impedanzanpassung maßgeblich.

Abschließend werden in den 20-GHz-Pfaden GCPW-Stichleitungen mit einer Länge von  $l_s \approx \lambda/4$  bei 30 GHz hinzugefügt. Sie verbessern die Isolation zwischen den 20-GHz- und 30-GHz-Zweigen, indem sie Stoppbänder bei 30 GHz erzeugen. Gleichzeitig

bilden die Stichleitungen Anpasselemente für den 20-GHz-Übergang und ersetzen eine anderenfalls benötigte Einschubspeisung, wie sie in Abschnitt 4.2 und [76] verwendet wird. Die Stichleitungsbreite und deren relative Position können optimiert werden, ohne die 30-GHz-Sperrbänder nennenswert zu beeinflussen.

Detaillierte Entwürfe der realisierten Komponenten sind in Abb. 5.4 dargestellt. Die diskutierte Entwurfsstrategie liefert Anfangswerte für die geometrischen Parameter. Eine iterative Optimierung mit Vollwellen-EM-Simulationen ist allerdings erforderlich. Hierfür wird *CST Microwave Studio* verwendet. Die resultierenden optimierten Strukturgrößen sind in Tab. 5.1 aufgeführt.

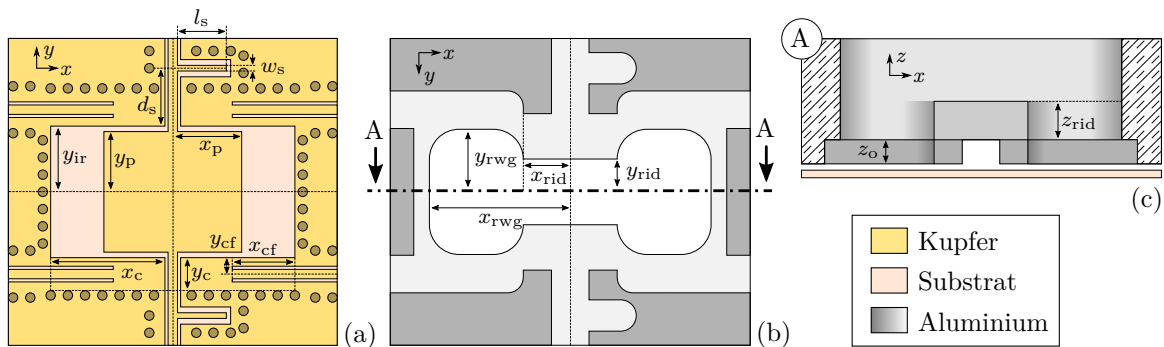


Abbildung 5.4: Aufbau der entworfenen Struktur. (a) Draufsicht der PCB, (b) Unterseite des Aluminiumbauteils und (c) Querschnitt der Anordnung.

Tabelle 5.1: Dimensionen der optimierten und gefertigten Komponente in (mm).

Parameter	$x_p$	$y_p$	$y_{ir}$	$l_s$	$w_s$	$d_s$
Wert	2,2	1,9	2,1	1,7	0,18	2,0
Parameter	$x_c$	$y_c$	$x_{cf}$	$y_{cf}$	$x_{rwg}$	$y_{rwg}$
Wert	3,65	1,05	2,0	0,53	4,5	2,0
Parameter	$x_{rid}$	$y_{rid}$	$z_{rid}$	$z_o$		
Wert	1,5	1,05	1,23	0,75		

## EM-Simulation

Abb. 5.5 zeigt die E-Feld-Konturen des optimierten Bauteils. Bei 30 GHz ist das Feld innerhalb der QMSIW-Kavitäten konzentriert (a). Die  $TM_{010}$ -Patch-Mode wird dabei schwach angeregt. Die GCPW-Stichleitungen verhindern jedoch effektiv eine Übertragung zu den 20-GHz-Toren. Bei 20 GHz ist das Feld hauptsächlich unterhalb des

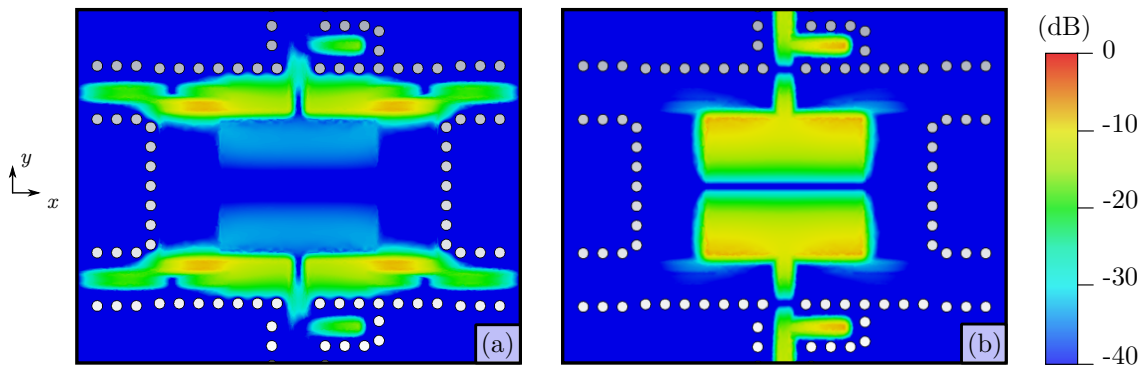


Abbildung 5.5: E-Feld-Konturen des optimierten Bauteils bei (a) 30 GHz und (b) 20 GHz innerhalb des Substratmaterials bei Anregung am Tor 1. Die Skala ist auf den maximalen Feldwert normiert.

Patches konzentriert und nur ein geringer Teil der Energie koppelt in die QMSIW-Hohlräume (b). Für die 30-GHz-Zweige sind daher keine zusätzlichen Stoppbänder erforderlich.

### 5.1.2 Herstellung und Charakterisierung

Abb. 5.6 zeigt den auf *Megtron 6* (*Panasonic*) hergestellten Demonstrator. Um eine gute mechanische und elektrische Verbindung zwischen PCB- und Aluminiumkomponente zu gewährleisten, wird der Messaufbau auf eine Aluminiumplatte montiert.

Aufgrund der unterschiedlichen Leitungsarten von Tor 1 (Hohlleiter) und den Toren 2–7 (GCPW mit Koaxialanschluss) ist eine direkte Messung der vollständigen S-Parameter-Matrix nicht möglich. Daher wird die 7x7-Matrix aus 2x2-Messungen der Koaxial-Tore berechnet, wobei die verbleibenden Koaxialanschlüsse reflexionsarm abgeschlossen werden. Mithilfe einer 2-Tor-TRL-Kalibrierung auf die in Abb. 5.6 (c) gezeigten Referenzebenen wird der Einfluss der Messperipherie reduziert.

Um das Hohlleitertor nicht direkt messen zu müssen, werden für jede 2x2-Messung drei versetzte Kurzschluss-Standards mit unterschiedlichen Längen an Tor 1 angebracht. Ähnlich wie in [76] wird die entsprechende 3x3-Matrix, die sich dann auf das Hohlleitertor und auf zwei GCPW-Tore bezieht, mit dem Ansatz aus [78] berechnet.

Mit 2x2-Messungen an allen unterschiedlichen Toren lässt sich die vollständige 7x7-Matrix berechnen. Theoretisch sind somit bei sechs Toren 15 verschiedene 2x2-Messungen durchzuführen. Da hier nur die Transmission von den GCPW-Toren zum Hohlleiter-Tor von Interesse ist, kann die Anzahl der Messungen auf drei reduziert werden.

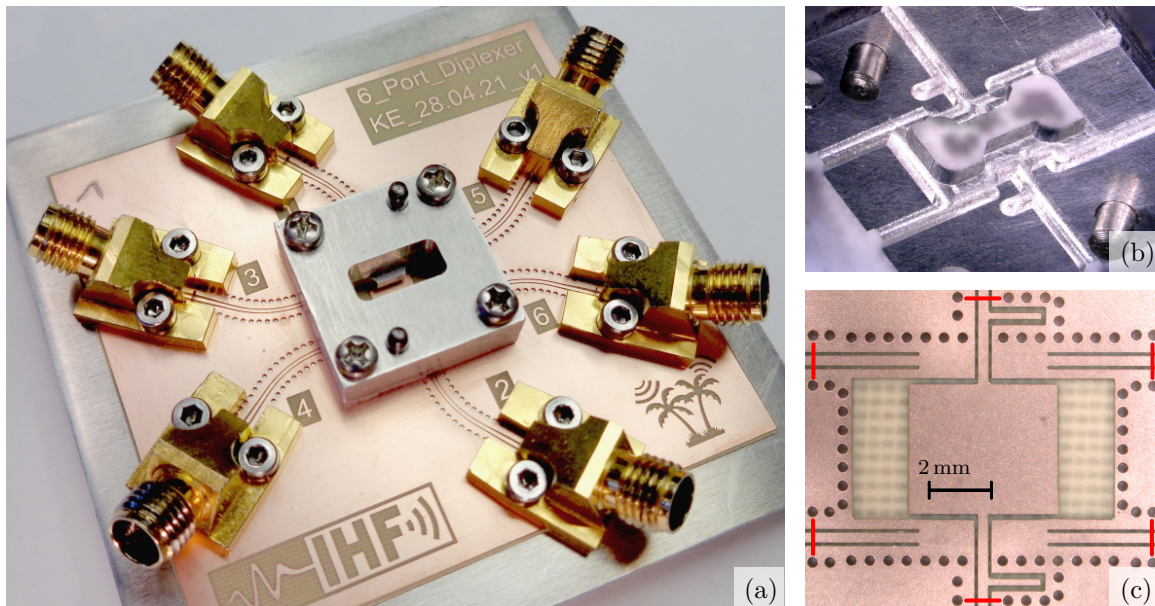


Abbildung 5.6: Gefertigter PCB-Hohlleiter-Übergang mit Leistungsteiler. (a) Vollständiger Messaufbau mit montiertem RWG und Koaxialsteckern, (b) Ansicht des gefrästen Aluminiumbauteils von unten und (c) der PCB mit Referenzebenen (rot) von oben.

Um Messtoleranzen auszugleichen, werden trotzdem sechs  $2 \times 2$ -Messungen durchgeführt und die Ergebnisse gemittelt, so dass jeder der dargestellten S-Parameter auf zwei verschiedenen Messungen beruht.

Die Messergebnisse sind in Abb. 5.7 dargestellt. Im Allgemeinen stimmen Simulationen und Messungen sehr gut überein. Die Durchlassbereiche sind um 19,8 GHz und 29,7 GHz zentriert. Sie weisen  $-10$ -dB-Reflexionsbandbreiten von 1,2 GHz bzw. 1,4 GHz auf. Abzüglich der 3-dB-Teilungsverluste liegt die gemittelte Einfügedämpfung von Tor 1 zu den 20-GHz-Toren  $(|S_{12}| + |S_{13}|)/2$  zwischen 0,4 dB und 1,1 dB mit Amplitudenabweichungen von  $||S_{12}| - |S_{13}|| < 0,4$  dB.

Eine ähnliche Performanz wird im oberen Durchlassbereich erzielt. Aufgrund des 1:4-Leistungsteilers liegen die Beträge der Übertragungskoeffizienten  $S_{14}$ ,  $S_{15}$ ,  $S_{16}$  und  $S_{17}$  unter  $-6$  dB. Die gemittelte Einfügedämpfung liegt zwischen 0,4 dB und 1,3 dB mit Amplitudenabweichungen  $< 1$  dB. Darüber hinaus zeigen die Messergebnisse eine hohe Isolation von  $> 25$  dB und  $> 28$  dB im unteren bzw. oberen Durchlassbereich.

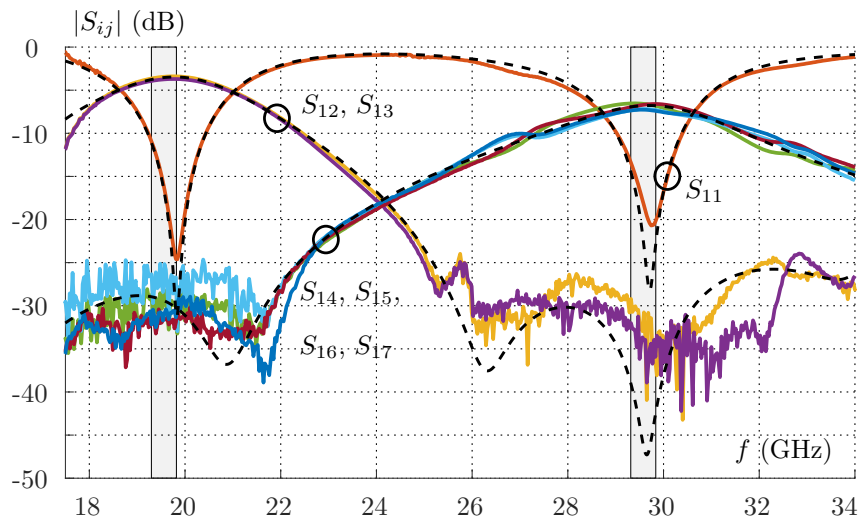


Abbildung 5.7: Simulierte (gestrichelt) und gemessene (durchgezogene) S-Parameter der Komponente.

### Sensitivitätsanalyse

Um unerwünschte Effekte aufgrund von Asymmetrien zu bewerten, wird eine Sensitivitätsanalyse durchgeführt. Die Vias, die Kupferstrukturen und die Hohlleiterkomponente werden dabei nacheinander um bis zu  $75\ \mu\text{m}$  zueinander in  $x$ - und  $y$ -Richtung verschoben. Die Simulationsergebnisse sind in Abb. 5.8 dargestellt.

Der Versatz hat nur eine geringe Auswirkung auf  $S_{12}$  und  $S_{13}$  im unteren Durchlassbereich. Die Transmissionskoeffizienten  $S_{14}$ ,  $S_{15}$ ,  $S_{16}$  und  $S_{17}$  werden mit einer maximalen

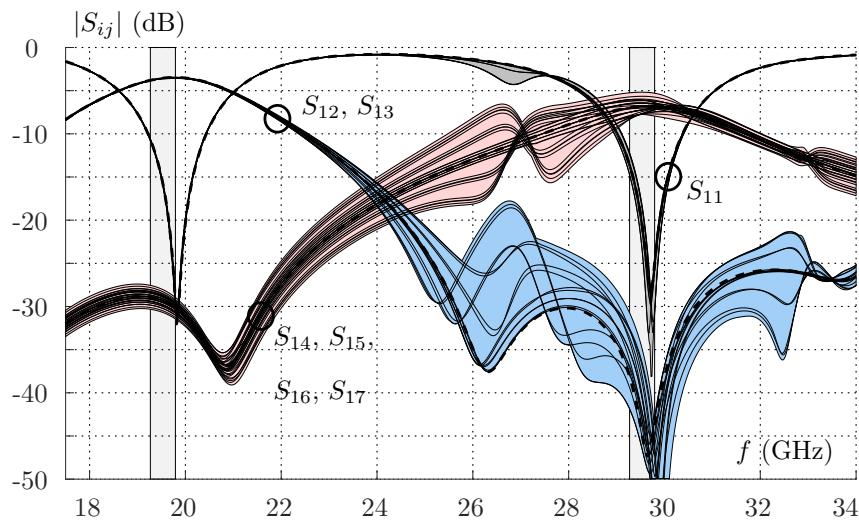


Abbildung 5.8: Simulationsergebnisse der Sensitivitätsanalyse.

Amplitudenabweichung von 3,7 dB bei 29 GHz jedoch stärker beeinträchtigt. Dies ist auf die Anregung einer unerwünschten Mode zwischen 26 GHz und 28 GHz zurückzuführen. Der Wert ist tolerierbar, da der Fehler später durch die Amplitudensteller in den Strahlformer-Chips ausgeglichen werden kann. Die Amplitudenstreuung verringert allerdings den Dynamikbereich, weshalb der Versatz 75  $\mu\text{m}$  nicht überschreiten sollte.

## 5.2 Aktives Strahlformernetzwerk

In diesem Abschnitt werden die in Abb. 5.1 gezeigten Tx- (11a) und Rx-Strahlformer-Chips (11b) untersucht. Zusammen mit dem in Abschnitt 5.1 entworfenen Übergang (10) bilden Sie das aktive Strahlformernetzwerk. Zur elektrischen Charakterisierung enthält der hergestellte Aufbau darüber hinaus die Signalvias (14a).

### 5.2.1 Strahlformer-Chips

Für das aktive Strahlformernetzwerk werden die Strahlformer-Chips *AWMF0198 (Anokiwave)* (Tx) und *AWMF0197 (Anokiwave)* (Rx) eingesetzt. Im Vergleich zu anderen kommerziell verfügbaren K-/Ka-Band-Strahlformern bieten diese sehr kompakte Gehäusegrößen von nur 3,6 x 4,4 mm<sup>2</sup> und eignen sich daher besonders für Systeme mit hoher Integrationsdichte. Die Blockschaltbilder der Schaltungen sind in Abb. 5.9 (a) und (b) schematisch dargestellt. Beide Chips enthalten acht Kanäle und können daher insgesamt vier dual-polarisierte Antennenelemente betreiben. Jeder Signalpfad enthält digital einstellbare Dämpfungsglieder (Einstellbereich: 0 dB bis 7,5 dB in 0,5 dB-Schritten) und Phasenschieber (Einstellbereich: 0° bis 360° in 5,625°-Schritten). Ein Netzwerk aus 1:2-Leistungsteilern bzw. 2:1-Leistungskombinierern verbindet die Einzelpfade mit dem gemeinsamen Chip-Eingang (Tx) bzw. Chip-Ausgang (Rx). Darüber hinaus ermöglichen eingangsseitige LNAs (Rx) bzw. ausgangsseitige PAs (Tx) niedrige Kanal-Rauschzahlen von  $F \leq 2,5$  dB bzw. hohe Kanal-Ausgangsleistungen von  $P_{\text{aus}} \geq 9$  dBm. Der Einsatz von zusätzlichen Verstärkern auf PCB-Ebene, wie in [62] gezeigt, ist dadurch nicht erforderlich.

### 5.2.2 Verschaltung und Charakterisierung

Abb. 5.10 zeigt die hergestellte PCB mit aktivem Strahlformernetzwerk. Zur Charakterisierung des Teilsystems enthält die Leiterplatte nur die drei Kupferlagen L1–L3

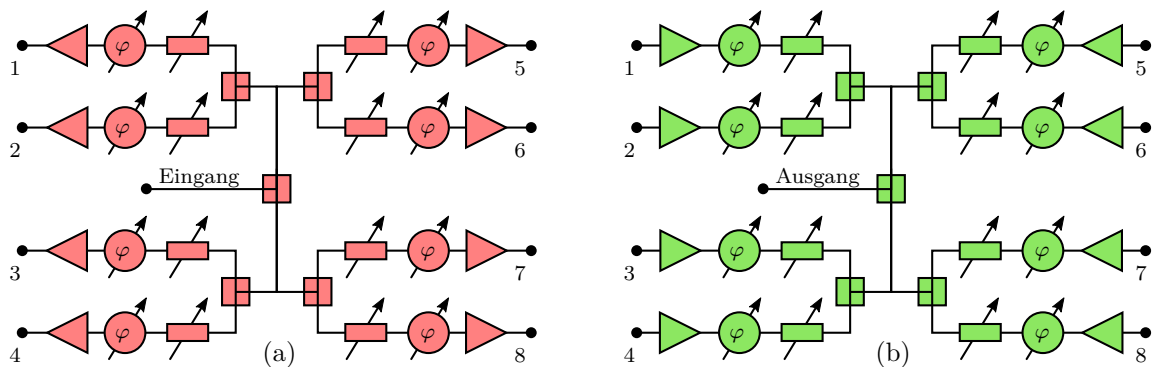


Abbildung 5.9: Vereinfachte Blockschaltbilder (a) des Tx- und (b) des Rx-Strahlformer-Chips.

der in Abb. 5.1 (c) dargestellten Frontend-PCB. Auf der in Abb. 5.10 (a) gezeigten obersten Kupferlage L1 befinden sich die vier Tx- und die zwei Rx-Strahlformer-Chips, deren Ein- bzw. Ausgänge durch GCPWs mit einem PCB-Hohlleiter-Übergang, der auf dem Entwurf aus Abschnitt 5.1 basiert, verbunden sind. Die Kupferlage L2 (nicht dargestellt) enthält Verbindungsleitungen für Digitalsignale und die Stromversorgung. Kontaktflächen auf L1 ermöglichen die Verbindung mit einem externen Mikrocontroller und Netzteil. Dafür werden federgelagerte Konnektoren eingesetzt, die rückseitig auf die in Abb. 5.11 (a)–(b) dargestellte Adapter-PCB (vgl. Abb. 5.1) aufgelötet sind.

Die Einzelkanaleingänge und -ausgänge befinden sich auf den Unterseiten der Rx- und Tx-Strahlformer-Chips. Letztere werden direkt auf eine Anordnung von gefüllten Signalvias (L1–L3) aufgelötet. Auf der PCB-Rückseite, die in Abb. 5.10 (b) dargestellt

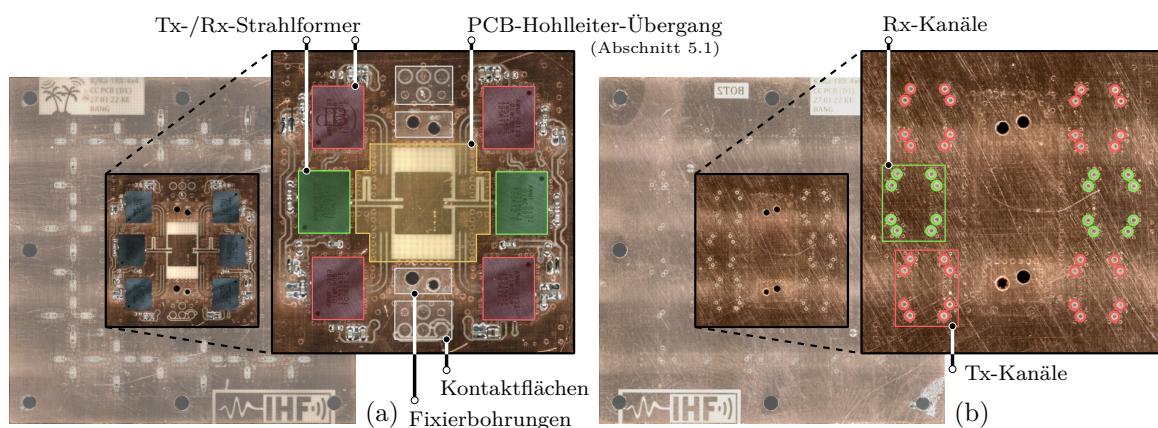


Abbildung 5.10: (a) Oberseite und (b) Unterseite der PCB mit aktivem Strahlformernetzwerk. Zur Charakterisierung des Teilsystems ist dessen Aufbau im Vergleich zur Abb. 5.1 (c) auf die drei Kupferlagen L1–L3 reduziert.

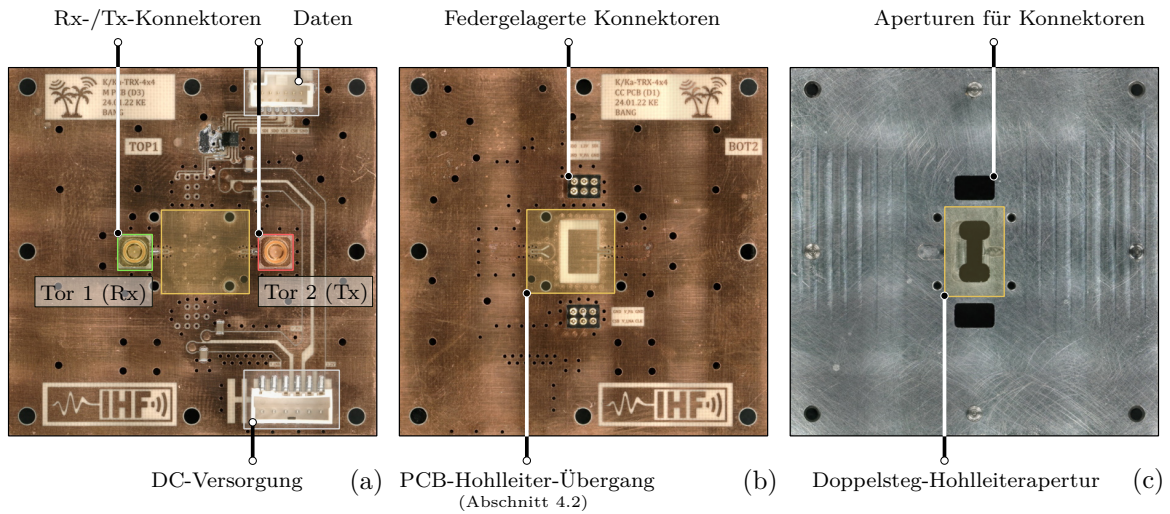


Abbildung 5.11: Komponenten der passiven Adapter-PCB. (a) Oberseite und (b) Unterseite der hergestellten PCB sowie (c) zugehörige Aluminium-Komponente mit mittig ausgefräster Hohlleiterapertur. Der Aufbau ersetzt zunächst den in Kapitel 4 entworfenen Heterodyn-Sendeempfänger.

ist, können die einzelnen Kanäle direkt mit einer RF-Messspitze kontaktiert werden. Der Aufbau ermöglicht damit die Charakterisierung aller Einzelkanäle ohne zusätzliche Leitungsstrukturen oder Konnektoren.

Neben den federgelagerten PCB-zu-PCB-Konnektoren enthält die in Abb. 5.11 (a)–(b) gezeigte Adapter-PCB Koaxialanschlüsse für den Tx-Eingang und den Rx-Ausgang sowie Digital- und DC-Schnittstellen. Sie wird rückseitig (Abb. 5.11 (b)) über die Aluminiumkomponente (Abb. 5.11 (c)) mit der Frontend-PCB (Abb. 5.10 (a)) verbunden. Neben dem Hohlleiter enthält das Aluminiumbauteil zwei Öffnungen für die DC-Signaldurchführungen und Ausfräsungen (hier nicht gezeigt) für die oberflächenmontierten Bauteile (engl. *surface-mounted devices*) (SMDs) und GCPWs.

Der zusammengesetzte Aufbau mit montierten PCB- und Aluminiumkomponenten ist in Abb. 5.12 dargestellt. Fixierstifte und Schraubverbindungen stellen eine mechanische und elektrische Verbindung des  $44 \times 44 \text{ mm}^2$  großen Stapelaufbaus her. Die Aufbauhöhe beträgt ca. 7 mm. Eine Andrückplatte, wie in Abb. 5.12 (c) dargestellt, verbessert den elektrischen Kontakt im Bereich des PCB-Hohlleiter-Übergangs. Diese wird im späteren Verlauf der Arbeit durch eine elektrisch leitfähige Dichtung zwischen PCB und Hohlleiter ersetzt.

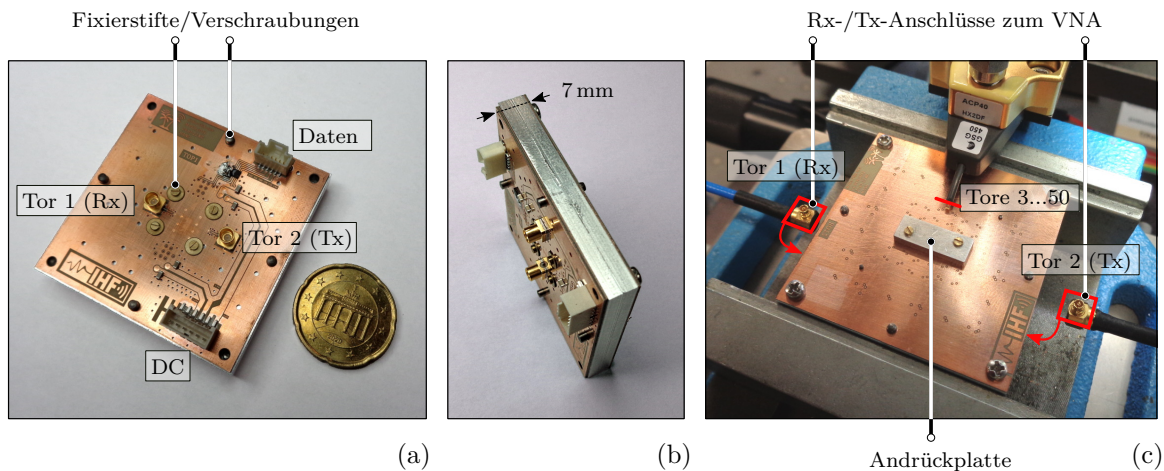


Abbildung 5.12: Zusammengesetzter Aufbau mit Adapter- und Frontend-PCB sowie Aluminiumkomponente. (a) Oberseite, (b) Seitenansicht und (c) Messaufbau mit rot markierten Kalibrierebenen.

Zur Charakterisierung der Einzelkanäle wird das Bauteil, wie in Abb. 5.12 (c) gezeigt, in eine Schraubvorrichtung eingespannt. Zwei rechtwinklige Adapterkabel vom Mini-SMP- auf 2,92-mm-Koaxialleitung verbinden die gemeinsamen Tx- und Rx-Tore auf der Bauteilunterseite (Adapter-PCB) mit dem Vektor-Netzwerkanalysator (engl. *vector network analyser*) (VNA). Eine Luftkoplanar-Messspitze (engl. *air coplanar probe*) (ACP) dient als drittes Messtor. Die 32 Ausgänge und 16 Eingänge der Tx- und Rx-Strahlformer werden mit dieser nacheinander kontaktiert.

### S-Parameter-Messungen

Abb. 5.13 zeigt die gemessenen S-Parameter des aktiven Aufbaus aus Abb. 5.12 (c). Zum Vergleich sind die simulierten S-Parameter des Aufbaus ohne die aktiven Strahlformer-Chips dargestellt. Die Kalibrierung erfolgt mithilfe von vier Standards: Short, Open, Load und Reciprocal-Unknown-Thru (SOLR). Die resultierenden Referenzebenen sind in Abb. 5.12 (c) eingezeichnet.

Qualitativ stimmen Simulations- und Messergebnisse über den gesamten Frequenzbereich gut miteinander überein. Die unterschiedlichen Transmissionskoeffizienten zeigen deutlich den Einfluss der PAs und LNAs im Tx- und Rx-Pfad. Die Reflexionskoeffizienten  $S_{11}$  und  $S_{22}$  spiegeln in erster Linie das Filterverhalten des hybrid-integrierten Verteilnetzwerks wider, da die Aus- und Eingänge der Tx- und Rx-Strahlformer nach Datenblatt in einem weiten Frequenzband angepasst sind. Die Welligkeit über der Frequenz ist auf nicht ideale Steckverbindungen zurückzuführen.

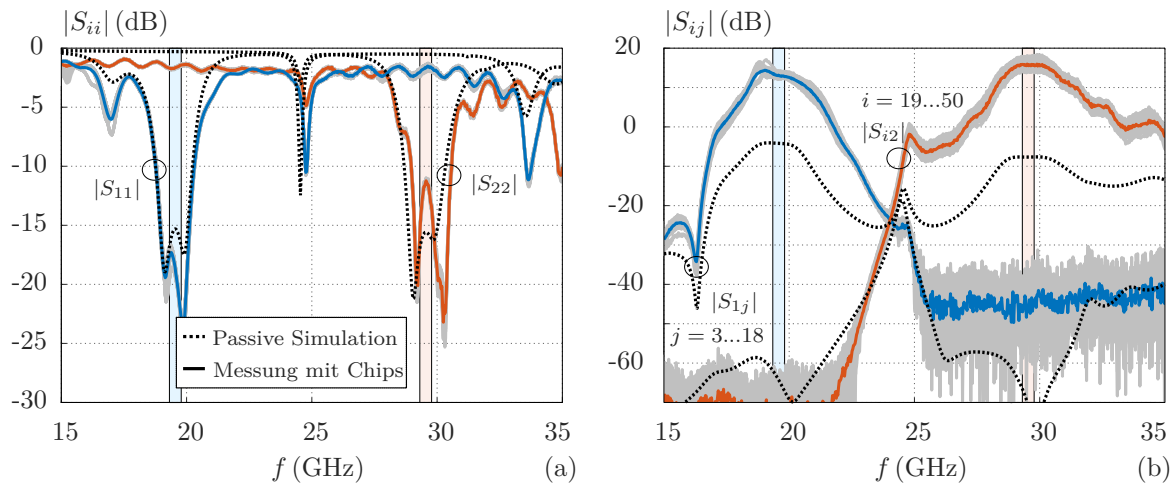


Abbildung 5.13: (a) Reflexions- und (b) Transmissionkoeffizienten des gemessenen aktiven Strahlformer-Netzwerks und des simulierten passiven Verteilnetzwerks. Die Einzelmessungen sind in Grau, die gemittelten Messungen in Rot/Blau dargestellt. Der Rx-Ausgang bzw. Tx-Eingang ist mit dem Index  $i = 1$  bzw.  $i = 2$  bezeichnet. Die Einzelkanaltore sind durch die Indizes  $i = 3 \dots 18$  (Rx) und  $i = 19 \dots 50$  (Tx) bezeichnet.

Für Frequenzen von 18,5 GHz bis 20,2 GHz und 28,9 GHz bis 30,4 GHz sind die gemessenen Reflexionskoeffizienten  $|S_{11}|$  und  $|S_{22}|$  kleiner als  $-10$  dB. Die entsprechenden Transmissionkoeffizienten  $|S_{1j}|$  und  $|S_{i2}|$  der Rx- und Tx-Kanäle sind in den jeweiligen Bändern größer als 12 dB und 15 dB mit Amplitudenabweichungen von bis zu 3,5 dB und 4,5 dB untereinander.

Die Einzelkanäle des aktiven Aufbaus liefern, verglichen mit den passiv simulierten, im Tx- und Rx-Band gemittelt um 23,8 dB und 17,3 dB höhere Transmissionskoeffizienten. Nach Angaben des Chip-Herstellers betragen die Einzelkanal-Vorwärtsverstärkungen der Strahlformer 20 dB bis 24 dB (Tx) und 15 dB bis 19 dB (Rx) in den jeweiligen Bandmitten unter Variation aller Phaseneinstellungen. Die gemessenen Werte stimmen mit diesen Angaben gut überein.

### Leistungs- und Rauschzahlmessungen

Die Ergebnisse der Leistungs- und Rauschzahlmessungen sind in Abb. 5.14 dargestellt. Letztere folgen dem Verfahren aus [101], welches im Vergleich zur Rauschzahlbestimmung mit der Y-Faktor-Methode [96] keine Referenzrauschquelle benötigt.

Im Frequenzbereich von 18 GHz bis 21,2 GHz betragen, wie in Abb. 5.14 (a) dargestellt, die gemessenen Rauschzahlen der Rx-Einzelkanäle  $F_i$  bei  $\varphi = 0^\circ$  Phasen-

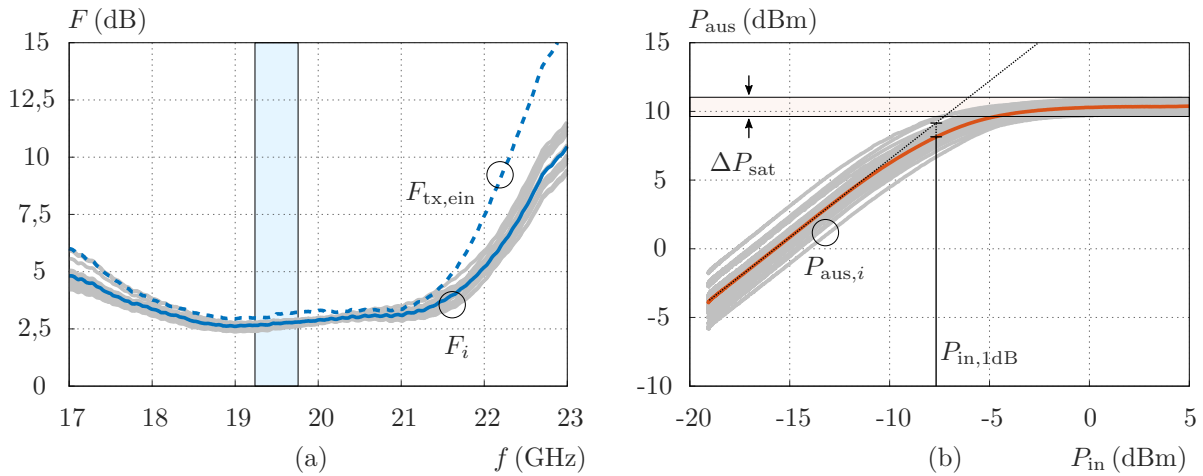


Abbildung 5.14: (a) Rauschzahlen der Rx-Kanäle und (b) Ausgangsleistungen der Tx-Kanäle bei 29,5 GHz. Die Einzelmessungen  $F_i$  mit  $i = 1 \dots 16$  und  $P_{aus,i}$  mit  $i = 1 \dots 32$  sind grau, die gemittelten Messungen sind farbig dargestellt.  $F_{tx,ein}$  zeigt die gemittelte Rauschzahl bei aktiven Tx-Kanälen und einer Tx-Eingangsleistung von 0 dBm bei 29,5 GHz.

verschiebung und ausgeschalteten Tx-Strahlformern zwischen 2,45 dB und 2,7 dB. Der Chip-Hersteller gibt mit 1,9 dB bis 2,4 dB geringfügig niedrigere Rauschzahlen an. Die Abweichungen kommen insbesondere durch die Verluste im vertikalen Übergang zwischen Chip und ACP-Messspitze zustande. Der Einfluss von Verlusten zwischen Chip-Ausgang und dem gemeinsamen Rx-Tor ist im Durchlassbereich des hybrid-integrierten Verteilnetzwerks aufgrund der LNA-Verstärkung gering.

Abb. 5.14 (b) zeigt die Ausgangsleistungen der einzelnen Tx-Strahlformerkanäle für verschiedene Eingangsleistungen bei ausgeschalteten Rx-Strahlformer-Chips. Im Mittel liegt der 1-dB-Eingangskompressionspunkt bei  $P_{in,1dB} = -8$  dBm. Unter Berücksichtigung des 6-dB-Leistungsteilers im Hohlleiter-PCB-Übergang stimmt dieses Ergebnis mit den Angaben des Chip-Herstellers überein. Die gesättigte Ausgangsleistung  $P_{sat}$  aller Kanäle liegt zwischen 9,5 dBm und 11 dBm.

Abschließend wird der Einfluss der Tx-Schaltungen auf die Rauschzahl eines Rx-Kanals untersucht. Dafür werden alle Tx-Kanäle eingeschaltet und das gemeinsame Tx-Tor mit einer Eingangsleistung von 0 dBm bei 29,5 GHz angeregt. Die Messung ist in Abb. 5.14 (a) gestrichelt dargestellt. Die Rauschzahl steigt für Frequenzen ab 21,5 GHz, bleibt jedoch von 18 GHz bis 21 GHz nahezu unverändert. Mögliche Störungen der

Rx-Strahlformer durch Tx-Signale, insbesondere durch Kopplungseffekte im hybrid-integrierten Verteilnetzwerk, sind im Rahmen dieser Messung nicht erkennbar.

Zusammenfassend entsprechen die gemessenen Kanalantworten den Werten aus Simulationen und Datenblättern. Zur Erweiterung des aktiven Strahlformernetzwerks mit dem Antennenspeisenetzwerk wird im nächsten Schritt eine PCB-zu-PCB-Verbindungstechnik mit anisotrop leitfähigen Klebstoffen untersucht.

## 5.3 Übergänge mit anisotrop leitfähigen Klebstoffen

Üblicherweise werden Verbindungen zwischen mehreren Leiterplatten mithilfe von Steckverbindern realisiert. Die Größe der Steckverbinder beschränkt die mögliche Anzahl von Verbindungen pro Fläche und deren elektrische Performanz. Alternativ kann der Einsatz von Mehrlagen-PCBs mithilfe integrierter Verbindungen die Anzahl notwendiger Steckverbindungen reduzieren. Um die damit verbundene Komplexität sowie den Herstellungsaufwand und die Kosten zu verringern, wird in diesem Abschnitt ein alternativer Ansatz zur Realisierung von mehrlagigen Leiterplattenstapeln mit anisotropen Klebstoffen (ACAs) vorgestellt und eine PCB-zu-PCB-Verbindung demonstriert. Der Ansatz ist besonders für Systeme mit hoher Integrationsdichte und Schaltungskomplexität interessant. Zwei verschiedene handelsübliche ACAs mit unterschiedlichen Partikelgrößen und -materialien werden für die Realisierung der Verbindungen – zunächst zwischen zwei Einlagen-PCBs – untersucht.

In der gängigen Leiterplattentechnik werden Vias verwendet, um mehrere Metallschichten galvanisch miteinander zu verbinden. Unterschiedliche Ausführungen wie Durchgangsloch-Vias, vergrabene Vias und Sackloch-Vias ermöglichen eine hohe Entwurfsflexibilität, erhöhen jedoch den Fertigungsaufwand. Außerdem muss das maximal zulässige Verhältnis von Bohrlochlänge zu -durchmesser beachtet werden. Wie in Abb. 5.15 (a) gezeigt, kann es bei Systemen mit hohen Substratstärken aufgrund dieser Einschränkung erforderlich sein, Vias aufwendig in mehreren aufeinanderfolgenden Prozessschritten zu stapeln.

Dies gilt insbesondere für die Anwendung in Gruppenstrahlern. Deren passive Antennen und aktive Frontends werden in der Regel auf einer einzigen Mehrlagen-Leiterplatte realisiert [10, 11]. Um die Antennenelemente nicht zu stören, ist das Bohren durch den gesamten Lagenstapel nicht möglich oder stark eingeschränkt. In Ausnahmefällen be-

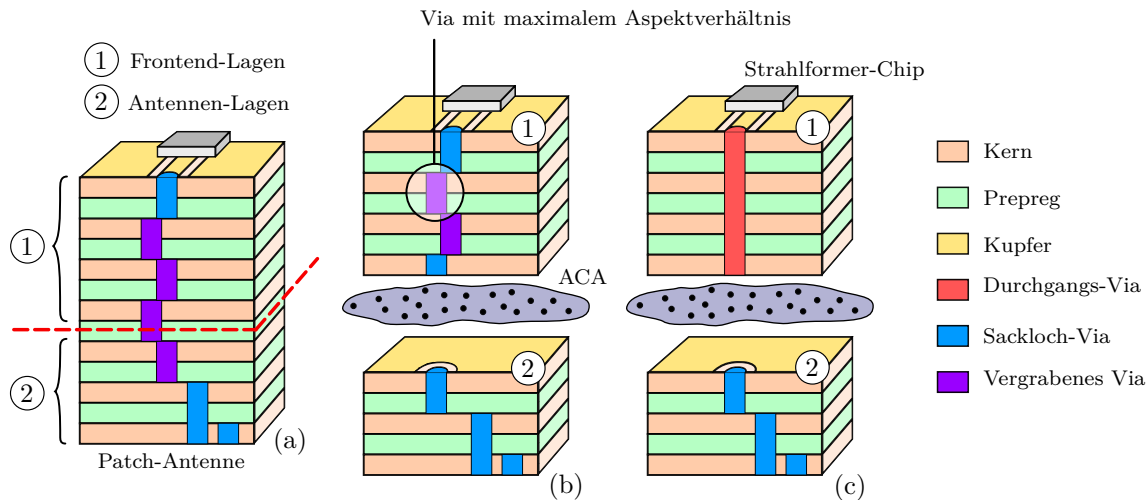


Abbildung 5.15: Konzeptübersicht von ACA-basierten PCB-zu-PCB-Verbindungen für Gruppenstrahlerantennen. (a) Konventioneller Mehrlagenaufbau, (b) geteilter Entwurf von zwei unabhängig hergestellten PCBs mit anschließender ACA-Verbindung und (c) Vereinfachung der Schaltung aus (b).

finden sich die Antenneneingänge direkt über den Signalausgängen der Strahlformer-Chips, so dass die Antennenzuführungen mit Durchgangsvias realisiert werden können. Die räumliche Anordnung der Chips hängt dann allerdings vom Antennenentwurf ab. Insbesondere für die in dieser Arbeit verwendete Dual-Band-Apertur ist die Platzierung der Strahlformer-Chips dadurch stark eingeschränkt. Solange keine kombinierten Tx/Rx-Strahlformer [64, 65] kommerziell verfügbar sind, ist daher eine Signalverteilung auf PCB-internen Kupferlagen erforderlich.

Wie in Abb. 5.15 dargestellt, zielt die vorgestellte Verbindungstechnik darauf ab, die Herstellung von hochintegrierten Mehrlagen-PCBs zu vereinfachen. Der konventionelle PCB-Entwurf aus Abb. 5.15 (a) wird dafür in zwei Teile getrennt (Abb. 5.15 (b)). Beide Einzel-PCBs werden unabhängig voneinander hergestellt und anschließend mit ACA verbunden. Das ermöglicht technologische Vereinfachungen der einzelnen PCBs, wie z. B. die Vermeidung der gestapelten Sacklochvias in Abb. 5.15 (c). Es trägt auch zur Partitionierung komplexer Systeme bei und bringt methodische Vorteile mit sich, z. B. im Hinblick auf das Testen von Teilsystemen.

In [102] und [103] wird die Eignung von ACAs für PCB-zu-Chip-Verbindungen untersucht. Diese Beiträge zielen in erster Linie auf niedrige Gleichstromwiderstände ab. Im Gegensatz dazu befassen sich [104–106] mit den RF-Eigenschaften von ACA-basierten

PCB-zu-Chip-Verbindungen. Der im Rahmen dieser Arbeit entworfene Übergang [69] erweitert die vorgestellten Verfahren für PCB-zu-PCB-Verbindungen bis 40 GHz.

### 5.3.1 Aufbaukonzept

Abb. 5.16 (a) und (b) zeigen die obere bzw. untere Lage der vorgeschlagenen Übergangsstruktur. Der PCB-zu-PCB-Übergang wird durch Stapeln zweier identischer, aber gespiegelter Leiterplatten gebildet, wie in Abb. 5.16 (c) dargestellt. Abb. 5.16 (d) zeigt den vollständigen Übergang nach dem Verkleben mit ACA.

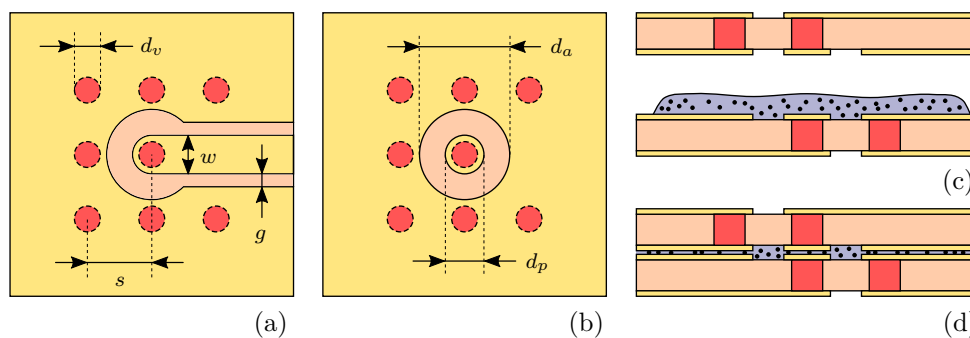


Abbildung 5.16: Entwürfe und Querschnitte des vorgeschlagenen PCB-zu-PCB-Übergangs. (a) Oberseite, (b) Rückseite, (c) Querschnitt von zwei gespiegelten und gestapelten Leiterplatten mit aufgetragenem ACA und (d) Querschnitt des Verbunds nach dem Verkleben.

Der Entwurf des Übergangs folgt dem in [107] vorgestellten Ansatz der Domänenzerlegung. Die Gesamtstruktur ist in fünf Bereiche unterteilt: zwei Diskontinuitäten zwischen GCPW und Via, zwei Via-Abschnitte und die dazwischenliegende ACA-Verbindung.

Das Ersatzschaltbild aus Abb. 5.17 beschreibt die einzelnen Domänen mithilfe von konzentrierten und verteilten Schaltungselementen. Die Entwurfsschritte sind wie folgt:

- Zuerst wird der Abstand  $s$  zwischen Massevias und Signalvias so eingestellt, dass ein Wellenwiderstand von  $50\ \Omega$  im Querschnitt des Via-Abschnitts erreicht wird. Aus Gründen der Kompaktheit wird der Durchmesser des Signalvias  $d_v$  mit 0,2 mm gewählt.
- Als Nächstes werden die GCPW-zu-Via-Diskontinuitäten untersucht. In Bezug auf die Struktur aus Abb. 5.16 (a) entspricht  $C_2$  der Kapazität zwischen der Massefläche und dem Kupferpad. Sie wird durch Verkleinerung des Pad-Durchmessers

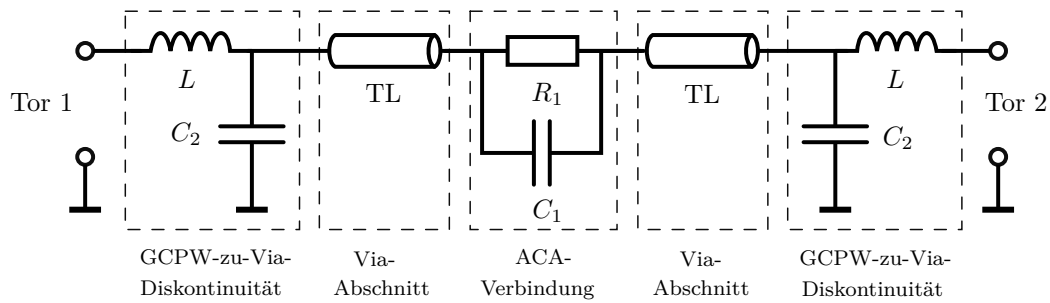


Abbildung 5.17: Ersatzschaltbild des PCB-zu-PCB-Übergangs mit Leitungselementen (TL) und konzentrierten Bauteilen.

$d_p$  entsprechend den Prozessgrenzen minimiert. Des Weiteren wird der Antipad-Durchmesser  $d_a$  auf der oberen und unteren Lage vergrößert. Letzterer bildet einen Masseflächen-Defekt unterhalb der GCPW-Via-Verbindung und trägt eine Serieninduktivität  $L$  ein [107]. Je nach Via-Länge kann dieser Effekt durch eine Verringerung des Wellenwiderstandes im Via-Abschnitt kompensiert werden.

- Die ACA-Verbindung wird zur Simulation mit *Advanced Design Studio (Keysight)* als Parallelschaltung der Kapazität  $C_1$  und des Widerstands  $R_1$  modelliert. Letzterer hängt mit den Materialeigenschaften der leitfähigen Partikel und deren Kontaktwiderstand zu den Kupferoberflächen zusammen. Die Kapazität  $C_1$  zwischen den gegenüberliegenden Via-Pads ergibt sich nach der Plattenkondensator-Formel aus deren Fläche, der ACA-Schichtstärke und deren Dielektrizitätskonstante. Beide Schaltungselemente werden im weiteren Verlauf benötigt, um das gemessene Verhalten adäquat zu beschreiben.
- Schließlich wird der Entwurf iterativ durch Vollwellensimulation mit *CST Microwave Studio* optimiert. Daraus ergeben sich die geometrischen Parameter aus Tab. 5.2.

Tabelle 5.2: Dimensionen des optimierten PCB-zu-PCB-Übergangs.

Parameter	$w$	$g$	$s$	$d_v$	$d_a$	$d_p$
Wert (mm)	0,3	0,1	0,5	0,2	0,7	0,3

### 5.3.2 Herstellung und Charakterisierung

Es werden zwei PCBs auf *Megtron 6 (Panasonic)* mit jeweils sechs identischen Übergängen hergestellt. Die Abbildungen 5.18 (a) und (b) zeigen Details der Übergänge auf der oberen bzw. unteren Lage. Um die Kontaktflächen zu ebnen, werden die Durchgangslöcher nach der Galvanisierung mit nichtleitender Paste gefüllt, ausgehärtet und erneut verkupfert. Die Metalloberfläche muss chemisch aufgeraut werden, um eine gute Haftung des ACAs zu gewährleisten. Dieses Vorgehen entfernt zudem dünne Oxidschichten von der Kupferoberfläche und reduziert damit den erzielbaren Übergangswiderstand. Anschließend wird das ACA manuell aufgetragen. Eine Automatisierung dieses Prozesses ist möglich. Die Leiterplatten werden ausgerichtet, vertikal gestapelt und schließlich ausgehärtet. Abb. 5.18 (c) zeigt die resultierende verklebte PCB-zu-PCB-Anordnung mit montierten RF-Koaxialkonnektoren.

ACAs werden üblicherweise durch Thermokompression [104] z. B. mit Lötstationen ausgehärtet. Dies ist für das Aufkleben von Chips oder anderen kleinen Bauteilen auf eine Leiterplatte praktisch, vor allem wegen der geringen Verarbeitungszeit von nur wenigen Sekunden. Für große PCB-zu-PCB-Verbindungen ist diese Methode jedoch nicht praktikabel. Deshalb kommt hier eine Mehrlagenpresse zum Einsatz. Ähnlich wie beim konventionellen Mehrlagenverfahren mit Prepregs erzeugt diese einen Druck von ca. 40 bar und erreicht eine maximale Temperatur von 200 °C. Die Gesamtverarbeitungszeit hängt von der Heizleistung der jeweiligen Mehrlagenpresse ab. Bei großen Klebeflächen sollte der Prozess im Vakuum durchgeführt werden, um Luft einschließen zu verhindern.

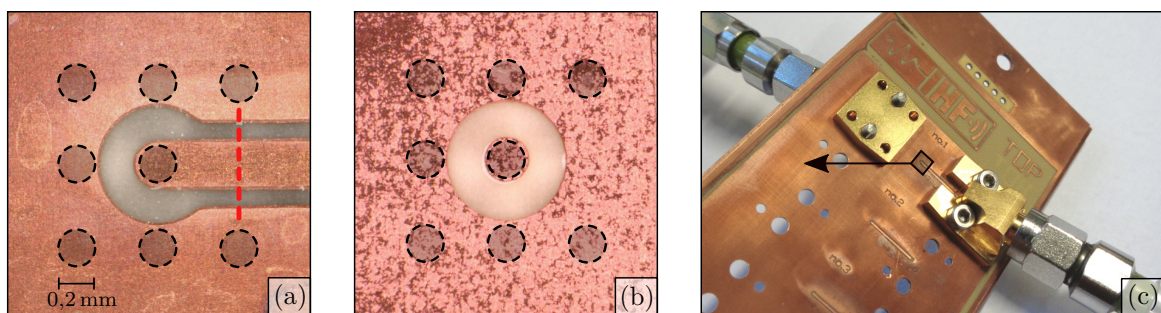


Abbildung 5.18: Gefertigter ACA-basierter PCB-zu-PCB-Übergang. (a) Obere Lage mit rot markierter Kalibrierebene, (b) unverklebte untere Lage und (c) verklebter PCB-Stapel mit angeschlossenen Koaxialleitungen. Die Position der gefüllten Vias ist mit gestrichelten Kreisen markiert.

Abb. 5.19 zeigt Querschnitte des hergestellten Leiterplattenstapels. Zwei verschiedene ACAs (ACA 1 und ACA 2) werden zum Verkleben verwendet. Die leitfähigen Partikel von ACA 1 (*MONOPOX AC2457, DELO Industry Adhesives*), die für die Übergänge in Abb. 5.19 (a) und (b) verwendet werden, haben einen Durchmesser von weniger als  $5\ \mu\text{m}$ . Dies führt zu einer sehr dünnen Klebeschicht. Abb. 5.19 (c) und (d) zeigen den hergestellten Übergang mit ACA 2 (*ACzE 10750, Protavic International*). Hier beträgt der Durchmesser der leitfähigen Partikel etwa  $25\ \mu\text{m}$ . Beide Klebstoffe enthalten Epoxidharz und erzielen nach Aushärtung eine mechanisch stabile Verbindung.

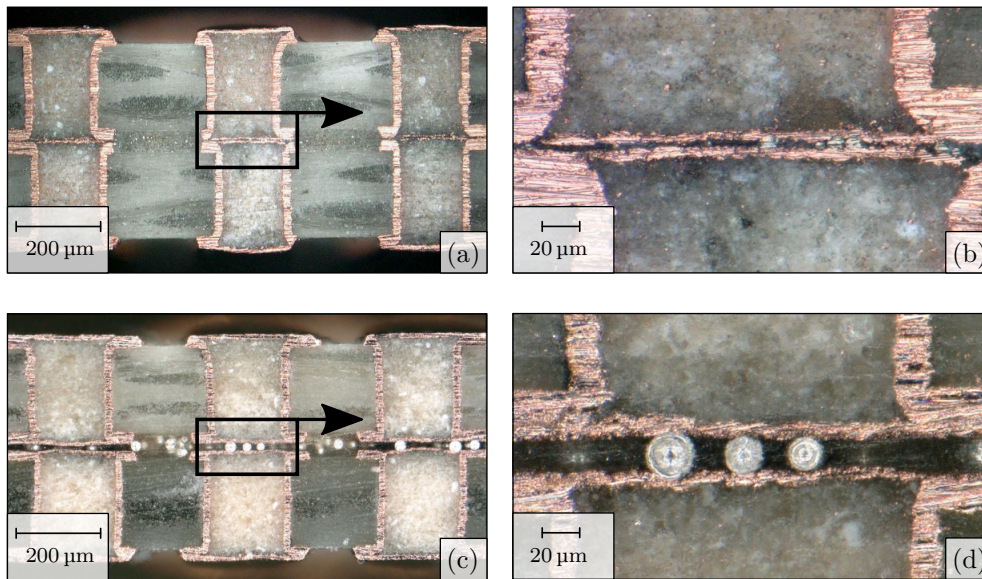


Abbildung 5.19: Querschnitte (Schliffbilder) der hergestellten PCB-zu-PCB-Übergänge mit (a), (b) ACA 1 und (c), (d) ACA 2.

### Messergebnisse

Abb. 5.20 (a)–(b) und (c)–(d) zeigen die gemessenen und TRL-kalibrierten S-Parameter der hergestellten Übergänge mit ACA 1 und ACA 2. Es werden jeweils insgesamt sechs ( $i = 1 \dots 6$ ) Übergänge untersucht. Im Allgemeinen zeigen die dargestellten Ergebnisse Unstetigkeiten bei  $3,1\ \text{GHz}$  und  $11,5\ \text{GHz}$ . Diese stehen im Zusammenhang mit der Kalibrierung. Bei hohen Frequenzen ist die Messgenauigkeit aufgrund der verwendeten Koaxialstecker reduziert.

Die Übertragungskoeffizienten der mit ACA 1 verbundenen Übergänge schwanken zwischen  $-0,2\ \text{dB}$  ( $i = 1$ ) und  $-1,4\ \text{dB}$  ( $i = 6$ ) unterhalb von  $5\ \text{GHz}$ . Dies lässt sich auf unterschiedliche Kontaktwiderstände  $R_1$  zurückführen. Allerdings steigt  $|S_{21,i}|$  für

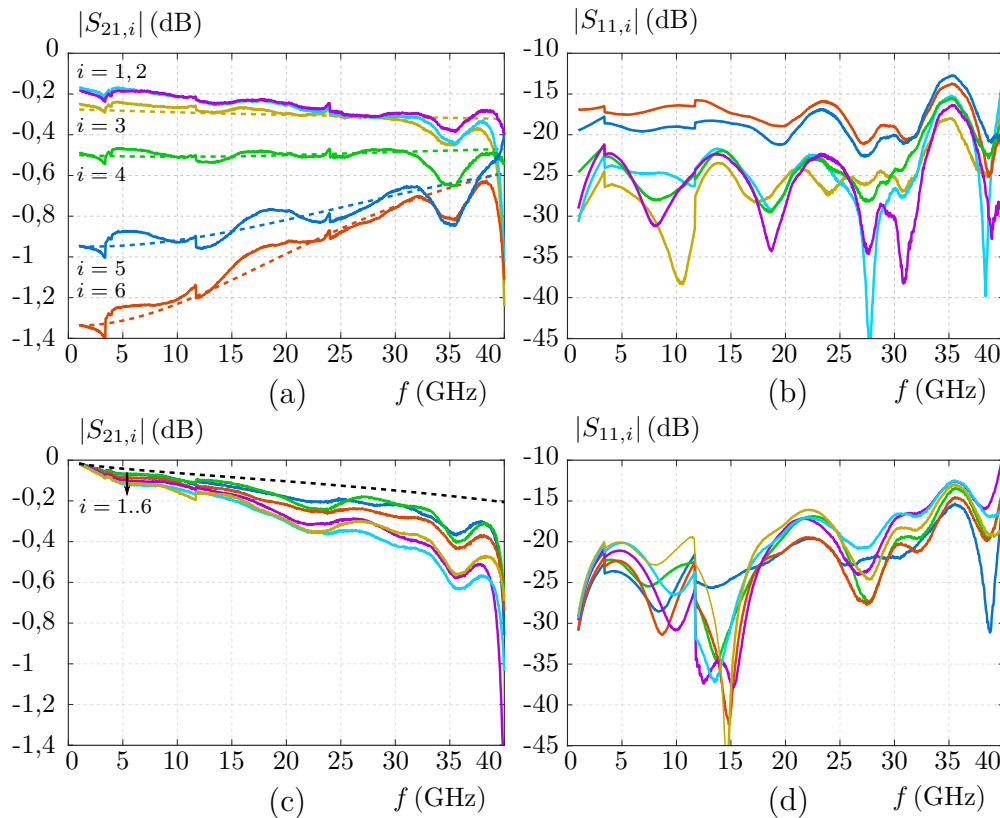


Abbildung 5.20: Gemessene (durchgezogene) und berechnete (gestrichelte) S-Parameter der mit (a), (b) ACA 1 und (c), (d) ACA 2 verklebten Übergänge. Die berechneten Koeffizienten stammen aus einer empirischen Parameterstudie des vorgeschlagenen Ersatzschaltbildes. Der Kontaktwiderstand  $R_1$  ist veränderlich, um die in (a) gemessenen Schwankungen abzubilden.

hohe Frequenzen durch die Kapazität  $C_1$  und beträgt bei 38 GHz zwischen  $-0,3$  dB und  $-0,7$  dB. Bis 33 GHz bleibt der Reflexionskoeffizient  $|S_{11,i}|$  unter  $-20$  dB für  $i = 1 \dots 4$  und unter  $-16$  dB für  $i = 5, 6$ .

Die gemessenen S-Parameter der sechs mit ACA 2 verbundenen Übergänge zeigen geringere Schwankungen. Bis zu etwa 33 GHz sind die Transmissionskoeffizienten  $|S_{21,i}|$  größer als  $-0,5$  dB, während die Reflexionskoeffizienten ein Maximum von  $|S_{11,i}| = -16$  dB erreichen.

Wie in Abb. 5.20 (a) und (c) gezeigt, stimmen die Transmissionskoeffizienten, die auf dem Ersatzschaltbild aus Abb. 5.17 basieren, gut mit den gemessenen überein. Aufgrund der höheren Reproduzierbarkeit wird für den Entwurf des Antennen-Speisenetzwerks im folgenden Abschnitt ausschließlich ACA 2 eingesetzt.

## 5.4 Antennen-Speisenetzwerk

In diesem Abschnitt wird ein einzelner Pfad des Antennen-Speisenetzwerks (vgl. Abb. 5.1 (14)–(16)) untersucht. Abb. 5.21 zeigt eine Detailskizze. Die Struktur verbindet einen Strahlformer-Eingang oder -Ausgang mit dem zugehörigen Antennenelement und gliedert sich nach Abb. 5.21 in drei Abschnitte: (1) einen vertikalen Übergang von den Kupferlagen L1 bis L4 einschließlich der Lötverbindung zum Chip, (2) eine Streifenleitung auf L4, deren Geometrie von der Elementanordnung abhängt und (3) einen vertikalen Übergang von L4 zur Antennen-PCB. Letzterer entsteht erst durch die Verklebung von Frontend- und Antennen-PCB mit ACA.

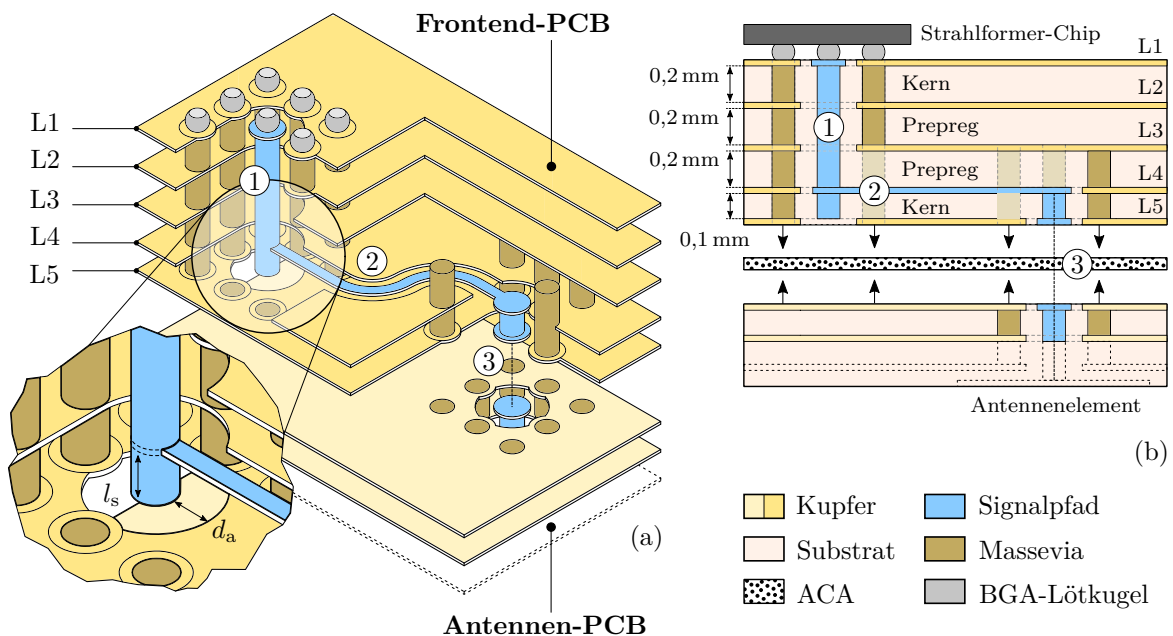


Abbildung 5.21: (a) Explosionszeichnung und (b) Schnittansicht der elektrischen Verbindungswege zwischen Strahlformer-Chip und Antennenelement. Die Struktur unterteilt sich in die beiden vertikalen Übergänge (1) und (3), die eine Streifenleitung (2) verbindet. Der Übergang (3) entsteht durch die Verklebung von Frontend-PCB und Antennen-PCB mit ACA.

Um eine direkte Lötverbindung der Kugelgittermatrix (engl. *ball grid array*) (BGA) mit den Viapads auf L1 zu ermöglichen, muss das Signalvia gefüllt und anschließend erneut vercupfert werden. Diese Art der Chipintegration bietet ein hohes Maß an Kompaktheit und verringert, im Vergleich zu planar realisierten Anschlussleitungen in der L1-Ebene, parasitäre Effekte. Aus technologischen Gründen verläuft das Signalvia des

vertikalen Übergangs (1) bis L5. Zwischen L4 und L5 entsteht durch den überstehenden Viazylinder eine Stichleitung der Länge  $l_s = 0,1$  mm. Damit diese nicht mit der Antennen-PCB kurzgeschlossen ist, wird das Viapad auf L5 entfernt. Die Strukturgrößen und Abstände der Signal- und Massevias basieren auf den Werten aus Abschnitt 5.3. Sie wurden geringfügig verändert, um die Reproduzierbarkeit des Klebprozesses zu verbessern.

### Messergebnisse

Die Messung einer exemplarischen Antennenspeisung erfolgt in einer Back-to-Back-Anordnung. Abb. 5.22 zeigt den hergestellten Aufbau. Als Antennen-PCB (Abb. 5.22 (c)) dient für den Messaufbau eine Einlagen-PCB mit GCPW-Leitungen. Diese ist rückseitig mit der Frontend-PCB verklebt. Die Streifenleitung für den realisierten Aufbau ist, im Gegensatz zu dem Aufbau aus Abb. 5.21, gerade und 10 mm lang (Abb. 5.22 (b)). Da die einzelnen Streifenleitungen durch die Elementanordnung auf der Frontend-PCB unterschiedliche Geometrien und Längen aufweisen, lässt dieser Versuchsaufbau nur eine ungefähre Bewertung der Performanz im später realisierten System zu. Die in Abb. 5.22 (d) und (e) dargestellten Messergebnisse belegen allerdings die grundsätzliche Funktion des Aufbauprinzips.

Um Rückschlüsse auf die Reproduzierbarkeit zu ziehen, werden drei identische Aufbauten – hier mit DUT 1–3 bezeichnet – vermessen. Für alle betragen die Transmissionsverluste im Frequenzbereich von 10 GHz bis 33 GHz maximal 1,5 dB. Im Vergleich zum DUT 1 und DUT 2 zeigt DUT 3 eine um bis zu 0,5 dB geringere Transmission bis 25 GHz. Hierfür ist, wie in Abschnitt 5.3 beschrieben, ein erhöhter DC-Übergangswiderstand der ACA-Verklebung verantwortlich. Die Reflexionskoeffizienten betragen für Frequenzen bis 28 GHz weniger als  $-10$  dB. Von 28 GHz bis 33 GHz sind diese geringfügig größer. Es ist jedoch zu beachten, dass die Reflexionskoeffizienten in der Back-to-Back-Anordnung im Vergleich zum Einzelaufbau um bis zu 3 dB höher ausfallen [73]. Für die gegebenen Leistungslängen können die Transmissionsverluste hier daher mit maximal 0,75 dB pro Antennenspeisung abgeschätzt werden.

Zusammenfassend zeigt die demonstrierte Verbindungsstruktur eine gute Performanz bis 33 GHz und erfüllt damit die Voraussetzungen für den Einsatz im Gruppenstrahler. Die Reproduzierbarkeit der ACA-Verbindung ist ausreichend, sollte jedoch durch weitere Prozessoptimierungen verbessert werden.

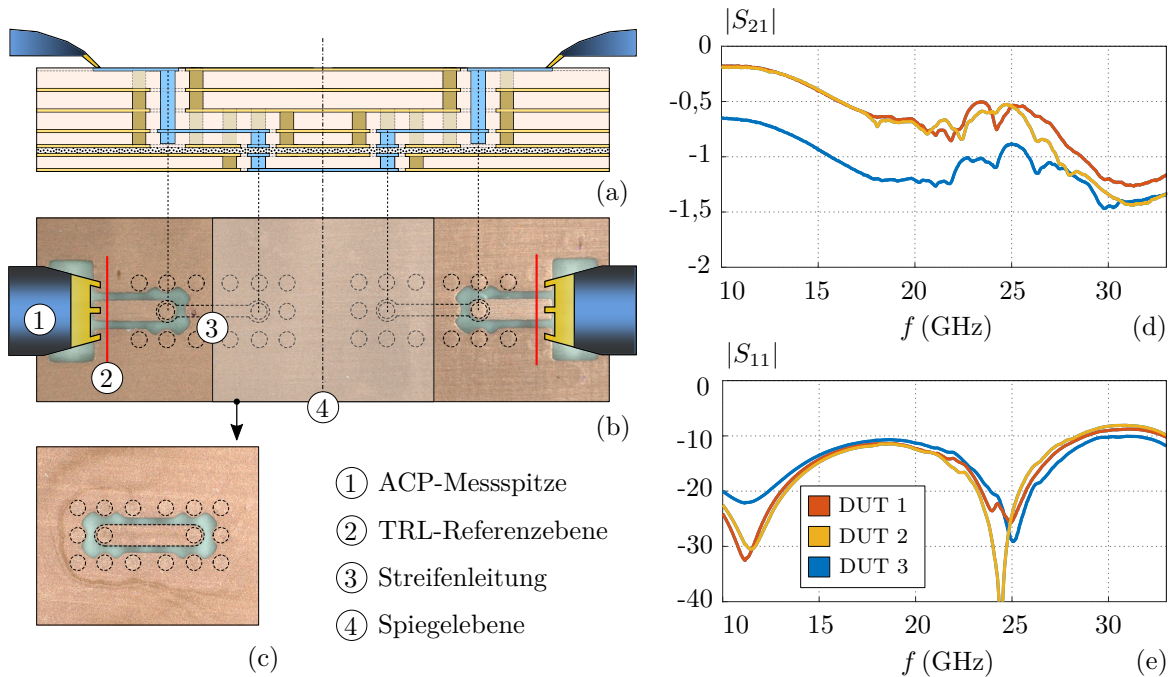


Abbildung 5.22: Exemplarische Antennenspeisungen in einer Back-to-Back-Anordnung. (a) Skizzierter Querschnitt, (b) Oberseite der Frontend-PCB mit ACP-Messspitzen und Kalibrierebenen, (c) Unterseite der Antennen-PCB, (d) gemessene Transmissions- und (e) Reflexionskoeffizienten von drei verschiedenen Teststrukturen (DUT 1–3).

## 5.5 Passive Antennenelemente

Im folgenden Abschnitt werden die Tx- (12) und Tx/Rx-Antennenelemente (13) aus Abb. 5.1 beschrieben. Sie basieren auf [58, 68] und wurden nicht im Rahmen dieser Arbeit entwickelt. Die Ergebnisse werden im Folgenden der Vollständigkeit halber und wegen ihrer Relevanz für das Gesamtsystem zusammengefasst.

Abb. 5.23 (a) und (b) zeigen den Aufbau der Einzel- und Dual-Band-Antennenelemente. Diese bestehen aus via-gespeisten Patch-Resonatoren. Der obere Patch schwingt bei 29,5 GHz und ist in beiden Entwürfen auf der Kupferlage L8 realisiert. Ein quadratischer und geerdeter Patch auf L7, der bei 19,5 GHz durch das Substrat unterhalb von L8 strahlt, ermöglicht den Dual-Band-Betrieb. Die Antennenelemente bieten ein Anschlussstor pro Polarisation und Frequenzband (P1–P4).

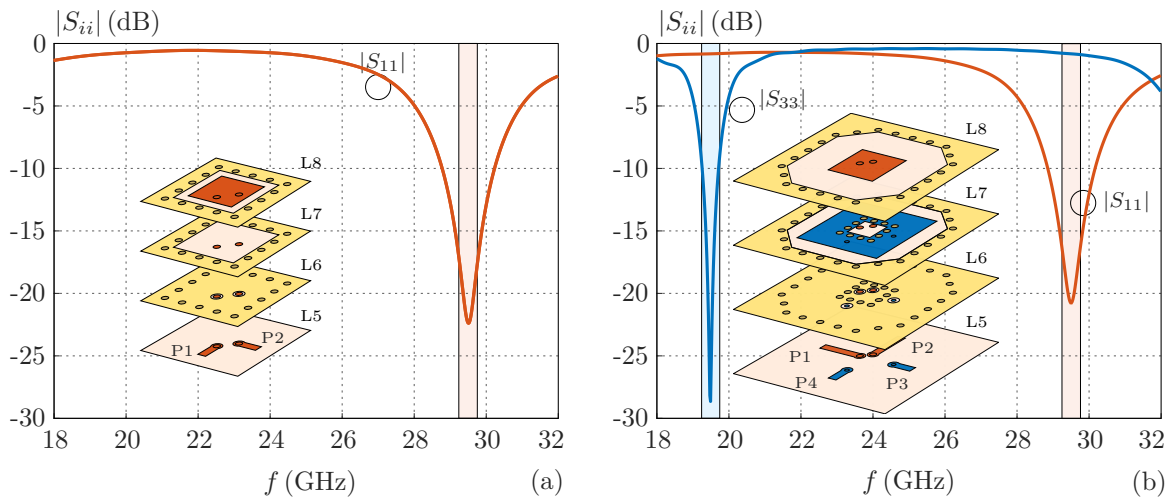


Abbildung 5.23: Lagenaufbau und Simulationsergebnisse der passiven (a) Tx- und (b) Tx/Rx-Antennenelemente.

Die simulierten Reflexionskoeffizienten aus Abb. 5.23 (a) und (b) liegen von 28,8 GHz bis 30,2 GHz (Tx) und 19,2 GHz bis 19,8 GHz (Rx) unter  $-10$  dB. Die Tor-zu-Tor-Isolationen (nicht dargestellt) sind in diesen Frequenzbereichen größer als 20 dB [58]. Aufgrund der kompakten Abmessungen der Antennenelemente ist es möglich, diese in einem verschachtelten Gitter gemäß [68] anzuordnen.

## 5.6 Aufbau der Gesamtschaltung

In diesem Abschnitt wird das gesamte Sendeempfangs-Frontend aus Abb. 5.1 mit den Teilsystemen aus den Abschnitten 5.2, 5.4 und 5.5 aufgebaut. Der Herstellungsablauf ist in Abb. 5.24 dargestellt und erfolgt in sechs Schritten:

- (a) Herstellung der Antennen-PCB mit passiver Antennenapertur aus [68]. Die Speiseleitungen der auf L7 und L8 realisierten Patch-Resonatoren verlaufen bis zur obersten Kupferlage L6. Letztere bildet ebenfalls die Antennenmasse (vgl. Abb. 5.23) und die Schnittstelle zur ACA-Verklebung.
- (b) Herstellung der Frontend-PCB mit einem PCB-Hohlleiter-Übergang auf L1 und dem Antennen-Speisenetzwerk auf L4. Die Masseschicht L3 ist aus Gründen der Übersichtlichkeit in Abb. 5.24 (b)–(e) ausgeblendet. Die Kupferlage L5 bildet die Schnittstelle zur ACA-Verklebung und damit das Gegenstück zu L6.

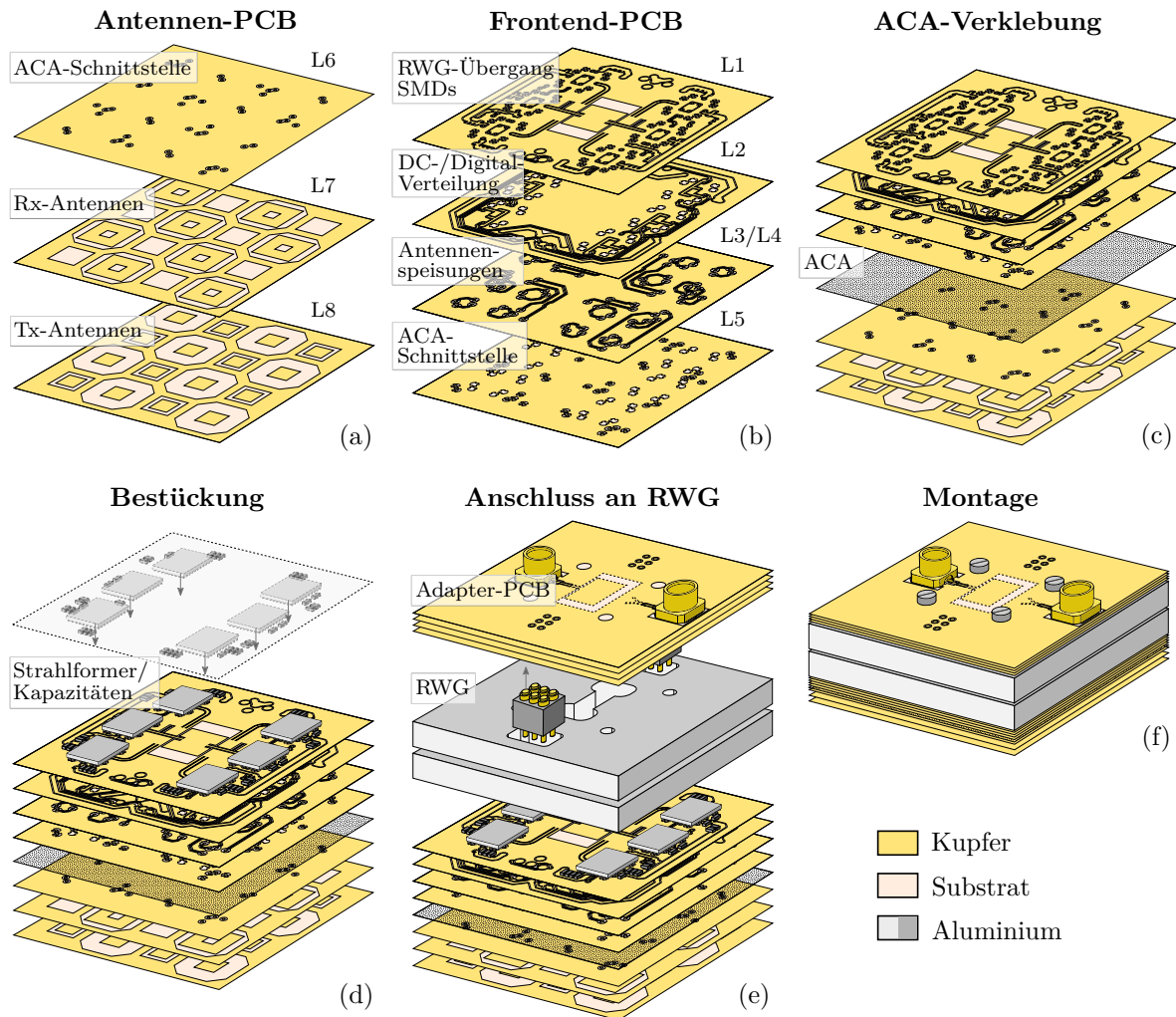


Abbildung 5.24: Herstellungsschritte eines Sendeeempfangs-Frontends. Die Antennen-PCB (a) wird mit der Frontend-PCB (b) verklebt (c) und anschließend bestückt (d). Die Hohlleiter-Komponente verbindet den Aufbau mit der Adapter-PCB (e). Die Montage (f) des Stapels erfolgt beidseitig mit Schrauben. Zur besseren Visualisierung sind Masselagen, Vias und Schnittstellenprodukte ausgeblendet.

- (c) ACA-Verklebung der beiden Leiterplatten in einer Mehrlagenpresse nach dem in Abschnitt 5.3 beschriebenen Verfahren.
- (d) Platzieren und Dampfphasen-Löten der SMD-Bauteile: Strahlformer-Chips, Entkopplungs-Kapazitäten und Abschluss-Widerstände.

- (e) Zusammenfügen der Komponente mit dem gefrästen Aluminiumbauteil und der rückseitig montierten Adapter-PCB mithilfe von Ausrichtstiften. Die federgelagerten PCB-zu-PCB-Konnektoren ermöglichen Gleichstrom- und Digitalverbindungen zwischen den Leiterplatten. Auf die Kontaktflächen von Aluminium und Kupfer wird der flexible elektrisch leitfähige Film *ECATT 9703* (3M) aufgebracht, um den Übergangswiderstand zu reduzieren (in Abb. 5.24 nicht gezeigt).
- (f) Endmontage durch vorder- und rückseitige Verschraubung der Baugruppe.

Abb. 5.25 (a) zeigt das hergestellte Sendeempfangs-Frontend. Ein Ring aus abgeschlossenen Einzelstrahlern umgibt die aktive 4x4-Apertur und reduziert parasitäre Randeffekte durch die nicht-periodische Begrenzung. Insgesamt besteht die Struktur daher aus 6x6 Antennenelementen. Die hervorstehenden Schraubenköpfe zeigen in der Simulation einen vernachlässigbaren Einfluss auf die Antennenperformanz.

Um das Sendeempfangs-Frontend zu charakterisieren, werden Antennenmessungen durchgeführt. Dafür wird die Antenne, wie in Abb. 5.25 (b) gezeigt, auf einen beweglichen Messturm in einer Antennenmesskammer montiert. Der Aufbau ermöglicht eine Erfassung der Richtcharakteristik für verschiedene Azimutal- ( $\varphi$ ) und Elevationswinkel ( $\theta$ ) sowohl im Tx- als auch im Rx-Betrieb.

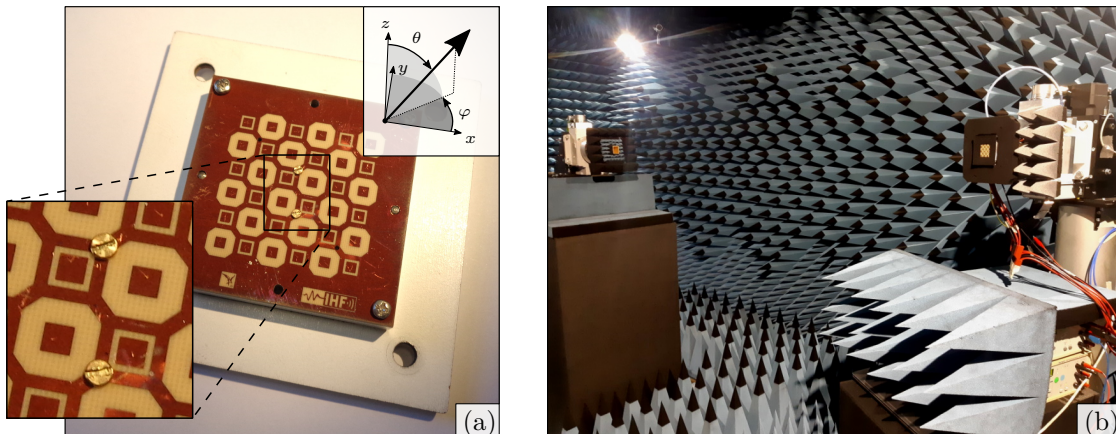


Abbildung 5.25: Hergestelltes Sendeempfangs-Frontend. (a) Draufsicht auf die Antennenapertur und (b) Messaufbau in der Antennenmesskammer.

## 5.7 Messergebnisse

In diesem Abschnitt wird die Funktionsfähigkeit des Sendeempfangs-Frontends in den verschiedenen Betriebsmodi untersucht. Im Vorfeld aller Messungen werden die Phasen und Amplituden der einzelnen Kanäle durch softwareseitige Einstellung der Strahlformer-Chips angeglichen. Diese Kalibrierung erfolgt bei den Mittenfrequenzen von 29,5 GHz (Tx) und 19,5 GHz (Rx).

### 5.7.1 Tx-Betrieb

Zunächst wird nur die Tx-Antenne bei deaktivierter Rx-Schaltung betrieben.

#### Einzelkanalgewinne

Abb. 5.26 (a) und (b) zeigen die kalibrierten Tx-Einzelkanalgewinne ( $\theta = 0^\circ$ ) für vertikale (VP) und horizontale (HP) Polarisation. In der Bandmitte beträgt der durchschnittliche Gewinn etwa 15 dB. Der gemessene Gesamtgewinn  $G_0$  beträgt sowohl für VP als auch für HP ungefähr 37,5 dB. Das liegt geringfügig unter dem theoretisch möglichen Wert von ungefähr 39 dB, der sich aus dem Quadrat der aufsummierten Amplitudengrößen ergibt. Die Abweichung kommt insbesondere durch eine nicht ideale Überlagerung (Phasenfehler) zustande.

Die maximalen Schwankungen der Einzelkanalamplituden in einem 500-MHz-Band um 29,5 GHz sind kleiner als 3 dB, steigen jedoch für Frequenzen bis 31 GHz auf 8 dB an. Das wird auf mehrere Ursachen zurückgeführt:

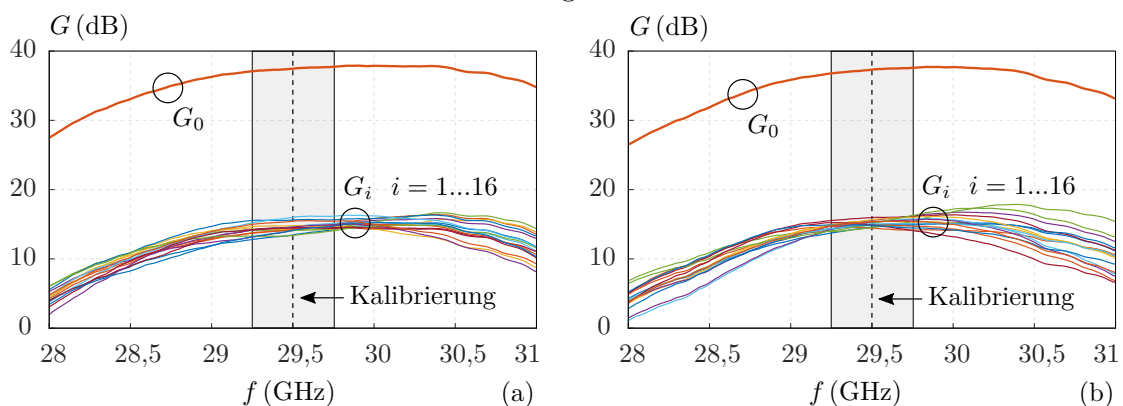


Abbildung 5.26: Antennengewinne der Tx-Einzelkanäle  $i = 1 \dots 16$  und der Gesamtantenne  $G_0$  für (a) VP und (b) HP.

- Das aktive Strahlformer-Netzwerk zeigt nach Unterabschnitt 5.2.2 zwischen den unkalibrierten Einzelkanälen Amplitudenabweichungen von bis zu 4,5 dB.
- Die unterschiedlichen Leitungslängen und -geometrien der Antennenspeisungen, wie in Abschnitt 5.4 erläutert, verursachen unterschiedlich große Verluste.
- Fertigungstoleranzen beeinträchtigen die Resonanzfrequenzen und Reflexionskoeffizienten der Einzelstrahler.
- Kopplungseffekte beeinflussen den Elementgewinn und sind von der Elementposition im Gruppenstrahler abhängig.

### Richtcharakteristik in Ko-Polarisation

Abb. 5.27 zeigt die normalisierten Tx-Antennengewinne für verschiedene elektronisch eingestellte Schwenkwinkel  $|\theta_{st}| \leq 60^\circ$  in E- und H-Ebene für VP und HP. Im Allgemeinen zeigt die Antenne innerhalb des gemessenen Frequenzbereichs eine konsistente Performanz.

Für Schwenkwinkel  $\theta_{st} \leq 40^\circ$  folgt die Richtcharakteristik der  $\cos(\theta)$ -Funktion. Der Gewinn bei  $\theta_{st} = \pm 40^\circ$  sinkt im Vergleich zum Gewinn in Hauptstrahlrichtung um maximal 1,6 dB und 2,5 dB (H- und E-Ebene). Bei  $\theta_{st} > 40^\circ$  steigt der Schwenkverlust deutlich. Das ist einerseits auf die Elementcharakteristik [58] und andererseits auf die Anregung von Oberflächenwellen [108] zurückzuführen, die mit den Substratparametern und dem Elementabstand ( $0,55\lambda_0$  bei 30 GHz) zusammenhängen. Letzterer steht darüber hinaus mit den bei hohen Schwenkwinkeln auftretenden Gitterkeulen in Verbindung.

Der SLL bleibt für die meisten  $\theta_{st}$  unter  $-10$  dB. Es wird erwartet, dass dieser bei größeren Gruppenstrahlern aufgrund geringerer Effekte durch Randelemente abnimmt [27].

### Richtcharakteristik in Kreuz-Polarisation

Abb. 5.28 zeigt die Antennengewinne in Kreuz-Polarisation. Für die VP (Abb. 5.28 (a)) und die HP (Abb. 5.28 (b)) sind diese über den gesamten Winkelbereich und für alle eingestellten Schwenkwinkel  $|\theta_{st}| \leq 60^\circ$  25 dB und 22,5 dB niedriger als der jeweilige Gewinn  $G_0$  in Ko-Polarisation (Hauptstrahlrichtung). Die Unterschiede zwischen VP

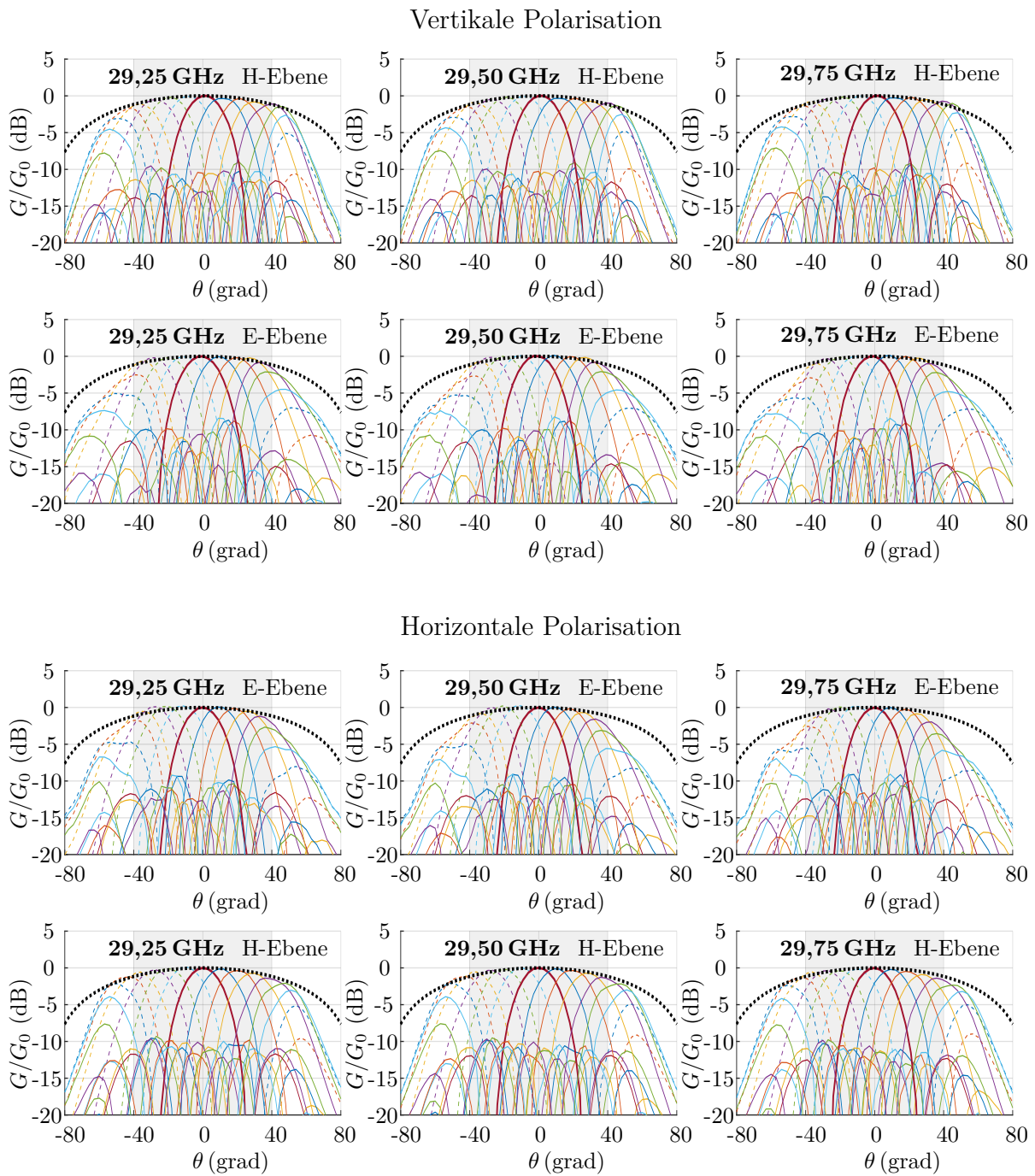


Abbildung 5.27: Tx-Antennengewinne für verschiedene Polarisationen (VP und HP), Frequenzen (29,25 GHz – 29,75 GHz), Raumebenen (E- und H-Ebene) sowie elektronisch eingestellte Schwenkwinkel ( $|\theta_{\text{st}}| \leq 60^\circ$ ). Die Normierung bezieht sich auf den Gewinn  $G_0$  in Hauptstrahlrichtung  $\theta = 0$  bei  $\theta_{\text{st}} = 0$ . Die erste Kosinuspotenz  $\cos(\theta)$  (gepunktet) dient als Referenzfunktion.

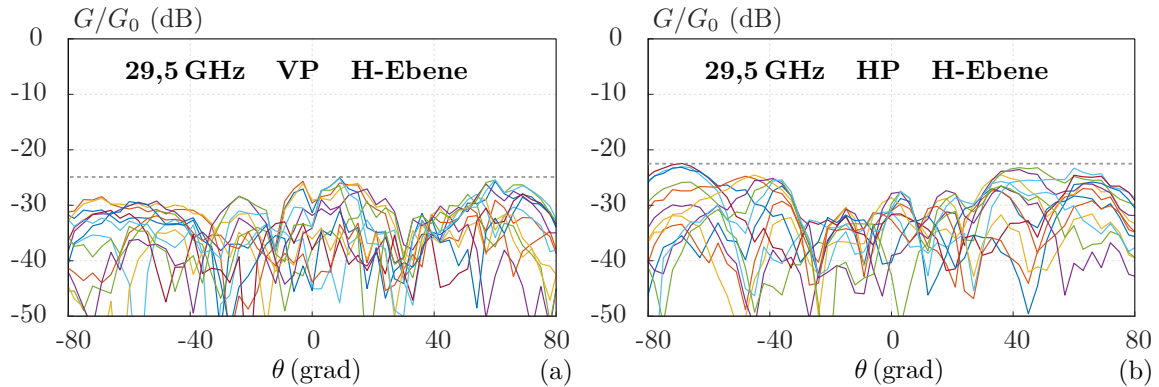


Abbildung 5.28: Tx-Antennengewinne in Kreuz-Polarisation (a) der VP und (b) der HP für verschiedene Schwenkwinkel  $|\theta_{st}| \leq 60^\circ$ . Die Gewinne in der E-Ebene sind ähnlich und hier daher nicht dargestellt.

und HP aus Abb. 5.28 (a) und (b) sind in erster Linie auf Fertigungstoleranzen zurückzuführen. Die Messwerte ähneln sich in einem 500-MHz-Band um 29,5 GHz (nicht gezeigt).

### Leistungsmessung und EIRP

Das Sendeempfangs-Frontend wurde in den vorangehenden Messungen mit kleinen Eingangsleistungen  $P_{in} = -20 \text{ dBm} \ll P_{in,1dB}$  betrieben. Um das Großsignalverhalten der chip-internen PAs zu untersuchen, wird im Folgenden  $P_{in}$  schrittweise bis 0 dBm erhöht. Im Rahmen der Untersuchung wird die EIRP aus dem Gewinn einer bekannten Empfangsantenne  $G_r$ , dem errechneten Freiraumverlust FSL und der zu messenden Empfangsleistung  $P_r$  anhand der Übertragungsbilanz

$$EIRP|_{\text{dBW}} = P_r|_{\text{dBW}} - G_r|_{\text{dBi}} + FSL|_{\text{dB}} \quad (5.1)$$

bestimmt. Die Messergebnisse sind in Abb. 5.29 dargestellt. Bei 29,5 GHz erreicht die gesättigte EIRP 8,2 dBW (VP) und 7,8 dBW (HP). Der Unterschied erklärt sich durch die zuvor diskutierten Amplitudenabweichungen zwischen den Einzelkanälen. Bei 1-dB-Eingangskompression ( $P_{in,1dB} \approx -6 \text{ dBm}$ ) sinkt die EIRP auf etwa 6,7 dBW bzw. 6,2 dBW. Rechnerisch ergibt sich

$$EIRP_{1dB}|_{\text{dBW}} = P_{aus,1dB}|_{\text{dBW}} + G_{ant}|_{\text{dBi}} - L|_{\text{dB}} + 20 \log_{10}(N)|_{\text{dB}}, \quad (5.2)$$

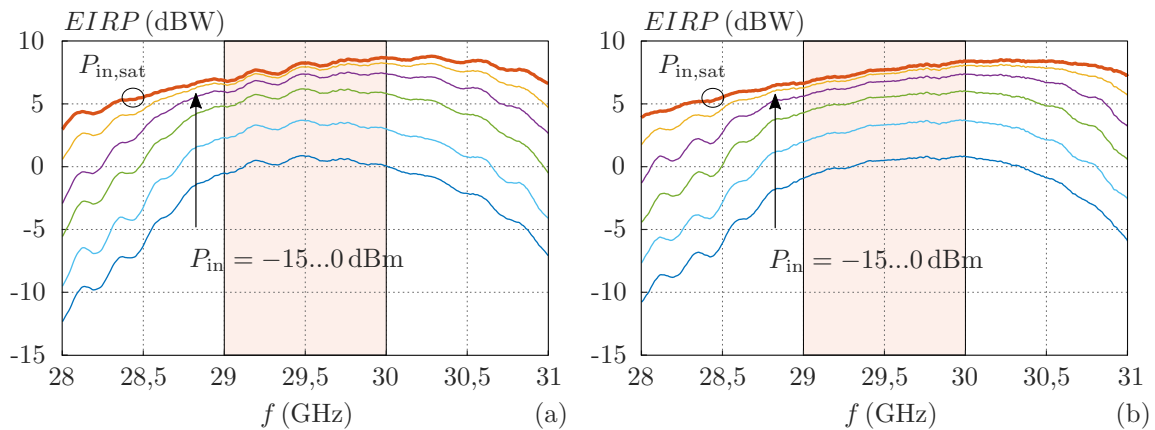


Abbildung 5.29: EIRP in Hauptstrahlrichtung bei  $\theta_{st} = 0^\circ$  für (a) VP und (b) HP. Die Eingangsleistung wird von  $P_{in} = -15$  dBm bis  $P_{in,sat} = 0$  dBm in 3-dB-Schritten erhöht.

wobei  $P_{aus,1dB} = 9$  dBm die PA-Leistung im 1-dB-Ausgangskompressionspunkt,  $G_{ant} = 5$  dBi der Einzelstrahlengewinn,  $L = 1,5$  dB der Speiseleitungsverlust und  $N$  die Elementanzahl sind. Das so berechnete EIRP von 6,6 dBW stimmt gut mit den gemessenen Werten überein.

### Aktivierung der Rx-Strahlformer

Um die Tx-Antenne für den Vollduplex-Betrieb zu bewerten, werden die bereits beschriebenen Messungen mit aktivierten Rx-Strahlformer-Chips wiederholt. Die Antennenperformanz bleibt im Wesentlichen unverändert. Diese Untersuchung bestätigt die Eignung des Tx-Frontends für den Vollduplexbetrieb.

### 5.7.2 Rx-Betrieb

In den folgenden Messungen wird nur die Rx-Antenne bei deaktivierter Tx-Schaltung betrieben.

#### Untersuchung der Einzelkanäle

Abb. 5.26 (a) und (b) zeigen die kalibrierten Rx-Einzelkanalgewinne ( $\theta = 0^\circ$ ) für VP und HP. Der mittlere Kanalgewinn beträgt etwa 14 dB bei 19,5 GHz. Bei simultanem Betrieb der Kanäle ergibt sich ein gemessener Gesamtgewinn  $G_0$  von etwa 31 dB (rechnerisch etwa 32 dB).

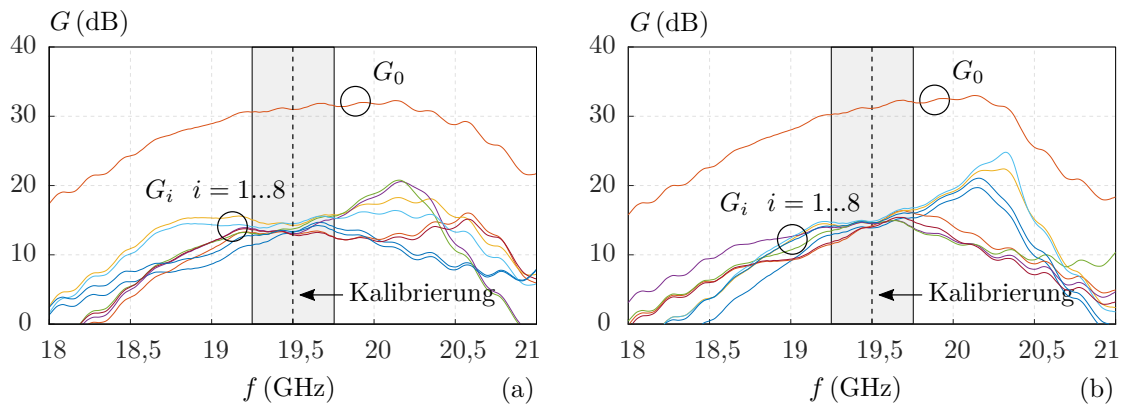


Abbildung 5.30: Antennengewinne der Rx-Einzelkanäle  $i = 1..8$  und der Gesamtantenne  $G_0$  für (a) VP und (b) HP.

Ähnlich wie bei den Tx-Kanälen (Unterabschnitt 5.7.1) variieren die Amplituden der Rx-Einzelkanäle im Frequenzbereich von 19,25 GHz bis 19,75 GHz um bis zu 3 dB. Insbesondere über 20 GHz nimmt die Amplitudenstreuung deutlich zu. Dieses Verhalten kann nicht durch die gemessenen S-Parameter der Einzelkomponenten (Abschnitte 5.2, 5.4 und 5.5), sondern nur durch deren Verschaltung erklärt werden: Bei gleichzeitiger Fehlanpassung von LNA und Antennenelement bildet die Antennenspeiseleitung einen Resonator. Die Leitungslänge beeinflusst dann maßgeblich die Kanalantwort, was mit den Messergebnissen übereinstimmt. In zukünftigen Entwürfen sollte die Reflexionsbandbreite der Antennenelemente erhöht werden, um diesen Effekt abzuschwächen.

### Richtcharakteristik in Ko-Polarisation

Abb. 5.31 zeigt die normalisierten Rx-Antennengewinne für verschiedene elektronisch eingestellte Schwenkwinkel  $|\theta_{st}| \leq 60^\circ$  für VP und HP. In einem 500 MHz-Band um 19,5 GHz zeigt sich nur ein geringer Frequenzgang. Für Schwenkwinkel  $\theta_{st} \leq 40^\circ$  folgen die Richtcharakteristiken im Wesentlichen der  $\cos(\theta)$ -Funktion. Der maximale Schwenkverlust für  $|\theta_{st}| \leq 40^\circ$  beträgt 1,8 dB für VP und HP sowie in der E- und H-Ebene. Ähnlich wie beim Tx-Betrieb wirkt sich die Anregung von Oberflächenwellen auf den Antennengewinn für  $|\theta_{st}| > 40^\circ$  aus. Aufgrund des geringeren Elementabstands von etwa  $0,52\lambda_0$  bei 20 GHz ist der Effekt jedoch weniger stark ausgeprägt.

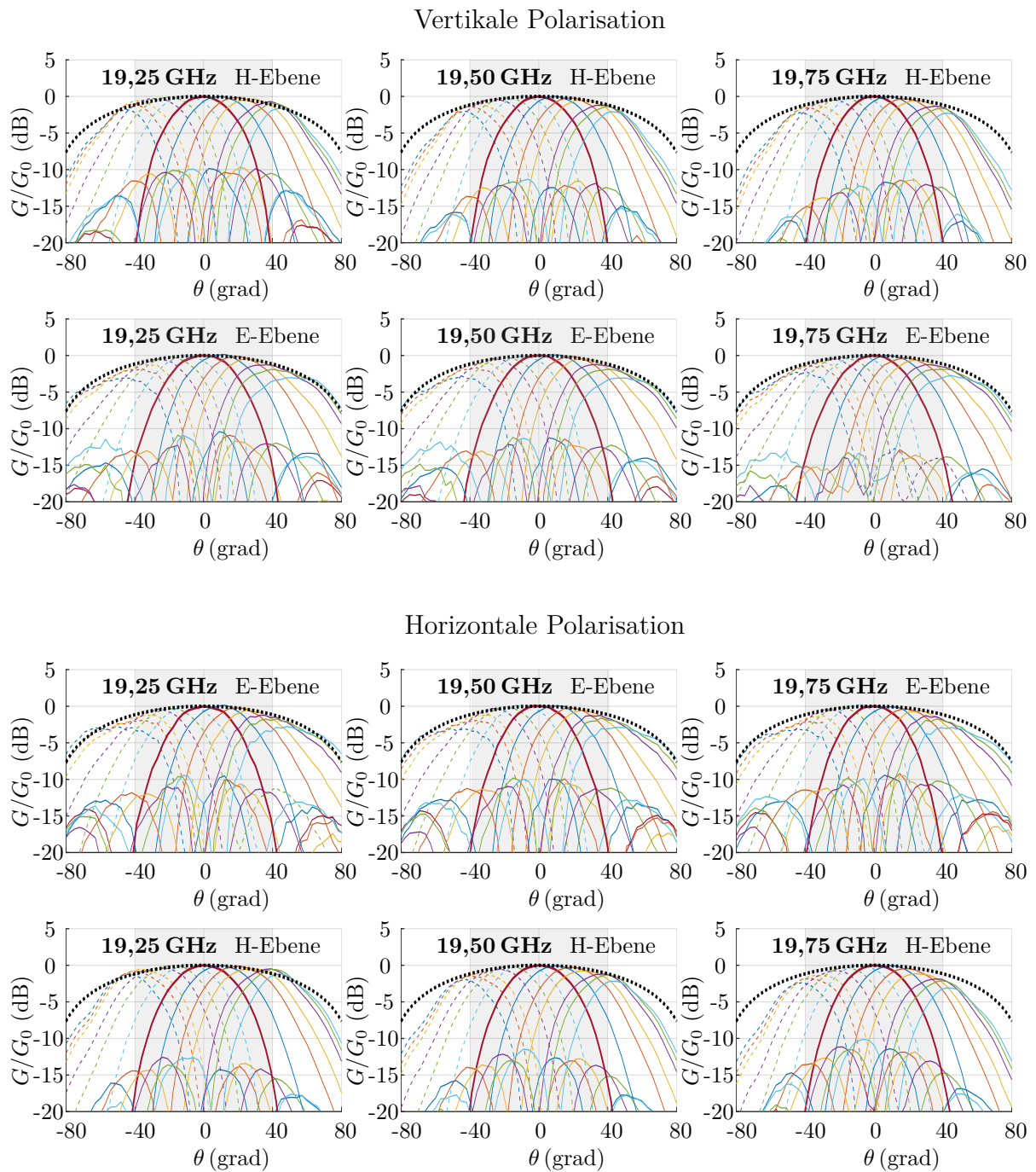


Abbildung 5.31: Rx-Antennengewinne für verschiedene Polarisationen (VP und HP), Frequenzen (19,25 GHz – 19,75 GHz), Raumebenen (E- und H-Ebene) sowie elektronisch eingestellte Schwenkwinkel ( $|\theta_{\text{st}}| \leq 60^\circ$ ). Die Normierung bezieht sich auf den Gewinn  $G_0$  in Hauptstrahlrichtung  $\theta = 0$  bei  $\theta_{\text{st}} = 0$ . Die erste Kosinuspotenz  $\cos(\theta)$  (gepunktet) dient als Referenzfunktion.

### Richtcharakteristik in Kreuz-Polarisation

Abb. 5.32 zeigt die Antennengewinne in Kreuz-Polarisation. Diese sind über den gesamten Winkelbereich für alle eingestellten Schwenkwinkel  $|\theta_{\text{st}}| \leq 60^\circ$  etwa 20 dB kleiner als die Gewinne in Ko-Polarisation (Hauptstrahlrichtung).

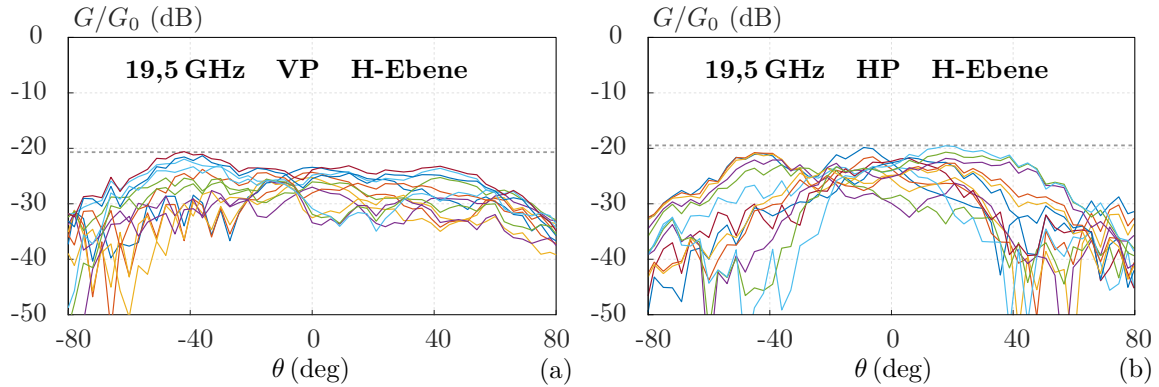


Abbildung 5.32: Rx-Antennengewinne in Kreuz-Polarisation (a) der VP und (b) der HP für verschiedene Schwenkwinkel  $|\theta_{\text{st}}| \leq 60^\circ$ . Die Gewinne in der E-Ebene sind ähnlich und hier daher nicht dargestellt.

### Rauschmessung und G/T

Das Verhältnis

$$G/T \Big|_{\text{dBi/K}} = G \Big|_{\text{dBi}} - 10 \log \left( \frac{T}{\text{K}} \right) \quad (5.3)$$

stellt eine maßgebliche Größe bei der Bewertung von aktiven Empfangsantennen dar [27]. Dabei ist  $G$  der reine Aperturgewinn und errechnet sich aus dem Gewinn des Einzelstrahlers  $G_{\text{ant}}$  und dem Gruppenfaktor  $AF$  zu

$$G \Big|_{\text{dBi}} = G_{\text{ant}} \Big|_{\text{dBi}} + AF \Big|_{\text{dB}}. \quad (5.4)$$

Die Rauschtemperatur des Empfängers

$$T = 290 \cdot (10^{(F/10)} - 1) + T_{\text{ant}} \quad (5.5)$$

hängt von dessen Rauschzahl  $F$  und der Antennentemperatur  $T_{\text{ant}}$  ab [19]. In der Laborumgebung kann Letztere mit 290 K angenommen werden [109]. Die Rauschzahl  $F$  ergibt sich nach Gl. 4.2 näherungsweise zu  $F = L_{\text{ant}} + F_{\text{lna}}$ . Für das hier untersuchte Sendeempfangs-Frontend wird  $F_{\text{lna}} = 2,5 \text{ dB}$  (vgl. Unterabschnitt 5.2.2) und  $L_{\text{ant}} =$

2 dB angenommen. Damit ergibt sich eine Rauschzahl  $F = 4,5$  dB und nach Gl. 5.5 eine Rauschtemperatur von  $T = 817,3$  K. Zusammen mit dem Einzelementgewinn  $G_{\text{ant}} \approx 5$  dBi und dem Gruppenfaktor  $AF = 10 \log(8) = 9$  dB errechnet sich aus Gl. 5.3 und Gl. 5.4 das  $G/T$  zu  $-15,1$  dB/K.

Für die Messung des  $G/T$  bei  $T_{\text{ant}} = 290$  K wird das Verfahren aus [110] eingesetzt. Die Messergebnisse sind in Abb. 5.33 dargestellt. Bei abgeschalteten Tx-Schaltungen ( $G/T_{\text{tx,aus}}$ ) ist das  $G/T$  von 19 GHz bis 20 GHz größer als  $-19$  dB/K und erreicht bei 19,5 GHz für VP und HP Maximalwerte von  $-16,4$  dB/K und  $-16,2$  dB/K. Das liegt 1,3 dB bzw. 1,1 dB unter dem berechneten Wert. Die Abweichungen werden auf eine nicht ideale Summierung der Einzelkanäle sowie höhere Antennenverluste zurückgeführt. Das Verhalten über der Frequenz entspricht den Erwartungen: Bei 19,5 GHz ist die Anpassung der Antennenelemente hoch, während die Amplituden- und Phasenfehler zwischen den kalibrierten Einzelkanälen gering sind.

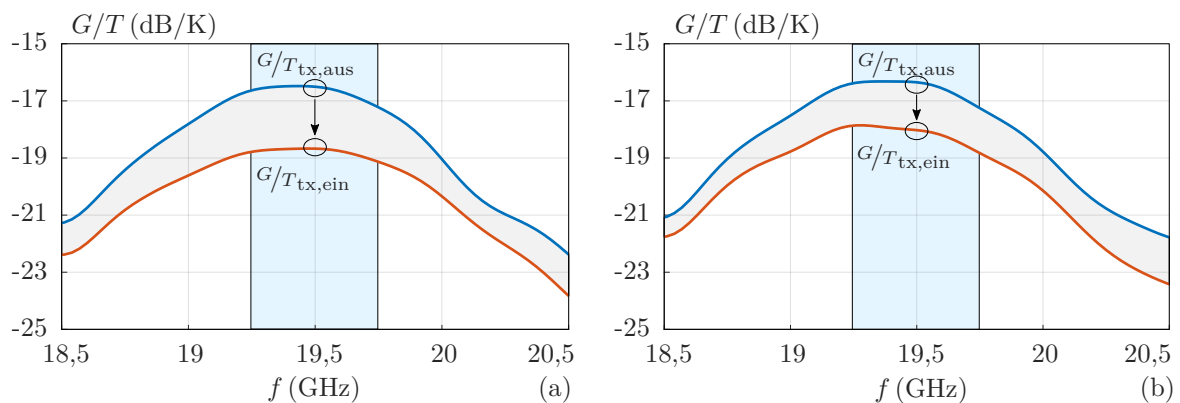


Abbildung 5.33: Gemessenes  $G/T$  für (a) VP und (b) HP für deaktivierte ( $G/T_{\text{tx,aus}}$ ) und vollständig aktivierte ( $G/T_{\text{tx,ein}}$ ) Tx-Kanäle.

### Aktivierung der Tx-Strahlformer

Die Messung zeigt, dass sich bei gleichzeitigem Tx-Betrieb das  $G/T$  ( $G/T_{\text{tx,ein}}$ ) um bis zu 2,3 dB verringert. Dieses Verhalten wird auf mehrere Ursachen zurückgeführt:

- Die Verlustwärme der PAs erhöht die temperaturabhängige Rauschzahl der LNAs.
- Durch einen höheren Spannungsabfall über den DC-Zuleitungen verändert sich der Arbeitspunkt der LNAs.
- Die PAs stellen eine Rauschquelle im Rx-Band dar. Durch die begrenzte Tx/Rx-Isolation erhöht sich die Rauschtemperatur des Empfängers.

Eine detaillierte Analyse des letzten Punktes erfolgt im Unterabschnitt 6.3.2.

# Sendeempfangsmodul 6

Das Sendempfangsmodul umfasst, gemäß Abschnitt 3.2, den Heterodyn-Sendeempfänger aus Kapitel 4 und vier Sendempfangs-Frontends aus Kapitel 5. Sie werden, wie in Unterabschnitt 3.2.2 skizziert, durch ein Hohlleiter-Verteilnetzwerk verbunden. In diesem Kapitel wird dieses zunächst als passive Komponente entworfen, aufgebaut und vermessen. Anschließend werden alle Teilsysteme miteinander verbunden. Die elektrische und thermische Charakterisierung des zusammengesetzten Systems schließt das Kapitel ab.

## 6.1 Hohlleiter-Verteilnetzwerk

Abb. 6.1 zeigt das Blockdiagramm des Hohlleiter-Verteilnetzwerks. Es ist für den Dual-Band-Betrieb im 20-GHz- und 30-GHz-Band ausgelegt und stellt gleichzeitig einen 4:1-Leistungskombinierer (Rx) und einen 1:4-Leistungsteiler (Tx) dar. Das gemeinsame Hohlleitertor ist durch den Übergang aus Abschnitt 4.2 mit dem Heterodyn-Sendeempfänger verbunden, während die vier Einzeltore durch den Übergang aus Abschnitt 5.1 mit den Sendempfangs-Frontends verbunden sind.

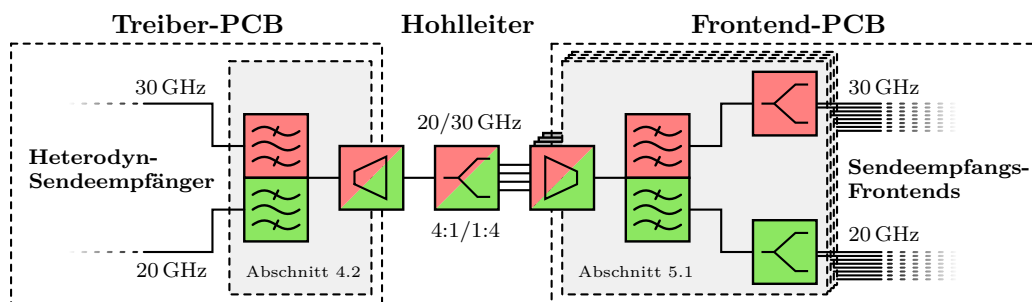


Abbildung 6.1: Blockdiagramm des hybrid-integrierten Verteilnetzwerks mit den PCB-Hohlleiter-Übergängen aus den Abschnitten 4.2 und 5.1.

### 6.1.1 Entwurf

Die Hohlleiterkomponente besteht aus drei gestapelten, mit Ausrichtstiften und Schrauben verbundenen Aluminiumplatten (RWG 1–RWG 3) und ist in Abb. 6.2 (a) dargestellt. Dabei dienen die Aluminiumplatten RWG 1 und RWG 3 als obere und untere Hohlleiterbegrenzung für das in RWG 2 gefräste Netzwerk aus Abb. 6.2 (b). RWG 1 und RWG 3 beinhalten darüber hinaus die Aperturen zum Anschluss an die PCB-Übergänge. Diese Aufbautechnik ermöglicht eine einseitige Aluminiumbearbeitung im Fräsbohrplotter, was den Herstellungsaufwand reduziert.

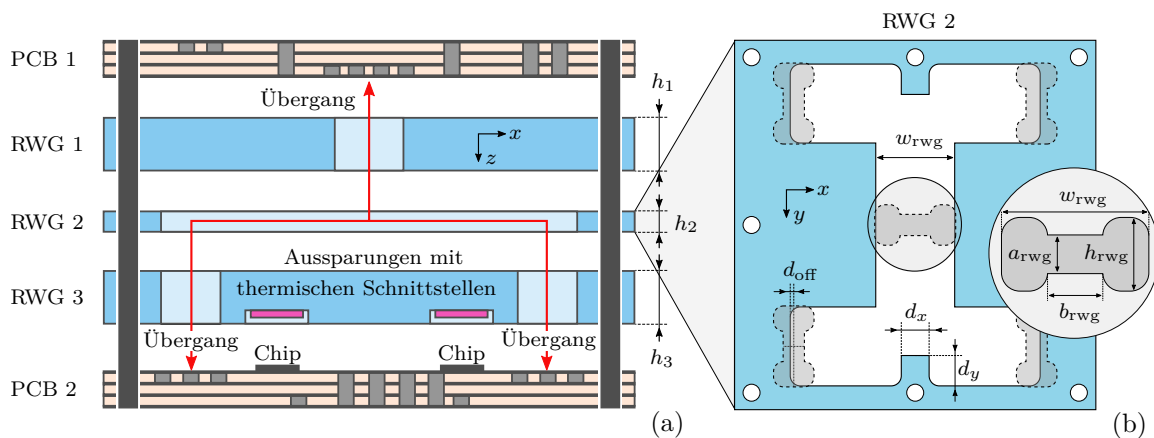


Abbildung 6.2: (a) Querschnitt der gestapelten Anordnung von PCB 1 (Treiber-PCB), PCB 2 (Frontend-PCB) und den drei Aluminiumplatten RWG 1–RWG 3 und (b) Draufsicht von RWG 2. Der Stapelaufbau von RWG 1–RWG 3 bildet einen reaktiven Leisterteiler und -kombinierer in Hohlleitertechnologie.

### Anforderungen

Die Hohlleiterkomponente muss folgende Anforderungen erfüllen:

- Damit sich mehrere 4x4-Sendeempfangsmodule nebeneinander anordnen lassen, muss der Abstand zwischen den Hohlleiteranschlüssen auf RWG 3 das Vierfache des Antennenelementabstands betragen. Dies legt in der Topologie aus Abb. 6.2 (b) die elektrische Länge der einzelnen Hohlleiterzweige fest.
- Das Gewicht und die Aufbauhöhe der Komponente bzw. die Plattenstärken  $h_1$ ,  $h_2$  und  $h_3$  sind gering. Für kleine  $h_1$  und  $h_3$  klingen Moden höherer Ordnung in den Anschlussstücken von RWG 1 und RWG 3 jedoch nicht vollständig ab. Das führt

zu Amplitudenunterschieden an den GCPW-Toren der PCB-Übergänge, die für den Grundmodenbetrieb konzipiert sind.

- Das gemeinsame Hohlleitertor muss reflexionsarm angepasst sein. Ein wichtiger Parameter in diesem Zusammenhang ist die Plattenstärke  $h_2$ , mit der der Wellenwiderstand des Hohlleiters eingestellt wird. Die Optimierung der Systemantwort, die darüber hinaus von den Reaktanzen der T-Kreuzungen und  $90^\circ$ -Kurven abhängt, erfolgt mit Vollwellensimulationen.

Insbesondere die Dimensionierung von  $h_1$ ,  $h_2$  und  $h_3$  stellt einen Kompromiss zwischen Gewicht, Kompaktheit und elektrischer Performanz dar. Um Letztere zu verbessern, werden nach Abb. 6.2 (b) in den T-Kreuzungen der Hohlleiter rechteckige Anpasselemente mit den Abmaßen  $d_x$  und  $d_y$  eingesetzt. Der Ansatz folgt dem Entwurf von H-Ebenen-Leistungsteilern mithilfe von Kompensationsreaktanzen [71, 111].

Des Weiteren wird die Grenzfrequenz durch Verringerung der Hohlleiterbreite  $w_{\text{rwg}}$  ausgenutzt, um ein Hochpassverhalten zu erzeugen. Dadurch entfällt die Notwendigkeit eines separaten Rx-Filters zur Spiegelfrequenzunterdrückung. Auf der anderen Seite steigen die Leitungsverluste geringfügig.

Zunächst wird für das Hohlleiternetzwerk, bestehend aus RWG 1–3 in Abb. 6.2 (a), eine Parameterstudie mit reflexionsarm abgeschlossenen Hohlleitertoren durchgeführt. Diese liefert einen Ausgangspunkt für die nachfolgende Verschaltung der Hohlleiterkomponente mit den PCB-Übergängen.

### Verschaltung mit den PCB-Übergängen

Die zusammenschalteten PCB-Übergänge (PCB 1 und PCB 2) und Hohlleiterkomponenten (RWG 1–RWG 3) bilden, wie in Abb. 6.3 dargestellt, ein Netzwerk mit insgesamt 26 Anschlussoren. Das Bauteil vereint damit zwei reaktive Verteilnetzwerke: einen 1:16-Tx-Leistungsteiler bei 30 GHz und einen 1:8-Rx-Leistungskombinierer bei 20 GHz. Die Verkopplung der Tx- und Rx-Tore ist in erster Linie durch die Frequenzselektivität der PCB-Übergänge bestimmt.

Um die Systemantwort zu erhalten, werden die S-Parameter der getrennt voneinander simulierten Einzelkomponenten kaskadiert. Im Gegensatz zur Vollwellensimulation des Komplettaufbaus reduziert dieses Vorgehen die Simulationszeit erheblich und ermöglicht damit eine hohe Anzahl an Optimierungszyklen. Allerdings vernachlässigt der

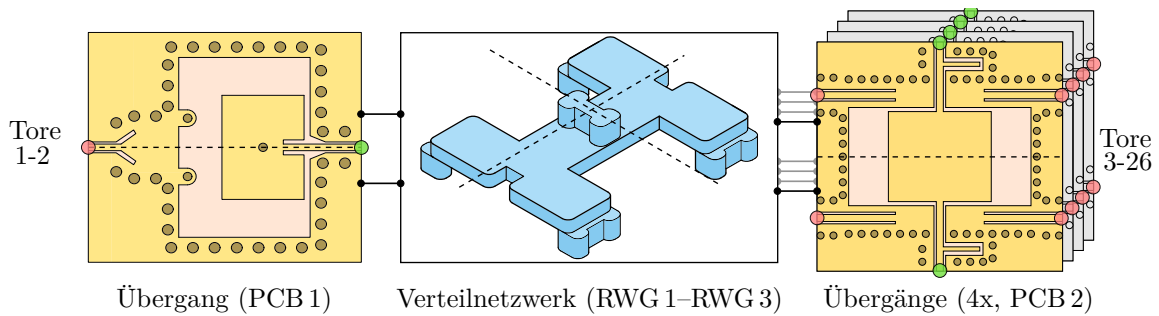


Abbildung 6.3: Kaskadierte Einzelkomponenten des Dual-Band-Verteilnetzwerks.

Ansatz den Energietransfer von Moden höherer Ordnung an den Hohlleitertoren. In einem letzten Schritt wird daher die gesamte Schaltung simuliert. Die Optimierung der Übergangs- und Hohlleiterparameter erfolgt iterativ.

### 6.1.2 Herstellung und Charakterisierung

Die Herstellung des passiven Verteilnetzwerks erfolgt zunächst für einen Antennenelementabstand von  $0,6\lambda_{30}$ , wobei  $\lambda_{30}$  die Freiraumwellenlänge bei 30 GHz ist. Eine Verringerung des Elementabstands ist möglich und erfolgt in einer späteren Entwurfsiteration.

Abb. 6.4 (a)–(c) zeigen die gefertigten Teilkomponenten. PCB 1 und PCB 2 werden auf *Megtron 6 (Panasonic)* realisiert. Die Hohlleiterkomponenten RWG 1–RWG 3 bestehen aus der Aluminiumlegierung *Al 6061*, die eine elektrische Leitfähigkeit von etwa  $4 \cdot 10^6$  S/m aufweist. Die Montage der Einzelteile erfolgt nach Abb. 6.4 (d) und (e). Mini-SMP-Konnektoren bilden die Messtore. Abb. 6.4 (f) zeigt den verschraubten Aufbau mit angeschlossenen Mini-SMP-Kabeln und Abschlusswiderständen. Aus Aluminium hergestellte Andruckplatten verbessern den elektrischen Kontakt zwischen Hohlleiter und PCB im Bereich der Übergänge. Die thermischen Schnittstellen zwischen RWG 3 und PCB 2 werden im rein passiven Messaufbau nicht integriert.

#### Messung der S-Parameter

Nach einer TRL-Kalibrierung in die GCPW-Ebenen nach Abb. 6.3 werden alle relevanten Einträge der 26x26-S-Parameter-Matrix durch sequentielle 2x2-Messungen ermittelt. Dafür sind die verbleibenden Tore reflexionsarm abgeschlossen.

Abb. 6.5 zeigt die simulierten und gemessenen S-Parameter. Sie stimmen gut miteinander überein. Die Reflexionskoeffizienten liegen im Frequenzbereich von 18,7 GHz bis

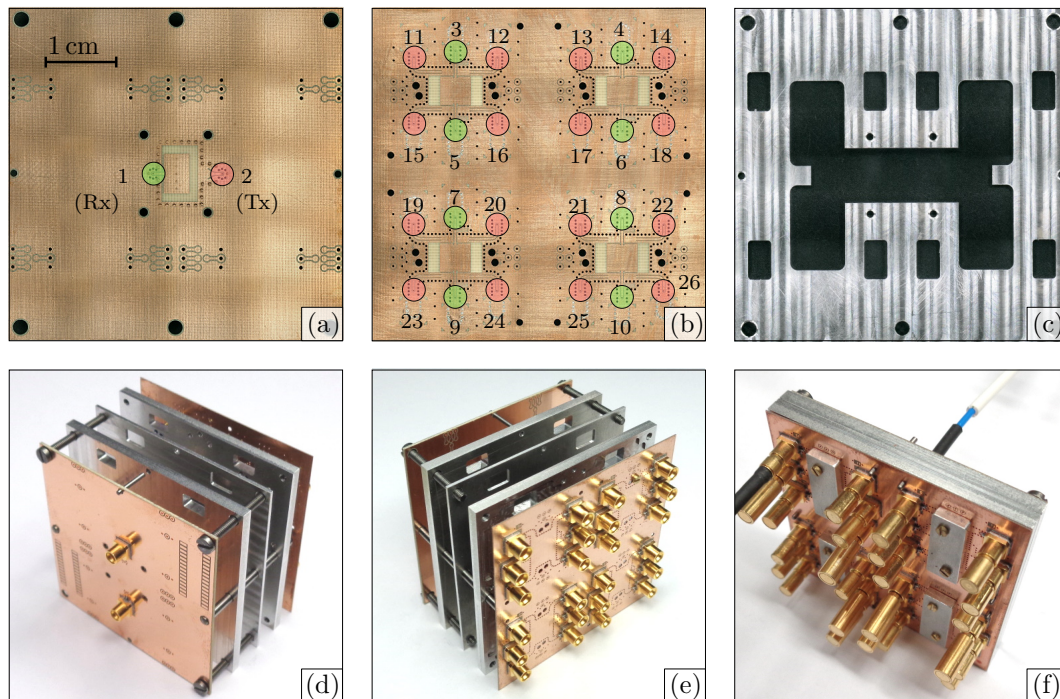


Abbildung 6.4: Gefertigte und (vor-)montierte Komponenten des passiven Verteilnetzwerks. (a)–(b) Oberansicht von PCB 1–2 inkl. Anschlussnummerierung, (c) Aluminiumplatte RWG 2, (d)–(e) Ober- und Unteransicht des vormontierten Stapels und (f) Gesamtaufbau in Messkonfiguration.

20,5 GHz und 29,2 GHz bis 30,5 GHz unter  $-10$  dB. Die gemessene Einfügedämpfung beträgt zwischen 3,9 dB und 4,8 dB im 20-GHz-Band. Dies überschreitet die simulierten Werte. Dafür können insbesondere höhere Leitungsverluste im Aluminium und unzureichende elektrische Verbindungen der einzelnen Lagen verantwortlich sein. Im 30-GHz-Band ist die Einfügedämpfung kleiner als 3,6 dB.

Auffällig sind die zwischen den Einzelkanälen erkennbaren Amplitudenabweichungen. Diese betragen bis zu 2,5 dB im Tx-Band und 1,7 dB im Rx-Band. Sie sind durch Asymmetrien im Aufbau begründet, die durch Anregung höherer Moden zu einem asynchronen Betrieb der PCB-Hohlleiterübergänge führen. Eine exakte Ausrichtung der gestapelten Teilkomponenten und geringe Fertigungstoleranzen sind für eine gleichmäßige Leistungsverteilung daher maßgeblich. Die Isolation zwischen dem Rx-Ausgang und dem Tx-Eingang ist größer als 30 dB. Das entspricht ungefähr den Messergebnissen des Einzelübergangs aus Abschnitt 4.2.

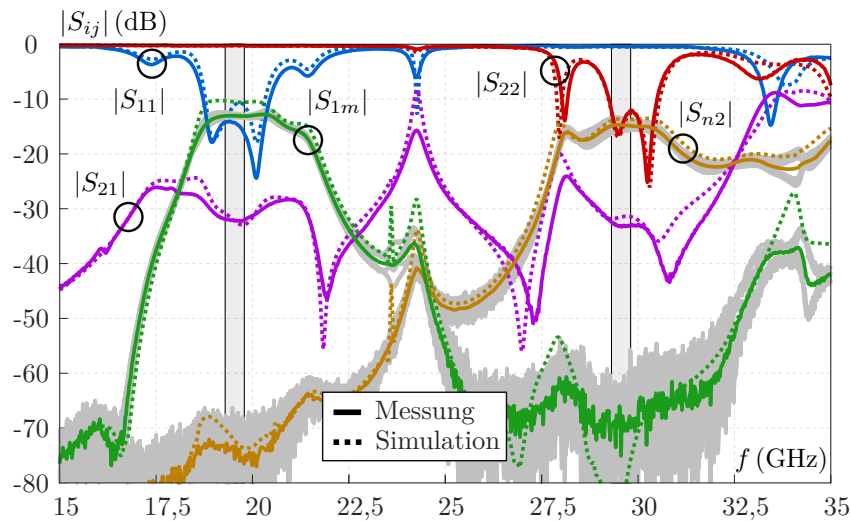


Abbildung 6.5: Simulierte und gemessene S-Parameter. Die farbigen Kurven zeigen die gemittelten S-Parameter aller einzeln gemessenen und grau dargestellten Rx-Kanäle (Indizes  $m = 3 \dots 10$ ) und Tx-Kanäle (Indizes  $n = 11 \dots 26$ ) entsprechend Abb. 6.4.

### Thermische Simulation

Sowohl die elektrische als auch die thermische Performanz ist für die Bewertung des hybrid-integrierten Aufbaus relevant. Daher wird das mittels Abstandshülsen auf eine Aluminiumrückplatte (Abb. 3.2) montierte vereinfachte Sendeempfangsmodul (Abb. 6.2 (a)) thermisch simuliert. Das Simulationsmodell vernachlässigt den vergleichsweise geringen Wärmeeintrag vom Heterodyn-Sendeempfänger. Die Abstandshülsen sind direkt mit dem Aluminium des Hohlleiter-Verteilnetzwerks verbunden, was später durch Aussparungen in der Treiber-PCB realisiert wird. Des Weiteren wird die Rückplatte als ideale Wärmesenke modelliert. Abb. 6.6 zeigt die simulierte Struktur und die zugehörigen Simulationsergebnisse.

Die maximale Temperaturdifferenz  $\Delta T_{\max}$  zwischen Strahlformer-Gehäuse und der Rückplatte beträgt etwa 12 K. Dabei erwärmen sich innenliegende Strahlformer-Chips stärker. Der Temperaturunterschied beträgt zwischen den Chip-Oberflächen und dem Aluminium des Hohlleiter-Verteilnetzwerks bis zu 5 K, innerhalb des Aluminiums bis zu 4 K und in den Abstandshülsen bis zu 3 K. Zwei Wärmeströme bestimmen die thermische Verbindung zwischen Strahlformer und Aluminium zu ähnlichen Teilen:

1. Der Wärmestrom  $\Phi_1$  durch die Lötverbindung und die PCB mit einer Kupferschichtstärke von  $35 \mu\text{m}$  zu den Aluminium-Kontaktflächen und

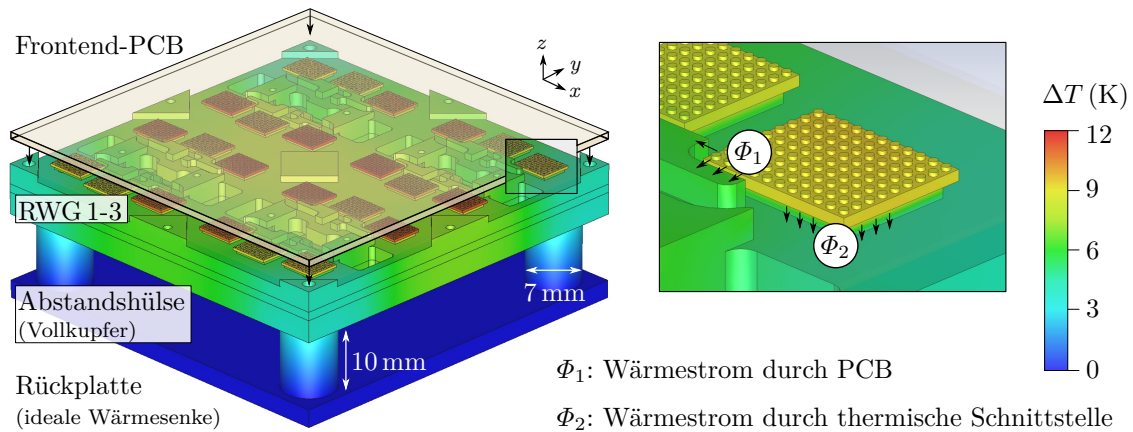


Abbildung 6.6: Thermische Simulation des Antennenmoduls. Die Tx- und Rx-Strahlformer-Chips, die als ideale 1-W- und 0,5-W-Wärmequellen modelliert sind, ersetzen die Mini-SMP-Konnektoren aus Abb. 6.4. Zur besseren Übersicht ist die Frontend-PCB teilweise ausgeblendet.

2. der Wärmestrom  $\Phi_2$  von der Chip-Rückseite durch die thermische Schnittstelle aus *Tpli 200* (*Laird Performance Materials*). Sie misst  $4 \times 3 \times 0,5 \text{ mm}^3$  in  $x$ -,  $y$ - und  $z$ -Richtung. Das Material besitzt eine thermische Leitfähigkeit von  $6 \text{ W/m}\cdot\text{K}$ .

Die maximal zulässige Strahlformer-Gehäusetemperatur beträgt nach Datenblatt  $85^\circ\text{C}$ . Diese wird nicht überschritten, solange die Rückplattentemperatur  $85^\circ\text{C} - \Delta T_{\text{max}}$  nicht übersteigt. Da die Materialübergänge zwischen den Bauteilen durch die Simulation nicht abgebildet werden, dient das simulierte  $\Delta T_{\text{max}}$  allerdings nur als Richtwert. Darüber hinaus verbessert sich im Allgemeinen die elektrische Performanz der Schaltungen für niedrigere Temperaturen, weshalb eine Überdimensionierung der Rückplattenkühlung vorteilhaft ist.

Zusammengefasst belegen die Simulationsergebnisse einen effizienten Wärmetransport zwischen Strahlformer-Chips und Rückplatte und bestätigen damit die Eignung des Aufbaukonzepts für aktive Gruppenstrahler. Die Dimensionierung der Rückplattenkühlung erfolgt für ein zukünftiges Antennensystem nach Abb. 3.1 anhand der Modulanzahl und ist kein Bestandteil dieser Arbeit.

## 6.2 Hergestelltes Sendeempfangsmodul

In diesem Abschnitt werden alle Teilsysteme zu einem vollständigen Sendeempfangsmodul mit  $8 \times 8$ -Antennenelementen zusammengesetzt. Abb. 6.7 zeigt die hergestellten Baugruppen vor der Endmontage. Die PCB für den Heterodyn-Sendeempfänger (PCB 1)

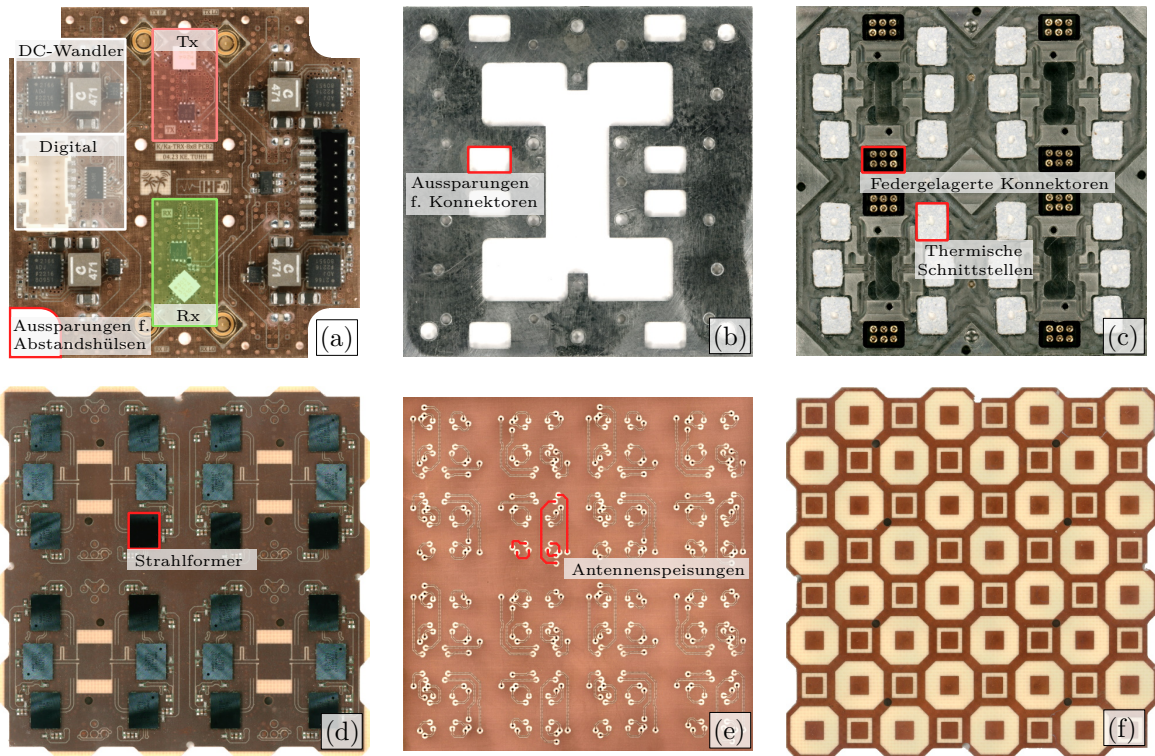


Abbildung 6.7: Hergestellte Teilkomponenten des aktiven 8x8-Sendeempfangsmoduls. (a) Oberansicht des Heterodyn-Sendeempfängers (Treiber-PCB), (b) Oberansicht von RWG 2, (c) Unteransicht von RWG 3 mit montierter Treiber-PCB und (d)–(f) Oberansicht, eingebettete Antennenspeisungen und Unteransicht des Sendeempfangs-Frontends (Frontend- und Antennen-PCB).

aus Abb. 6.7 (a) enthält, neben den RF-Schaltungen, der Digitallogik und den Steckverbindern vier DC-DC-Wandler zur Erzeugung der Strahlformer-Versorgungsspannungen. Die in Abb. 6.7 (b)–(c) gezeigten Aussparungen in den Aluplatten ermöglichen die Verbindung beider PCBs mit federgelagerten Konnektoren. Die vier 4x4-Sendeempfangs-Frontends werden nach Abb. 6.7 (d)–(f) auf einer einzigen Leiterplatte hergestellt. Um die thermischen Übergangswiderstände zwischen dem Aluminium (RWG 3) und den Strahlformer-Chip-Rückseiten zu verringern, wird auf die thermischen Schnittstellen aus Abb. 6.7 (c) zusätzlich Wärmeleitpaste aufgetragen.

Darüber hinaus verbessert die flexible elektrisch leitfähige Schnittstelle *ECATT 9703* (3M) den Übergangswiderstand zwischen RWG 3 und der in Abb. 6.7 (d) dargestellten oberen Kupferlage der Frontend-PCB. Abb. 6.7 (e) zeigt das eingebettete Antennenspeisenetzwerk zum Anschluss der Antennenelemente aus Abb. 6.7 (f) an die Strahlformer-Chips. Die Außenkontur der PCB ist an die Aperturgeometrie angepasst, um eine Modularisierung zu ermöglichen.

Die hergestellten Teilkomponenten werden nach Abb. 6.8 aufeinandergestapelt und miteinander verschraubt. Das zusammengesetzte Sendeempfangsmodul wird anschließend auf eine 5 mm starke Aluminiumplatte montiert. Die in der Antennenmesskammer aufgebaute Messanordnung ist in Abb. 6.9 dargestellt. Zur Verringerung von Reflexionen ist das Sendeempfangsmodul von Absorbermaterial umgeben.

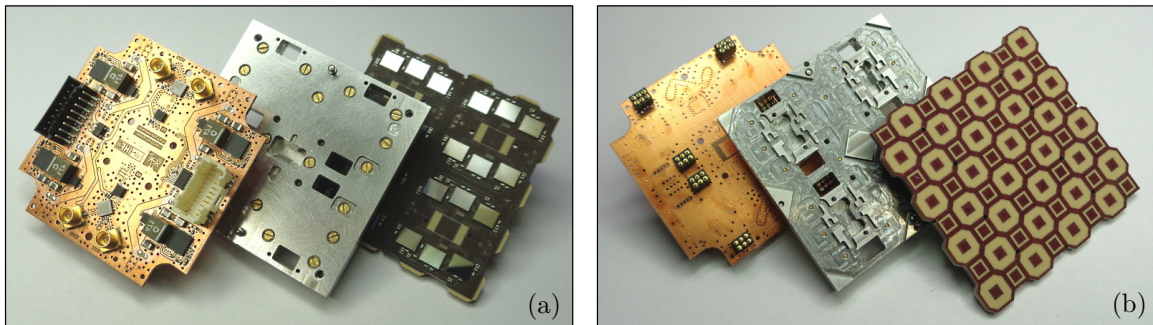


Abbildung 6.8: Vormontierte Teilkomponenten des aktiven 8x8-Sendeempfangsmoduls von (a) oben und (b) unten. Das Aluminiumteil aus (b) ist noch nicht mit den elektrischen und thermischen Schnittstellen bestückt.

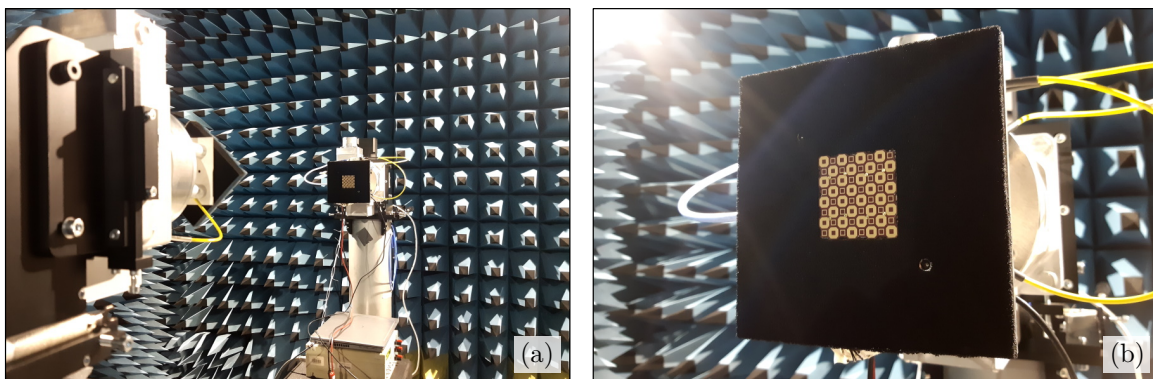


Abbildung 6.9: Messaufbau in der Antennenmesskammer. (a) Funkstrecke mit Referenzantennenturm (vorne links) und Antennenmodul (hinten rechts) und (b) Nahaufnahme mit umlaufendem Gرافitabsorber.

## 6.3 Messergebnisse

Die Charakterisierung des 8x8-Moduls erfolgt nach dem Ablauf aus Abschnitt 5.7. Aufgrund des integrierten Heterodyn-Sendeempfängers sind die Schnittstellen nun allerdings bei L-Band-Frequenzen. Die Signalleistungen von  $LO_{Tx}$  und  $LO_{Rx}$  bei 9 GHz und 14 GHz betragen für alle Messungen 0 dBm.

### 6.3.1 Tx-Betrieb

Für den Tx-Betrieb werden die einzelnen Kanalverstärkungen, die Schwenkeigenschaften und das EIRP untersucht. Darüber hinaus wird der Fehlervektorbetrag (engl. *error vector magnitude*) (EVM) von modulierten Signalen in einer Demonstrationsfunkstrecke gemessen.

#### Einzelkanäle

Abb. 6.10 zeigt die Gewinne aller 64 HP- und 64 VP-Tx-Einzelkanäle. Sie betragen bei 1,5 GHz durchschnittlich 30,5 dB und unterscheiden sich unkalibriert über den gesamten Frequenzbereich um bis zu 8,2 dB. Der durchschnittliche Gewinn steigt von niedrigen zu hohen Frequenzen um etwa 4,5 dB, während die Amplitudenstreuung weitestgehend frequenzunabhängig ist.

Im Rahmen der Amplitudenkalibrierung kann die Streuung der Kanalamplituden bei 1,5 GHz auf 1,8 dB reduziert werden. Die anschließende Phasenkalibrierung, die eine Phasenvariation über alle Kanäle von  $\pm 7^\circ$  erzielt, erhöht die Amplitudenstreuung allerdings um bis zu 3 dB. Dieses Verhalten hängt mit den Phasenschieberschaltungen der

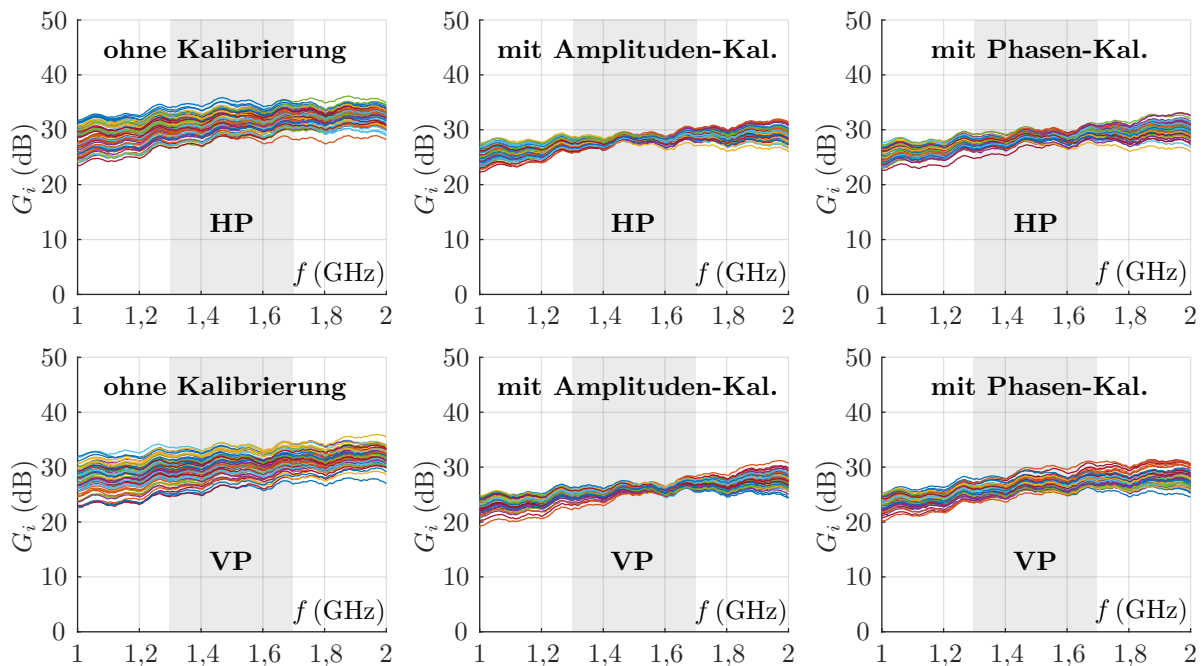


Abbildung 6.10: Tx-Gewinne in Hauptstrahlrichtung ( $\theta = 0^\circ$ ) für alle HP- und VP-Einzelkanäle. Ohne Kalibrierung (links), mit Amplitudenkalibrierung (Mitte) und mit zusätzlicher Phasenkalibrierung (rechts).

Strahlformer-Chips zusammen. Generell bestätigt die Messung die Funktionsfähigkeit aller 128 Einzelkanäle.

### Richtcharakteristik

Abb. 6.11 zeigt die Tx-Richtcharakteristiken des Antennenmoduls für verschiedene elektronisch eingestellte Schwenkwinkel. Die Messergebnisse für VP und HP unterscheiden sich nur geringfügig, weshalb hier nur der VP-Betrieb dargestellt ist. Im Allgemeinen zeigt sich ein konsistentes Abstrahlverhalten im Frequenzbereich von 29 GHz bis 30 GHz sowohl in der E- als auch in der H-Raumebene. Dabei steigt der Schwenkverlust für  $|\theta_{\text{st}}| > 40^\circ$  in der E-Ebene überproportional. Dieses Verhalten entspricht dem aus Unterabschnitt 5.7.1 und ist auf die Anregung von Oberflächenwellen zurückzuführen. Für alle anderen Schwenkwinkel  $|\theta_{\text{st}}| \leq 40^\circ$  ist der Schwenkverlust kleiner als 2,1 dB. Die Halbwertsbreite der Strahlungsleistung (engl. *half power beamwidth*) (HPBW) beträgt bei 1,5 GHz und in Hauptstrahlrichtung etwa  $12^\circ$  (H-Ebene) und  $12,5^\circ$  (E-Ebene). Das SLL liegt bei allen Messungen unter  $-12,5$  dB und sinkt damit erwartungsgemäß im Vergleich zum SLL der 4x4-Antenne (vgl. Unterabschnitt 5.7.1).

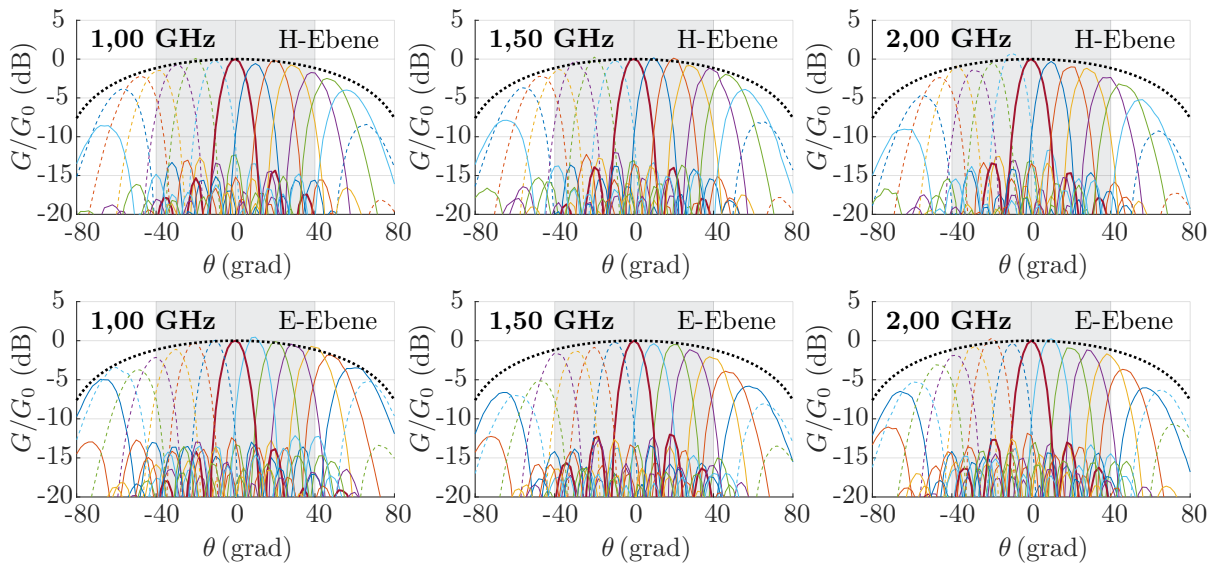


Abbildung 6.11: Tx-Abstrahlcharakteristiken (VP) in der H- und E-Ebene von 1–2 GHz (RF: 29–30 GHz) für Schwenkwinkel  $-60^\circ \leq \theta_{\text{st}} \leq 60^\circ$ . Die Messergebnisse sind auf den Gewinn in Hauptstrahlrichtung  $G_0$  bei  $\theta = 0$  und  $\theta_{\text{st}} = 0$  normiert. Als Referenz ist  $\cos(\theta)$  gepunktet dargestellt.

### Leistungsmessung und EIRP

Abb. 6.12 zeigt das mit Gl. 5.1 aus Messungen berechnete EIRP des Antennenmoduls für verschiedene Eingangsleistungen  $P_{\text{in}}$ . Die Messergebnisse für VP (a) und HP (b) unterscheiden sich nur geringfügig. Wie bereits in den Einzelkanalmessungen beobachtet, steigt der Antennengewinn bei kleinen Eingangsleistungen  $P_{\text{in}} \leq -15$  dBm zu hohen Frequenzen hin an. Für höhere Eingangsleistungen glättet sich das EIRP über der Frequenz aufgrund von Sättigungseffekten. Der 1-dB-Eingangskompressionspunkt bei 1,5 GHz liegt bei etwa  $-8$  dBm. In diesem Betriebspunkt arbeitet der Heterodyn-Sendeempfänger noch annähernd linear (vgl. Abschnitt 4.6) und eine ausreichend große Aussteuerung der Strahlformer-PAs ist somit gegeben. Bei 1,5 GHz beträgt das EIRP im 1-dB-Kompressionspunkt 20,4 dBW und in Sättigung etwa 21,8 dBW.

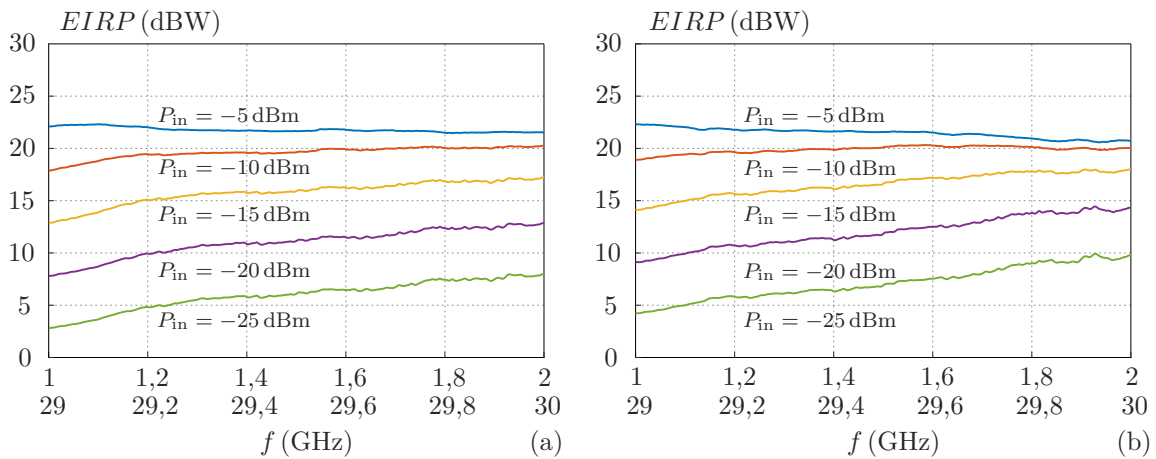


Abbildung 6.12: Gemessenes EIRP für verschiedene Eingangsleistungen  $P_{\text{in}}$  (a) für VP und (b) für HP.

### Messungen mit komplexen Wellenformen

Messungen mit Dauerstrichsignalen sind im Hinblick auf Datenübertragungen mit modulierten Signalen eingeschränkt aussagekräftig, da der EVM als Maß der Signalqualität von nichtlinearen Signalverzerrungen abhängt. Der EVM definiert sich nach [112] als das Verhältnis des quadratischen Mittelwerts aller Fehlervektoren, gemittelt über die gesamte Symbolmenge und normiert auf den quadratischen Mittelwert der Konstellationspunktamplituden.

Die gemessenen Konstellationsdiagramme und EVMs einer Demonstrationsfunkstrecke sind in Abb. 6.13 (a) und (b) dargestellt. Für  $P_{\text{in}} = -15$  dBm ist der EVM mit

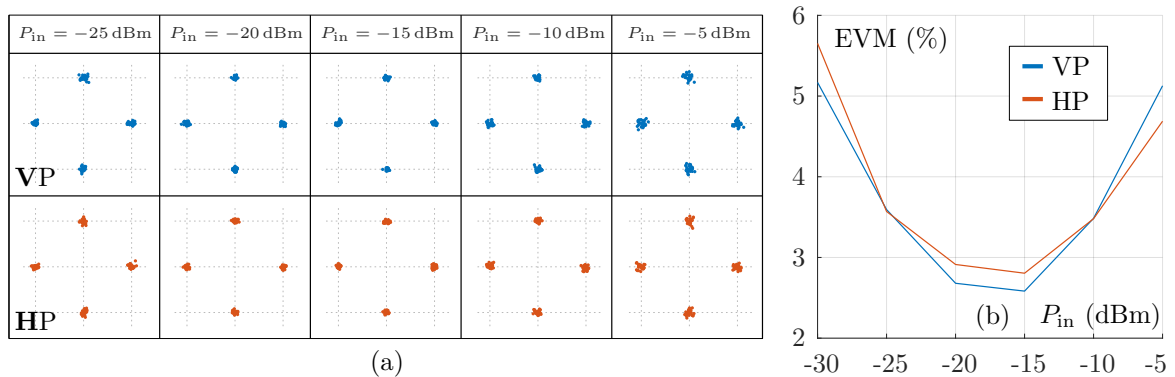


Abbildung 6.13: (a) Konstellationsdiagramme und (b) zugehörige EVMs für VP und HP. Die Datenübertragung wurde in einer Demonstrationsfunkstrecke mit dem Satellitenmodem *Paradise Datacom PD25 (Teledyne)* über eine Distanz von 1 m, einer Datenrate von 10 Mbit/s und einer Quadratur-Phasenumtastung (engl. *quadrature phase shift keying*) (QPSK) mit Raised-Cosine-Filter durchgeführt. Der Abroll-Faktor beträgt  $\alpha = 0,35$ .

2,7% (VP) und 2,85% (HP) minimal. Bei kleineren Eingangsleistungen begrenzt die Sensitivität des Empfängers die Übertragungsperformanz. Der EVM-Anstieg bei hohen Eingangsleistungen ist hingegen auf Nichtlinearitäten zurückzuführen. Im 1-dB-Kompressionspunkt (-8 dBm) beträgt der EVM etwa 4%.

Die Ergebnisse belegen die Funktionsfähigkeit der Sendeantenne für die Übertragung modulierter Daten bei Ausgangsleistungen nahe der Sättigung.

### 6.3.2 Rx-Betrieb

Für den Rx-Betrieb werden die einzelnen Kanalverstärkungen, die Schwenkeigenschaften und das G/T untersucht. Letzteres wird, ähnlich wie in Unterabschnitt 5.7.2, zuerst nur für den Rx-Betrieb und dann für den simultanen Tx/Rx-Betrieb ermittelt.

#### Einzelkanäle

Abb. 6.10 zeigt die Gewinne der 32 HP- und 32 VP-Rx-Einzelkanäle. In einem 500-MHz-Band um 1,5 GHz liegt die unkalibrierte Verstärkung der HP-Einzelkanäle – unter Vernachlässigung von zwei Kanälen, die einen Gewinn von etwa 21 dB aufweisen – zwischen 25 dB und 33 dB. Der unkalibrierte und gemittelte Einzelkanalgewinn beträgt bei 1,5 GHz etwa 29 dB und steigt mit höheren Frequenzen an.

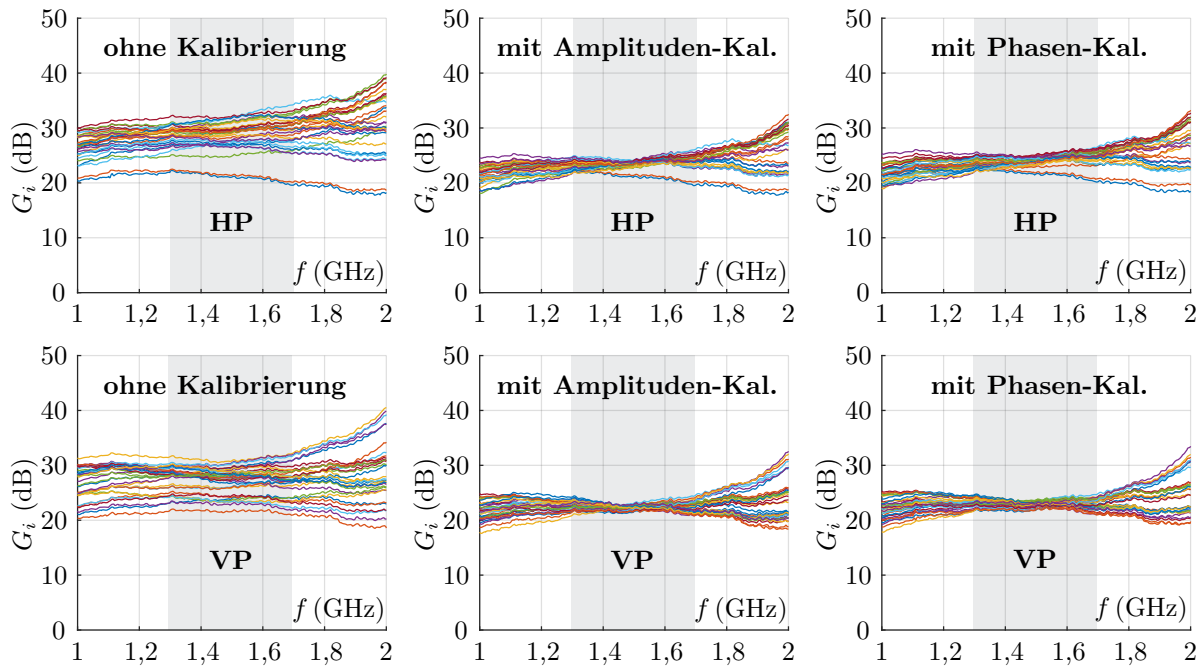


Abbildung 6.14: Rx-Gewinne in Hauptstrahlrichtung ( $\theta = 0^\circ$ ) für alle HP- und VP-Einzelkanäle. Ohne Kalibrierung (links), mit Amplitudenkalibrierung (Mitte) und mit zusätzlicher Phasenkalibrierung (rechts).

Die unkalibrierten VP-Einzelkanäle zeigen ein ähnliches Verhalten. Allerdings ist bei 1,5 GHz der gemittelte Gewinn mit etwa 28 dB geringer und die Amplitudenstreuung mit etwa 10 dB höher. Die Kanäle mit niedrigeren Gewinnen deuten auf verlustbehaftete Strahlformer-Antennen-Verbindungen durch hohe Übergangswiderstände der ACA-Verklebungen hin (vgl. Abschnitt 5.4).

Wie in Abb. 6.14 (b) und (d) gezeigt, lässt sich durch eine Amplitudenkalibrierung die Amplitudenstreuung bei 1,5 GHz auf 3,1 dB (HP) und 1,6 dB (VP) reduzieren. Die nachfolgende Phasenkalibrierung, die ähnlich wie beim Tx-Betrieb eine Phasengenauigkeit von  $\pm 7^\circ$  erzielt, erhöht die Amplitudenstreuung über der Frequenz um maximal 1 dB.

### Richtcharakteristik

Abb. 6.15 zeigt die Rx-Richtcharakteristiken des Antennenmoduls für verschiedene  $\theta_{st}$ . Nur der VP-Betrieb ist dargestellt. Im Allgemeinen zeigt sich ein konsistentes Abstrahlverhalten im gesamten Frequenzbereich sowohl in der H- als auch in der E-Raumebene. Der Schwenkverlust für  $|\theta_{st}| \leq 40^\circ$  beträgt maximal 2 dB (H-Ebene) und

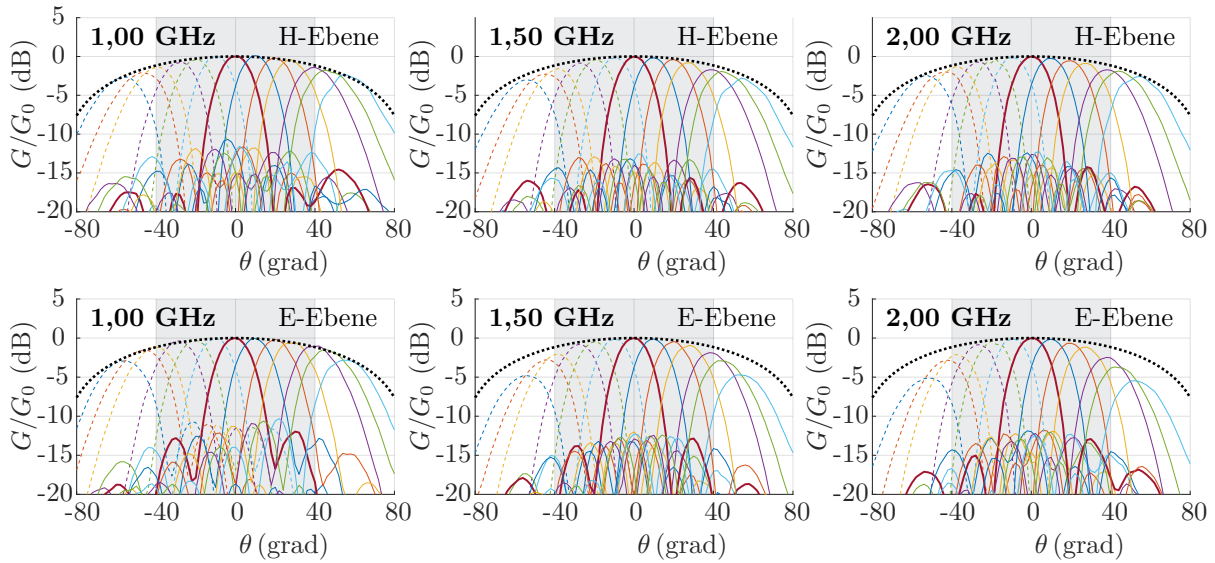


Abbildung 6.15: Rx-Abstrahlcharakteristiken (VP) in der H- und E-Ebene von 1–2 GHz (RF: 19–20 GHz) für Schwenkwinkel  $-60^\circ \leq \theta_{st} \leq 60^\circ$ . Die Messergebnisse sind auf den Gewinn in Hauptstrahlrichtung  $G_0$  bei  $\theta = 0$  und  $\theta_{st} = 0$  normiert. Als Referenz ist  $\cos(\theta)$  gepunktet dargestellt.

2,6 dB (E-Ebene). Die HPBW beträgt bei 1,5 GHz und in Hauptstrahlrichtung für beide Ebenen etwa  $18^\circ$ . Das SLL liegt für Frequenzen über 1,5 GHz unter  $-12$  dB.

### Rauschmessung und G/T

Aufgrund der Frequenzumsetzung im Heterodyn-Sendeempfänger kann das in Unterabschnitt 5.7.2 verwendeten Verfahren [110] zur G/T-Bestimmung nicht eingesetzt werden. Ebenso ist eine Messung mittels der Y-Faktor-Methode [96] für Gruppenstrahlerantennen nicht möglich, da eine Rauschquelle mit sehr hoher Rauschleistungsdichte erforderlich wäre. Die Messung erfolgt daher auf Basis des in [109] beschriebenen Verfahrens. Dabei wird das Verhältnis von Trägersignalleistung zu Rauschleistung  $C/N$  einer Referenzübertragungsstrecke direkt mit einem Spektrumanalysator gemessen. Die Übertragungsbilanz liefert

$$\left. \frac{C}{N} \right|_{\text{dB}} = \left. EIRP \right|_{\text{dBW}} - \left. FSL \right|_{\text{dB}} + \left. G \right|_{\text{dBi}} - 10 \log_{10} \left( \frac{kTB}{W} \right), \quad (6.1)$$

wobei  $k$  die Boltzmannkonstante,  $T$  die Rauschtemperatur des Empfängers und  $B$  die Bandbreite sind. Durch Umformung ergibt sich mit der Rauschleistungsdichte

$N_0 = N/B$  die Empfängersensitivität zu

$$\frac{G}{T} \Big|_{\text{dBi/K}} = \frac{C}{N_0} \Big|_{\text{dB/Hz}} - EIRP \Big|_{\text{dBW}} + FSL \Big|_{\text{dB}} + k \Big|_{\text{dBWs/K}}. \quad (6.2)$$

Um eine hohe Messgenauigkeit zu erzielen, muss sowohl die Rauschleistungsdichte des Spektrumanalysators (hier:  $-158 \text{ dBm/Hz}$ ) als auch die um FSL reduzierte Rauschleistungsdichte der Sendeantenne (hier:  $-175 \text{ dBm/Hz}$ ) deutlich geringer sein als die Rauschleistungsdichte der zu untersuchenden Empfangsantenne. Letztere lässt sich mit Gl. 5.5 zu

$$N_0 = kT = k \left( 290 \cdot (10^{(F/10)} - 1) + T_{\text{ant}} \right) \quad (6.3)$$

abschätzen. Unter der Annahme von  $F = 4,5 \text{ dB}$  (vgl. Unterabschnitt 5.7.2) und  $T_{\text{ant}} = 290 \text{ K}$  ergibt sich  $N_0 \approx -139 \text{ dBm/Hz}$ . Der resultierende Rauschleistungsabstand von etwa  $-19 \text{ dBm/Hz}$  führt nach [113] zu einem Fehler von weniger als  $0,1 \text{ dB}$ .

Das für die Berechnung nach Gl. 6.2 erforderliche EIRP der Sendeantenne wird im Vorfeld der Messung bestimmt. Dafür wird eine Leistungsmessung in der Anschlussebene einer bekannten Referenzantenne durchgeführt. Der FSL wird rechnerisch ermittelt. Beide Größen erhöhen die absolute Messgenauigkeit.

Abb. 6.16 zeigt das nach dem beschriebenen Verfahren ermittelte  $G/T$  des 8x8-Antennenmoduls. Für den reinen Empfangsbetrieb ergibt sich ein  $G/T_{\text{tx,aus}}$  von  $-10,2 \text{ dB/K}$  für VP (a) und  $-10,4 \text{ dB}$  für HP (b) in der Bandmitte. Insbesondere durch die geringe Reflexionsbandbreite der Rx-Antennenelemente sinkt  $G/T_{\text{tx,aus}}$  für hohe und niedrige Frequenzen um bis zu  $2,2 \text{ dB/K}$ . Das  $G/T$  bei eingeschalteten Tx-Schaltungen ( $G/T_{\text{tx,ein}}$ ) ist über dem gesamten Frequenzbereich zwischen  $1,3 \text{ dB/K}$  und  $2 \text{ dB/K}$  niedriger als bei ausgeschalteten Tx-Schaltungen ( $G/T_{\text{tx,aus}}$ ).

Diese Messergebnisse stimmen mit den Beobachtungen aus Unterabschnitt 5.7.2 überein. Der gemessene  $G/T$ -Unterschied zwischen 4x4- und 8x8-Antenne beträgt etwa  $6 \text{ dB}$  und entspricht damit dem Anstieg des Gruppenfaktors.

Im Folgenden wird der Einfluss verschiedener Tx-Kanalgruppen auf das  $G/T$  des VP- und des HP-Empfängers untersucht. Die Ergebnisse sind in Abb. 6.17 dargestellt. Bei Aktivierung der zum Rx-Betrieb kreuzpolarisierten Einzel- und Dual-Band-Tx-Kanäle verschlechtert sich das  $G/T$  um maximal  $0,5 \text{ dB/K}$ . Eine deutlichere Veränderung wird bei Aktivierung der kopolarisierten Tx-Kanäle festgestellt: hier sinkt das  $G/T$  um bis zu  $1,6 \text{ dB/K}$ . Auffällig sind insbesondere die Dual-Band-Tx-Kanäle, die bei alleiniger Akti-

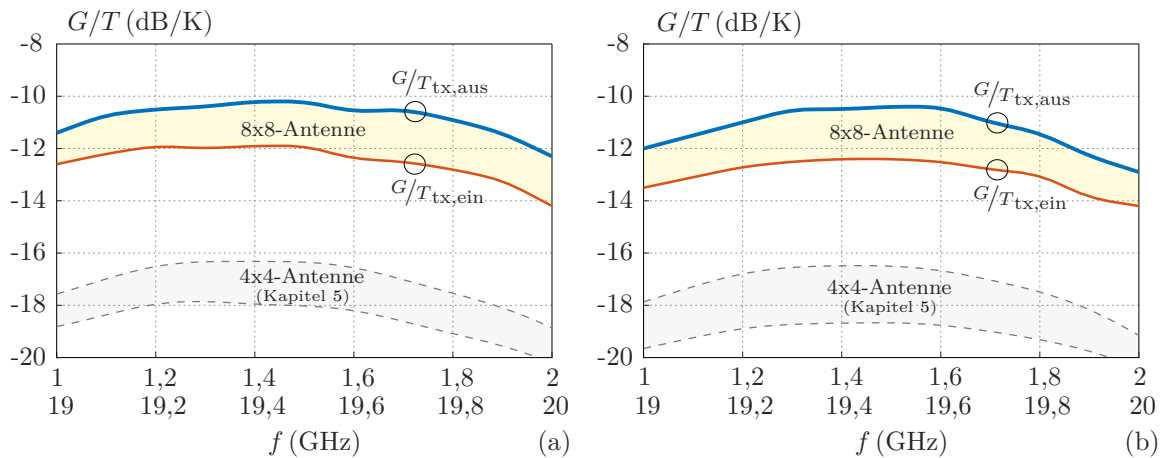


Abbildung 6.16: Gemessenes  $G/T$  im reinen Empfangsbetrieb ( $G/T_{tx,aus}$ ) und im Vollduplex-Betrieb ( $G/T_{tx,ein}$ ) (a) für VP und (b) für HP.

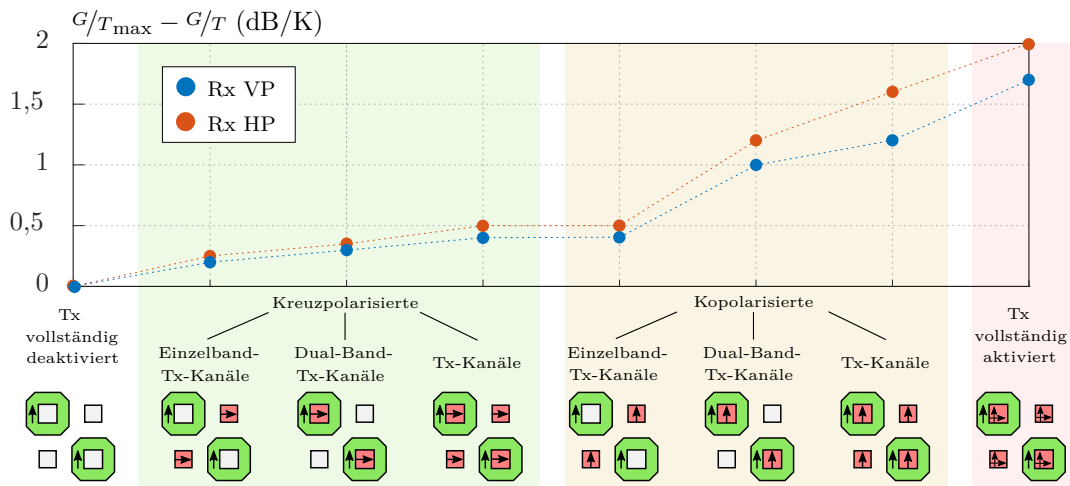


Abbildung 6.17: Gemessene  $G/T$ -Reduktion bei 19,5 GHz und simultanem Betrieb verschiedener Tx-Elementgruppen.

Die Messungen zeigen, dass der Betrieb von Tx-Elementgruppen die  $G/T$  des Empfängers um bis zu 1,2 dB/K verringern kann. Im dual-polarisierten Tx-Betrieb mit allen Kanälen eingeschaltet nimmt das  $G/T$  um bis zu 2 dB/K ab.

Im Allgemeinen bestätigen die Messungen die Funktionsfähigkeit des Sendeempfangsmoduls für den Vollduplex-Betrieb. Die Messergebnisse belegen allerdings auch einen Zusammenhang der Tx/Rx-Elementverkopplung und der Empfängersensitivität, die zwischen den in Abb. 6.17 untersuchten Elementgruppen nach [58] stark variiert. Dieser Effekt kann durch die Einführung zusätzlicher Filterstrukturen zur Entkopplung der Tx- und Rx-Einzelkanäle, ähnlich wie in [25], verringert werden. Eine detaillierte Analyse der Tx-Rauscheinträge sollte Gegenstand zukünftiger Arbeiten sein.

### 6.3.3 Thermische Messung

Die Leistungsaufnahme des Sendeempfangsmoduls und die daraus resultierende Wärmeabgabe variieren je nach Betriebsmodus. Das wird in den Wärmebildern aus Abb. 6.18 deutlich. Im zugrundeliegenden Versuchsaufbau wird die Rückplatte mit einem Lüfter (Luftdurchsatz ca.  $50 \text{ m}^3/\text{h}$ ) gekühlt. Der Abstand zwischen den beiden beträgt 5 cm.

Im einzel- (a) und dual-polarisierten Rx-Betrieb (b) erwärmt sich die Platinenoberfläche auf bis zu  $30^\circ\text{C}$  bei einer Leistungsaufnahme von 5 W. Für den reinen Tx-Betrieb (Abb. 6.18 (c) und (d)) steigt die Leistungsaufnahme bei geringen RF-Aussteuerungen auf 8 W (VP) und 14 W (VP+HP). Die Oberflächentemperatur beträgt dann bis zu  $42^\circ\text{C}$ . Im dual-polarisierten Vollduplex-Betrieb beträgt die Leistungsaufnahme 19 W. Wie Abb. 6.18 (e) zeigt, erreicht die Temperatur einen Höchstwert von  $48^\circ\text{C}$ . Die gemessenen Leistungsaufnahmen stimmen mit den zugehörigen Chip-Datenblättern gut überein.

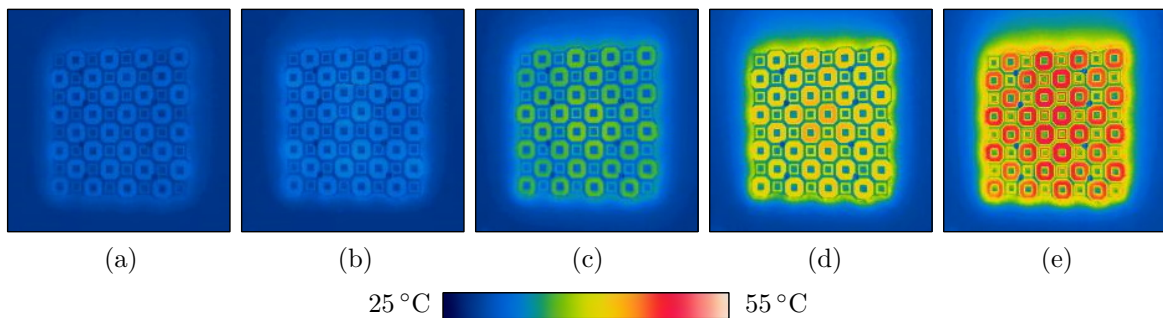


Abbildung 6.18: Wärmebildaufnahmen der Modulvorderseite bei einer Umgebungstemperatur von  $25^\circ\text{C}$  in verschiedenen Betriebsmodi: (a) Rx VP, (b) Rx VP+HP, (c) Tx VP, (d) Tx VP+HP und (e) Tx+Rx VP+HP.

## 6.4 Vergleich und Bewertung

In Tab. 6.1 werden die gemessenen Eigenschaften des Sendeempfangsmoduls mit denen anderer K-/Ka-Band-Gruppenstrahler verglichen. Der wesentlichste Unterschied des vorgestellten Systems liegt in seiner Fähigkeit, im Vollduplex betrieben zu werden. In einem auf die Elementanzahl normierten Vergleich ähneln die dabei erzielten EIRP- und G/T-Werte denen von reinen Sendesystemen [10, 12] und reinen Empfangssystemen [11, 13]. Im Vollduplex-Betrieb verringert sich allerdings das G/T.

Die Schwenkverluste für Schwenkwinkel  $|\theta_{\text{st}}| \leq 40^\circ$  sind vergleichbar mit denen der Referenzsysteme. Für größere  $\theta_{\text{st}}$  verschlechtern sich die Strahlungsdiagramme aufgrund der Einzelementcharakteristik, der auftretenden Gitterkeulen und der Anregung von Oberflächenwellen allerdings deutlich. Dieser Effekt kann insbesondere durch eine Verringerung des vergleichsweise großen Abstands zwischen den Tx- und Rx-Elementen oder durch Techniken zur Unterdrückung von Oberflächenwellen, wie z. B. elektromagnetische Bandlückenstrukturen [114], reduziert werden.

Die Messergebnisse aus Abschnitt 6.3 belegen die Funktionsfähigkeit des Sendeempfangsmoduls für Bandbreiten von bis zu 1 GHz. Obwohl die Anforderungen aus Abschnitt 3.2 damit übertroffen werden, erzielen die Antennen aus [10–13] höhere Bandbreiten. Das liegt u. a. an den passiven Dual-Band-Patch-Antennen. Deren Bandbreite kann durch das Zufügen von parasitär gekoppelten Patches oder durch höhere Substratstärken verbessert werden. Außerdem sollte die Phasen- und Amplitudenkalibrierung zukünftig in mehreren Frequenzpunkten erfolgen.

Tabelle 6.1: Vergleich mit aktiven K-/Ka-Band-Gruppenstrahlern, die dem Stand der Technik entsprechen.

Referenz	[10]	[12]	[11]	[13]	<b>Diese Arbeit</b>
Modularisierbarkeit	Bedingt	Ja	Bedingt	Ja	<b>Ja</b>
Tx-Frequenz (GHz)	27–31	27–31	—	—	<b>29–30</b>
Rx-Frequenz (GHz)	—	—	17,7–20,2	17,7–20,2	<b>19–20</b>
Polarisation	Dual-Lin.	Dual-Lin.	Dual-Lin.	Dual-Lin.	<b>Dual-Lin.</b>
Elementabstand <sup>a</sup> (mm)	4,67 / —	5 / —	— / 6,98	— / 7,5	<b>5,5/7,78</b>
Schwenkverlust <sup>a,b</sup> bei $\theta_{\text{st}} = 40^\circ$ (dB)	$< 2^c$ / —	$< 2^c$ / —	— / $< 2^c$	— / $< 2,5^c$	<b><math>&lt; 2,6</math>/<math>&lt; 2,1</math></b>
Einzelpol. G/T <sup>b,d</sup> normiert auf 32 Rx-Elemente (dB/K)	—	—	−9,3 <sup>e</sup>	−10,1 <sup>e</sup>	<b>−10,4<sup>f</sup>/−12,4<sup>g</sup></b>
Einzelpol. EIRP <sup>b</sup> normiert auf 64 Tx-Elemente Sättigung/P1dB (dBW)	22,4 <sup>e</sup> / 20,9 <sup>e</sup>	— / 20 <sup>e,h</sup>	—	—	<b>21,8/20,4</b>

<sup>a</sup> für Tx/Rx-Apertur. <sup>b</sup> bei der jeweiligen Mittenfrequenz für die E- und H-Ebene. <sup>c</sup> geschätzt aus Diagramm. <sup>d</sup> bei einer Umgebungstemperatur von 290 K. <sup>e</sup> berechnet aus einer größeren Antenne. <sup>f</sup> im reinen Rx-Betrieb. <sup>g</sup> im Vollduplexbetrieb. <sup>h</sup> berechnet aus dem dual-polarisierten Betrieb.

# Zusammenfassung 7

---

In dieser Arbeit wird ein aktiver phasengesteuerter K-/Ka-Band-Gruppenstrahler für den simultanen Sende- und Empfangsbetrieb mit einer kombinierten Antennenapertur entworfen, hergestellt und charakterisiert. Das modulare System ist polarisationsagil und für mobile SatCom-Anwendungen bestimmt. Es besteht aus einem quasi-planaren Verbund von PCB- und Hohlleiter-Komponenten. Dieser hybride Integrationsansatz trägt dazu bei, die aus der Gruppenstrahlerphysik resultierenden Raumvorgaben sowie elektrische und thermische Systemanforderungen zu erfüllen.

Grundlage für den Entwurf des Sendeempfangsmoduls bildet eine passive Antennenapertur mit schachbrettartig angeordneten Einzelband-Tx- und Dualband-Tx/Rx-Elementen. Der Fokus dieser Arbeit liegt auf der Ansteuerung derselben mit aktiven RF-Schaltungen. Zwei Teilsysteme werden separat betrachtet: der frequenzumsetzende Heterodyn-Sendeempfänger und das Sendeempfangs-Frontend, das die passive Antennenapertur betreibt. Für die Einstellung der Einzelkanalphasen und -amplituden werden kommerziell verfügbare Strahlformer-Chips verwendet.

Der Entwurfsprozess erfolgt schrittweise: Zunächst werden die für die Schaltungsintegration erforderlichen passiven RF-Komponenten wie Übergangsstrukturen, Leistungsteiler, Frequenzweichen und Filter separat entworfen, charakterisiert und bewertet. Die Verschaltung und Charakterisierung der aktiven Teilsysteme erfolgt im nächsten Schritt. Abschließend wird ein vollständiges Sendeempfangsmodul mit 8x8 Einzelstrahlern in der Antennenmesskammer charakterisiert. Im Tx-Betrieb erzielt das Antennensystem ein EIRP von 20,4 dBW pro Polarisation im 1-dB-Kompressionspunkt, wobei eine elektronische Steuerung der Hauptkeule für Elevationswinkel bis 40° mit Verlusten von weniger als 2,6 dB möglich ist. Im Rx-Betrieb wird ein G/T von bis zu -10,4 dB/K pro Polarisation erzielt, wobei der Schwenkverlust für Elevationswinkel bis 40° maximal

2,1 dB beträgt. Die Tx- und Rx-Bandbreiten betragen jeweils 1 GHz und übertreffen die gesetzten Anforderungen von 500 MHz.

Die gemessenen Kennzahlen bestätigen die Funktion des Tx/Rx-kombinierten Antennenmoduls. Sie sind vergleichbar mit den Werten, die in der Literatur für Systeme mit getrennten Tx- und Rx-Aperturen erzielt werden. Die Verluste für Schwenkwinkel über  $40^\circ$  sind allerdings höher und die erzielten Bandbreiten niedriger. Beide Faktoren sind insbesondere auf die Reflexionseigenschaften der Einzelstrahler und deren Anordnung zueinander zurückzuführen, wobei die Anregung von Oberflächenwellen sowie auftretende Gitterkeulen eine Rolle spielen. Diese Effekte können in zukünftigen Entwürfen u. a. durch eine Reduktion des Elementabstands verringert werden.

Darüber hinaus verursacht der gleichzeitige Tx- und Rx-Betrieb eine Reduktion des G/T. Das lässt sich in erster Linie auf die Verkopplung von Tx- und Rx-Kanälen zurückführen. Eine Vergrößerung der Antennenapertur kann den Effekt kompensieren. Das erhöht jedoch den Platzbedarf und mindert den Vorteil des Tx/Rx-kombinierten Integrationsansatzes. Um dem entgegenzuwirken, sollten zukünftige Arbeiten Maßnahmen zur Reduktion der Kanalverkopplung untersuchen. Außerdem sollte ein skaliertes System mit mehreren Sendeempfangsmodulen aufgebaut werden, um Datenübertragungen mit einem realen Satelliten zu demonstrieren.

Abschließend muss der kommerzielle Nutzen von kombinierten Tx/Rx-SatCom-Gruppenstrahlern für spezifische Anwendungsszenarien, z. B. für den Einsatz an Bord von Flugzeugen, bewertet werden. Diese Arbeit liefert dafür eine vielversprechende Grundlage.

## Literaturverzeichnis

---

- [1] C. Ravishankar, R. Gopal, N. BenAmmar, G. Zakaria und X. Huang, „Next-Generation Global Satellite System with Mega-Constellations,“ *Int. J. Satellite Comm. Networking*, Jg. 39, Nr. 1, S. 6–28, 2021.
- [2] 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. IEEE Int. Conf. Commun. Workshops (ICC Workshops)*, 2021.
- [3] A. Sattarzadeh, Y. Liu, A. Mohamed, R. Song, P. Xiao, Z. Song, H. Zhang, R. Tafazolli und C. Niu, „Satellite-Based Non-Terrestrial Networks in 5G: Insights and Challenges,“ *IEEE Access*, Jg. 10, 2022.
- [4] H. Xie, Y. Zhan, G. Zeng und X. Pan, „LEO Mega-Constellations for 6G Global Coverage: Challenges and Opportunities,“ *IEEE Access*, Jg. 9, 2021.
- [5] O. Kodheli, E. Lagunas, N. Maturo, S. K. Sharma, B. Shankar, J. F. M. Montoya, J. C. M. Duncan, D. Spano, S. Chatzinotas, S. Kisseleff, J. Querol, L. Lei, T. X. Vu und G. Goussetis, „Satellite Communications in the New Space Era: A Survey and Future Challenges,“ *IEEE Commun. Surveys Tuts.*, Jg. 23, Nr. 1, S. 70–109, 2021.
- [6] 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 J. Microw.*, Jg. 2, Nr. 4, S. 545–581, 2022.
- [7] A. Stark, A. Dreher, H. Fischer, A. Geise, R. Gieron, M. V. T. Heckler, S. Holzwarth, C. Hunscher, A. F. Jacob, K. Kuhlmann, O. Litschke, D. Lohmann, W. Simon, F. Wotzel und D. Zahn, „SANTANA: Advanced Electronically Stee-

- nable Antennas at Ka-Band,” in *Proc. 5th Eur. Conf. Antennas Propag. (EuCAP)*, 2011, S. 471–478.
- [8] A. H. Aljuhani, T. Kanar, S. Zehir und G. M. Rebeiz, „A 256-Element Ku-Band Polarization Agile SATCOM Transmit Phased Array With Wide-Scan Angles, Low Cross Polarization, Deep Nulls, and 36.5-dBW EIRP per Polarization,” *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Jg. 69, Nr. 5, S. 2594–2608, 2021.
- [9] A. H. Aljuhani, T. Kanar, S. Zehir und G. M. Rebeiz, „A 256-Element Ku-Band Polarization Agile SATCOM Receive Phased Array With Wide-Angle Scanning and High Polarization Purity,” *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Jg. 69, Nr. 5, S. 2609–2628, 2021.
- [10] 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 Trans. Microw. Theory Techn.*, Jg. 70, Nr. 3, S. 1757–1768, 2022.
- [11] 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 Trans. Microw. Theory Techn.*, Jg. 70, Nr. 3, S. 1769–1778, 2022.
- [12] A. Raeesi, N. Ghafarian, W. M. Abdel-Wahab, A. Palizban, A. Ehsandar, E. Alian, M.-R. Nezhad-Ahmadi und S. Safavi-Naeini, „A Ka-Band Transmit Phased-Array Antenna-in-Package for SATCOM-on-the-Move User Terminals,” in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, 2022, S. 929–932.
- [13] 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 *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, 2019, S. 1076–1079.
- [14] T. Takahashi, N. Noguchi, K. Yamamoto, H. Suzuki, Y. Harada, H. Joba, T. Okura und H. Tsuji, „PCB-Based TRX AESA for Ka-band In-Flight Connectivity,” in *IEEE Int. Symp. Phased Array Syst. Technol. (PAST)*, 2022.

- 
- [15] 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, 2020.
- [16] K.-X. Li, Z.-J. Guo und Z.-C. Hao, „A Multipolarized Planar Phased Array for LEO SATCOM Applications,“ *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, Jg. 21, Nr. 11, S. 2273–2277, 2022.
- [17] S. Jin, D. Liu, C. Mei, Y. Yang, B. Wu und Z. Cui, „A Scalable K-Band 256-Element Receive Dual-Circularly-Polarized Planar Phased Array for SATCOM Application,“ in *Proc. Int. Symp. Comput. Commun.*
- [18] T. Jaschke, B. Rohrdantz, H. K. Mitto und A. F. Jacob, „Rx/Tx Integration Concepts for Ground Segment SatCom Antenna Arrays,“ in *Proc. German Microw. Conf. (GeMiC)*, 2016, S. 27–30.
- [19] T. Jaschke und A. F. Jacob, „A Dual-Polarized SIW Lens Antenna Array for Rx-/Tx-Integration at K/Ka-Band,“ *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Jg. 71, Nr. 3, S. 2443–2453, 2023.
- [20] 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 Trans. Antennas Propag.*, Jg. 71, Nr. 1, S. 672–680, 2023.
- [21] X. Chang, H. B. Wang, T. J. Li, S. C. Jin, D. G. Liu und Y. J. Cheng, „Shared-Aperture Phased Array Antenna With Codesigned Near-Field Coupled Circular Polarizer Loaded for K/Ka-Band Wide-Angle Satellite Communication,“ *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Jg. 70, Nr. 9, S. 7478–7490, 2022.
- [22] 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 Trans. Antennas Propag.*, Jg. 64, Nr. 6, S. 2270–2282, 2016.
- [23] Z.-J. Guo, Z.-C. Hao, H.-Y. Yin, D.-M. Sun und G. Q. Luo, „A Planar Shared-Aperture Array Antenna With a High Isolation for Millimeter-Wave Low Earth Orbit Satellite Communication System,“ *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Jg. 69, Nr. 11, S. 7582–7592, 2021.

- [24] J. F. Zhang, T. J. Li und Y. J. Cheng, „K-/Ka-Band Circular-polarized Shared-Aperture Phased Array Antenna for Satellite Communication,“ in *Proc. IEEE Conf. Antenna Meas. Appl.*, Y. Zhang und Y. Xiao, Hrsg., 2022.
- [25] J. F. Zhang und Y. J. Cheng, „K-/Ka-Band Planar Shared-Aperture Beam-Scanning Array Antenna for Simultaneous Transmitting and Receiving Low Earth Orbit Satellite Communication Terminal,“ *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Jg. 71, Nr. 8, S. 6617–6627, 2023.
- [26] 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,“ *Int. J. Microw. Wirel. Technol.*, Jg. 8, Nr. 6, S. 963–972, 2016.
- [27] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*. Wiley, Hoboken, New Jersey, 2016.
- [28] R. Baggen und S. Holzwarth, „Satcom-on-the-Move: Digital Beam Forming Versus Phased Array,“ in *Proc. 5th Eur. Conf. Antennas Propag. (EuCAP)*, 2011, S. 2610–2614.
- [29] H. Steyskal, „Digital Beamforming,“ in *Proc. 18th Eur. Microw. Conf. (EuMC)*, 1988, S. 49–57.
- [30] D. Sikri und R. Jayasuriya, „Multi-Beam Phased Array with Full Digital Beamforming for SATCOM and 5G,“ *Microw. J.*, 2019.
- [31] R. Lu, C. Weston, D. Weyer, F. Buhler, D. Lambalot und M. P. Flynn, „A 16-Element Fully Integrated 28-GHz Digital RX Beamforming Receiver,“ *IEEE J. Solid-State Circuits*, Jg. 56, Nr. 5, S. 1374–1386, 2021.
- [32] D. Dosluoglu, K. -D. Chu, D. Pena-Colaiocco, I. Zhao, V. Sathe und J. C. Rudell, „A Reconfigurable Digital Beamforming V-Band Phased-Array Receiver,“ in *Proc. 48th Eur. Solid State Circuits Conf. (ESSCIRC)*, 2022, S. 493–496.
- [33] B. Yang, Z. Yu, J. Lan, R. Zhang, J. Zhou und W. Hong, „Digital Beamforming-Based Massive MIMO Transceiver for 5G Millimeter-Wave Communications,“ *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Jg. 66, Nr. 7, S. 3403–3418, 2018.
- [34] R. P. Coats, „An Octave-Band Switched-Line Microstrip 3-b Diode Phase Shifter,“ *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Jg. 21, Nr. 7, S. 444–449, 1973.

- 
- [35] F. L. Opp und W. F. Hoffman, „Design of Digital Loaded-Line Phase-Shift Networks for Microwave Thin-Film Applications,“ *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Jg. 16, Nr. 7, S. 462–468, 1968.
- [36] J. J. Green und F. Sandy, „Microwave Characterization of Partially Magnetized Ferrites,“ *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Jg. 22, Nr. 6, S. 641–645, 1974.
- [37] F. A. Ghaffar und A. Shamim, „A Partially Magnetized Ferrite LTCC-Based SIW Phase Shifter for Phased Array Applications,“ *IEEE Trans. Magn.*, Jg. 51, Nr. 6, 2015.
- [38] A. Nafe, F. A. Ghaffar, M. F. Farooqui und A. Shamim, „A Ferrite LTCC-Based Monolithic SIW Phased Antenna Array,“ *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Jg. 65, Nr. 1, S. 196–205, 2017.
- [39] K. Topalli, M. Unlu, O. A. Civi, S. Demir, S. Koc und T. Akin, „A Monolithic Phased Array using 3-Bit DMTL RF MEMS Phase Shifters,“ in *IEEE Antennas Propag. Symp. Dig.*, 2006, S. 517–520.
- [40] A. Raeesi, W. M. Abdel-Wahab, A. Palizban, S. Gigoyan und S. Safavi-Naeini, „A Bidirectional MEMS-Like Passive Beamformer for Emerging Millimeter-Wave Applications,“ *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Jg. 70, Nr. 7, S. 3741–3752, 2022.
- [41] A. Raeesi, A. Palizban, A. Ehsandar, H. Al-Saedi, S. Gigoyan, W. M. Abdel-Wahab und S. Safavi-Naeini, „A Low-Profile 2D Passive Phased-Array Antenna-in-Package for Emerging Millimeter-Wave Applications,“ *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Jg. 71, Nr. 1, S. 1093–1098, 2023.
- [42] M. Sazegar, Y. Zheng, H. Maune, C. Damm, X. Zhou, J. Binder und R. Jakoby, „Low-Cost Phased-Array Antenna Using Compact Tunable Phase Shifters Based on Ferroelectric Ceramics,“ *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Jg. 59, Nr. 5, S. 1265–1273, 2011.
- [43] M. Nikfalazar, M. Sazegar, A. Mehmood, A. Wiens, A. Friederich, H. Maune, J. R. Binder und R. Jakoby, „Two-Dimensional Beam-Steering Phased-Array Antenna With Compact Tunable Phase Shifter Based on BST Thick Films,“ *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, Jg. 16, S. 585–588, 2017.

- 
- [44] D. Wang, E. Polat, C. Schuster, H. Tesmer, G. P. Rehder, A. L. C. Serrano, L. G. Gomes, P. Ferrari, H. Maune und R. Jakoby, „Fast and Miniaturized Phase Shifter with Excellent Figure of Merit Based on Liquid Crystal and Nanowire-Filled Membrane Technologies,“ *IEEE J. Microw.*, Jg. 2, Nr. 1, S. 174–184, 2022.
- [45] D. Wang, E. Polat, H. Tesmer, R. Jakoby und H. Maune, „A Compact and Fast 1x4 Continuously Steerable Endfire Phased-Array Antenna Based on Liquid Crystal,“ *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, Jg. 20, Nr. 10, S. 1859–1862, 2021.
- [46] O. H. Karabey, A. Gaebler, S. Strunck und R. Jakoby, „A 2-D Electronically Steered Phased-Array Antenna With 2x2 Elements in LC Display Technology,“ *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Jg. 60, Nr. 5, S. 1297–1306, 2012.
- [47] M. Jost, J. S. K. Gautam, L. G. Gomes, R. Reese, E. Polat, M. Nickel, J. M. Pinheiro, A. L. C. Serrano, H. Maune, G. P. Rehder, P. Ferrari und R. Jakoby, „Miniaturized Liquid Crystal Slow Wave Phase Shifter Based on Nanowire Filled Membranes,“ *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, Jg. 28, Nr. 8, S. 681–683, 2018.
- [48] A. L. C. Serrano, A.-L. Franc, D. P. Assis, F. Podevin, G. P. Rehder, N. Corrao und P. Ferrari, „Modeling and Characterization of Slow-Wave Microstrip Lines on Metallic-Nanowire-Filled-Membrane Substrate,“ *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Jg. 62, Nr. 12, S. 3249–3254, 2014.
- [49] K.-J. Koh und G. M. Rebeiz, „0.13-um CMOS Phase Shifters for X-, Ku-, and K-Band Phased Arrays,“ *IEEE J. Solid-State Circuits*, Jg. 42, Nr. 11, S. 2535–2546, 2007.
- [50] C.-W. Wang, H.-S. Wu und C.-K. C. Tzuang, „CMOS Passive Phase Shifter with Group-Delay Deviation of 6.3 ps at K-Band,“ *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Jg. 59, Nr. 7, S. 1778–1786, 2011.
- [51] Z. Duan, Y. Wang, W. Lv, Y. Dai und F. Lin, „A 6-bit CMOS Active Phase Shifter for Ku-Band Phased Arrays,“ *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, Jg. 28, Nr. 7, S. 615–617, 2018.

- [52] O. Kazan, Z. Hu, L. Li, A. Alhamed und G. M. Rebeiz, „An 8-Channel 5-33-GHz Transmit Phased Array Beamforming IC With 10.8-14.7-dBm Psat for C-, X-, Ku-, and Ka-Band SATCOM,“ *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Jg. 71, Nr. 5, S. 2029–2039, 2023.
- [53] J.-C. S. Chieh, E. Yeo, R. Farkouh, A. Castro, M. Kerber, R. B. Olsen, E. J. Merulla und S. K. Sharma, „Development of Flat Panel Active Phased Array Antennas Using 5G Silicon RFICs at Ku- and Ka-Bands,“ *IEEE Access*, Jg. 8, 2020.
- [54] C.-N. Chen, Y.-H. Lin, L.-C. Hung, T.-C. Tang, W.-P. Chao, C.-Y. Chen, P.-H. Chuang, G.-Y. Lin, W.-J. Liao, Y.-H. Nien, W.-C. Huang, T.-Y. Kuo, K.-Y. Lin, T.-W. Huang, Y.-C. Lin, H.-C. Lu, T.-H. Tsai und H. Wang, „38-GHz Phased Array Transmitter and Receiver Based on Scalable Phased Array Modules With Endfire Antenna Arrays for 5G MMW Data Links,“ *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Jg. 69, Nr. 1, S. 980–999, 2021.
- [55] B. Sadhu, A. Paidimarri, D. Liu, M. Yeck, C. Ozdag, Y. Tojo, W. Lee, K. X. Gu, J.-O. Plouchart, C. W. Baks, Y. Uemichi, S. Chakraborty, Y. Yamaguchi, N. Guan und A. Valdes-Garcia, „A 24-30-GHz 256-Element Dual-Polarized 5G Phased Array Using Fast On-Chip Beam Calculators and Magnetoelectric Dipole Antennas,“ *IEEE J. Solid-State Circuits*, Jg. 57, Nr. 12, S. 3599–3616, 2022.
- [56] J. Dunworth, B.-H. Ku, Y.-C. Ou, D. Lu, P. Mouat, A. Homayoun, K. Chakraborty, A. Arnett, G. Liu, T. Segoria, J. Lerdworatawee, J. W. Park, H.-C. Park, H. Hedayati, A. Tassoudji, K. Douglas und V. Aparin, „28GHz Phased Array Transceiver in 28nm Bulk CMOS for 5G Prototype User Equipment and Base Stations,“ in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, 2018, S. 1330–1333.
- [57] Y. Yin, B. Ustundag, K. Kibaroglu, M. Sayginer und G. M. Rebeiz, „Wideband 23.5-29.5-GHz Phased Arrays for Multistandard 5G Applications and Carrier Aggregation,“ *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Jg. 69, Nr. 1, S. 235–247, 2021.
- [58] N. Sielck, K. Erkelenz und A. F. Jacob, „A Self-Diplexing Dual-Polarized K-/Ka-Band Patch Antenna,“ in *Proc. 51st Eur. Microw. Conf. (EuMC)*, 2021.

- 
- [59] 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 Microw. Conf. (GeMiC)*, 2022, S. 172–175.
- [60] P. Uhlig, A. Friedrich, U. Lewark und O. Litschke, „Brick or Tile? Evaluation of Integration Concepts for Microwave Phased Array Antennas,“ in *Proc. IEEE 8th Electron. System-Integration Technol. Conf (ESTC)*, 2020.
- [61] A. Sieganschin, T. Jaschke und A. F. Jacob, „A Compact Low-Noise Frontend for Rx/Tx-Integrated SatCom Arrays,“ in *Proc. 50th Eur. Microw. Conf. (EuMC)*, 2020, S. 820–823.
- [62] A. Sieganschin, T. Jaschke und A. F. Jacob, „A Compact Low-Noise Frontend for Interleaved Rx/Tx Arrays at K-/Ka-Band,“ *Int. J. Microw. Wirel. Technol.*, Jg. 13, Nr. 6, S. 595–601, 2021.
- [63] T. Chaloun, C. Waldschmidt und W. Menzel, „Wide-Angle Scanning Cavity Antenna Element for Mobile Satcom Applications at Ka Band,“ in *Proc. 10th Eur. Conf. Antennas Propag. (EuCAP)*, 2016.
- [64] F. Tabarani, L. Boccia, D. Calzona, G. Amendola und H. Schumacher, „Power-Efficient Full-Duplex K/Ka-Band Phased Array Front-End,“ *IET Microw. Antennas Propag.*, Jg. 14, Nr. 4, S. 268–280, 2020.
- [65] A. C.-W. Wong, G. Devita, S.-M. Wu, F. Lauria, M. Eid, O. Illuromi, S. Ogunkunle und A. Modigliana, „A 4Rx, 4Tx Ka-Band Transceiver in 40nm Bulk CMOS Technology for Satellite Terminal Applications,“ in *IEEE Radio Freq. Integr. Circuits Symp.*, G. Hueber, Hrsg., 2021, S. 211–214.
- [66] A. Sieganschin, T. Jaschke und A. F. Jacob, „A Compact Diplexer for Circularly Polarized 20/30 GHz SIW-Antennas,“ in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, 2020, S. 599–602.
- [67] N. Sielck, A. Sieganschin, K. Erkelenz und A. F. Jacob, „A Compact K-/Ka-Band Diplexer with Dual-Mode Folded SIW Cavities,“ in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, 2022, S. 472–474.
- [68] N. Sielck, K. Erkelenz, A. Koelpin und A. F. Jacob, „A Planar Polarization-Agile Array with Shared Aperture at K/Ka-Band,“ in *Proc. 53rd Eur. Microw. Conf. (EuMC)*, 2023, S. 649–652.

- [69] K. Erkelenz, N. Sielck, A. Koelpin und A. F. Jacob, „Broadband Circuit Board Interconnects Based on Anisotropic Conductive Adhesives,“ in *Proc. 50th Eur. Microw. Conf. (EuMC)*, 2022, S. 155–158.
- [70] K. Erkelenz, N. Sielck und A. F. Jacob, „A Dual-Band Feed Network for Highly Integrated K-/Ka-Band Phased Array Front-Ends,“ in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, 2022, S. 680–682.
- [71] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, Fourth edition. John Wiley & Sons Inc, 2012.
- [72] 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. 53rd Eur. Microw. Conf. (EuMC)*, 2023, S. 364–367.
- [73] S. Hansen, S. Kueppers und N. Pohl, „A Wideband Millimeter-Wave SIW-to-RWG Transition for Thin Single Layer Substrates with Thick Metal Cladding,“ in *Proc. 48th Eur. Microw. Conf. (EuMC)*, 2018, S. 117–120.
- [74] W. A. Ahmad, D. Kissinger und H. J. Ng, „Millimeter-Wave Single-Layer Full-Band WR12 Vertical Waveguide Transition,“ in *Proc. IEEE Radio Wireless Symp. (RWS)*, 2020, S. 298–301.
- [75] E. Arneri, F. Greco, L. Boccia und G. Amendola, „Vertical Waveguide-to-Microstrip Self-Diplexing Transition for Dual-Band Applications,“ *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, Jg. 32, Nr. 12, S. 1407–1410, 2022.
- [76] K. Erkelenz, L. P. P. B. Bohl, A. Sieganschin und A. F. Jacob, „A Compact K-/Ka-Band Rectangular-to-Coplanar Waveguide Transition With Integrated Diplexer,“ *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, Jg. 31, Nr. 6, S. 642–645, 2021.
- [77] T. Jaschke, B. Rohrdantz und A. F. Jacob, „Dual-Band Stepped-Impedance Transformer to Full-Height Substrate-Integrated Waveguide,“ in *Proc. 45th Eur. Microw. Conf. (EuMC)*, 2015, S. 367–370.
- [78] M. Ortner, Z. Tong und T. Ostermann, „Mixed-Mode S-Parameter Extraction for Differential Microstrip to Waveguide Transitions,“ in *Proc. 5th Eur. Conf. Antennas Propag. (EuCAP)*, 2011, S. 1793–1796.
- [79] N. Marcuvitz, *Waveguide Handbook*, Ser. IEE Electromagnetic Waves Series. Peregrinus, London, 2009, Bd. 21.

- 
- [80] P.-H. Deng, Y.-S. Lin, C.-H. Wang und C. H. Chen, „Compact Microstrip Bandpass Filters with Good Selectivity and Stopband Rejection,“ *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Jg. 54, Nr. 2, S. 533–539, 2006.
- [81] K. Wu, M. Bozzi und N. J. G. Fonseca, „Substrate Integrated Transmission Lines: Review and Applications,“ *IEEE Journal of Microwaves*, Jg. 1, Nr. 1, S. 345–363, 2021.
- [82] X.-P. Chen und K. Wu, „Substrate Integrated Waveguide Filter: Basic Design Rules and Fundamental Structure Features,“ *IEEE Microw. Mag.*, Jg. 15, Nr. 5, S. 108–116, 2014.
- [83] S. Moscato, C. Tomassoni, M. Bozzi und L. Perregrini, „Quarter-Mode Cavity Filters in Substrate Integrated Waveguide Technology,“ *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Jg. 64, Nr. 8, S. 2538–2547, 2016.
- [84] N. R. Almuqati, G. Ariturk und H. H. Sigmarsson, „Empirical Quality Factor Prediction of Quarter-Mode Substrate Integrated Waveguide Resonators,“ *IEEE J. Microw.*, Jg. 1, Nr. 3, S. 777–786, 2021.
- [85] N. Delmonte, M. Bozzi, L. Perregrini und C. Tomassoni, „Cavity Resonator Filters in Shielded Quarter-Mode Substrate Integrated Waveguide Technology,“ in *Proc. IEEE MTT-S Int. Microw. Workshop Ser. Adv. Mater. Processes RF THz Appl. (IMWS-AMP)*, 2017.
- [86] N. Grigoropoulos, B. Sanz-Izquierdo und P. R. Young, „Substrate Integrated Folded Waveguides (SIFW) and Filters,“ *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, Jg. 15, Nr. 12, S. 829–831, 2005.
- [87] A. Sieganschin, B. Tegowski, T. Jaschke und A. F. Jacob, „Compact Diplexers With Folded Circular SIW Cavity Filters,“ *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Jg. 69, Nr. 1, S. 111–118, 2021.
- [88] L. Yang, F. Xu, Q. Liu, J. Qiang und J. Zhan, „Novel Dual-Mode Filters Implemented by Quarter Mode Folded Substrate Integrated Waveguide,“ *Electronics Lett.*, Jg. 57, Nr. 17, S. 656–658, 2021.
- [89] C. Jin und Z. Shen, „Compact Triple-Mode Filter Based on Quarter-Mode Substrate Integrated Waveguide,“ *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Jg. 62, Nr. 1, S. 37–45, 2014.

- [90] F. Zhu, G. Q. Luo, Z. Liao, X. W. Dai und K. Wu, „Compact Dual-Mode Bandpass Filters Based on Half-Mode Substrate-Integrated Waveguide Cavities,“ *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, Jg. 31, Nr. 5, S. 441–444, 2021.
- [91] W. Shen, „Extended-Doublet Half-Mode Substrate Integrated Waveguide Bandpass Filter With Wide Stopband,“ *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, Jg. 28, Nr. 4, S. 305–307, 2018.
- [92] Y. Feng, S. Fang, S. Jia und Z. Xu, „Tri-Layered Stacked Substrate Integrated Waveguide Bandpass Filter using Non-Resonant Nodes Excitation,“ *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Exp. Briefs*, 2021.
- [93] K. Erkelenz, N. Sielck, A. Sieganschin, A. Koelpin und A. F. Jacob, „Asymmetric Dual-Mode FSIW Filters with High Stopband Rejection,“ in *Proc. 24th Int. Microw. Radar Conf. (MIKON)*, 2022.
- [94] J.-S. Hong, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, 2nd ed., Ser. Wiley Series in Microwave & Optical Engineering. Wiley, 2011.
- [95] 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 Microw. Wirel. Compon. Lett.*, Jg. 25, Nr. 4, S. 214–216, 2015.
- [96] M. Leffel und R. Daniel, „The Y Factor Technique for Noise Figure Measurements,“ *Rhode-Schwarz Application Note 1MA178*, 2021.
- [97] K. Erkelenz, L. Meyer, N. Sielck, B. Deutschmann und A. F. Jacob, „A Compact K-/Ka-Band Waveguide Transition with Integrated Diplexer and Power Divider,“ in *Proc. 51st Eur. Microw. Conf. (EuMC)*, 2022, S. 95–98.
- [98] L. Guo, J. Li, W. Fang, W. Huang, H. Shao, G. Deng und S. Xie, „Design of Rectangular Waveguide to Microstrip Power Dividers and Their Application as Compact Rectangular Matching Terminations,“ *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Jg. 67, Nr. 12, S. 4741–4750, 2019.
- [99] B. Deutschmann und A. F. Jacob, „A Full W-Band Waveguide-to-Differential Microstrip Transition,“ in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.* S. 335–338.
- [100] S. B. Cohn, „Properties of Ridge Wave Guide,“ *Proc. IRE*, Jg. 35, Nr. 8, S. 783–788, 1947.

- 
- [101] A. Paech, S. Neidhardt und M. Beer, „Rauschfaktormessungen ohne Rauschquelle mit einem Vektor-Netzwerkanalysator,“ *Rhode-Schwarz Application Note 1EZ61*, 2010.
- [102] Z. Zhong und S. Wong, „Flip Chip on Board Mounting Processes Using Anisotropic Conductive Adhesives and Eutectic Solder,“ in *Proc. 2nd Electron. Packag. Technol. Conf.*, A. A. O. Tay und T. B. Lim, Hrsg., 1998, S. 76–82.
- [103] I. Kim, K.-W. Jang, H.-Y. Son, J.-H. Kim und K.-W. Paik, „Wafer Level Packages (WLPs) Using Anisotropic Conductive Adhesives (ACAs) Solution for Flip-Chip Interconnections,“ in *Proc. 50th Electron. Compon. Technol. Conf. (ECTC)*, 2008, S. 219–224.
- [104] G. Zou, H. Gronqvist und J. Liu, „Theoretical Analysis of RF Performance of Anisotropic Conductive Adhesive Flip-Chip Joints,“ *IEEE Trans. Compon. Packag. Manuf. Technol.*, Jg. 27, Nr. 3, S. 546–550, 2004.
- [105] J. Heyen und A. F. Jacob, „A Novel Package Approach for Multichip Modules Based on Anisotropic Conductive Adhesives,“ in *Proc. 13rd Gallium Arsenide Semicond. Appl. Symp., (GAAS)*, 2005, S. 553–556.
- [106] M. Zhao, H. Wang und L. Dong, „The Application of Anisotropic Conductive Adhesive in Broadband Microwave Interconnections,“ in *Proc. Int. Conf. Microw. Millim. Wave Technol. (ICMMT)*, 2018.
- [107] A. Carmona-Cruz, K. Scharff, J. Cedeno-Chaves, H.-D. Bruns, R. Rimolo-Donadio und C. Schuster, „Via Transition Optimization Using a Domain Decomposition Approach,“ in *Proc. IEEE 23rd Workshop Signal Power Integrity (SPI)*, 2019.
- [108] D. Pozar und D. Schaubert, „Scan Blindness in Infinite Phased Arrays of Printed Dipoles,“ *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Jg. 32, Nr. 6, S. 602–610, 1984.
- [109] R. Wansch, „A Method for Measuring G/T Antenna Performance in an Anechoic Chamber,“ in *Proc. 3rd Eur. Conf. Antennas Propag. (EuCAP)*, 2009, S. 2212–2215.
- [110] J. P. Dunsmore, „OTA G/T Measurements of Active Phased Array Antenna Noise using a Vector Network Analyzer,“ in *Proc. 94th ARFTG Microw. Meas. Symp.*, 2020.

- 
- [111] L. Zhang und T. Liu, „A New H-plane T-junction Waveguide Power Divider Covering the Full W-band,“ in *Proc. IEEE 3rd Int. Conf. Electron. Inf. Commun. Technol. (ICEICT)*, 2020, S. 803–805.
- [112] M. Vigilante, E. McCune und P. Reynaert, „To EVM or Two EVMs?: An Answer to the Question,“ *IEEE Solid-State Circuits Mag.*, Jg. 9, Nr. 3, S. 36–39, 2017.
- [113] „FSQ Signal Analyzer Operating Manual,“ *Rhode-Schwarz User Manual*, 2024.
- [114] G. Donzelli, F. Capolino, S. Boscolo und M. Midrio, „Elimination of Scan Blindness in Phased Array Antennas Using a Grounded-Dielectric EBG Material,“ *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, Jg. 6, S. 106–109, 2007.