

Ein Sendeempfangsmodul für skalierbare dual-polarisierte Gruppenstrahler im K/Ka-Band

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

von

ANTON SIEGANSCHIN 

aus

BARNAUL, RUSSLAND

2023

1. Gutachter: Prof. a.D. Dr.-Ing. Arne F. Jacob
2. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Michael Höft

Tag der mündlichen Prüfung: 19. April 2023

DOI: <https://doi.org/10.15480/882.5157>

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



Vorwort

An dieser Stelle möchte ich mich herzlich bei allen bedanken, die zur Entstehung dieser Arbeit beigetragen haben. Zunächst gebührt mein Dank meinem Doktorvater Prof. a.D. Dr.-Ing. Arne Jacob, der es mir ermöglicht hat, an seinem Institut arbeiten zu dürfen. Insbesondere möchte ich mich für seine stetige Unterstützung, sowie sein Vertrauen bedanken. Des Weiteren danke ich Prof. Dr.-Ing. Michael Höft für sein Gutachten, sowie Prof. Dr.-Ing. Gerhard Bauch für die Übernahme des Prüfungsvorsitzes. Ebenso bedanke ich mich bei Prof. Dr.-Ing. habil. Alexander Kölpin für seine Unterstützung, meine Arbeit am Instituts für Hochfrequenztechnik abschließen zu können.

Für die angenehme, lehrreiche und produktive Zusammenarbeit am Forschungsprojekt SANTANA-Aero möchte ich mich bei Nadja Lamann und Jan Waldhelm bedanken. Darüber hinaus bedanke ich mich bei dem gesamten SANTANA-Team und insbesondere bei Dr. Siegfried Voigt für die Unterstützung.

Ein weiterer großer Dank geht an meine Kolleginnen und Kollegen am Instituts für Hochfrequenztechnik für die Hilfsbereitschaft und die sehr angenehme Arbeitsatmosphäre. Ich danke Carmen Hajunga, Anja-Maria Doobe-Jöstingmeier, Jürgen Winkelmann und Claudia Bredehöft für die Anfertigung zahlreicher Laboraufbauten, sowie die organisatorische Unterstützung. Besonders hervorheben möchte ich meine Mentoren Benjamin Rohrdatz und Dr.-Ing Thomas Jaschke, die mich seit meiner Zeit als Student gefördert haben. Zudem bedanke ich mich bei allen meinen Studentinnen und Studenten, speziell bei Bartosz Tegowski und Nils Albrecht. Darüber hinaus danke ich Kevin Erkelenz für das Durchlesen des Manuskripts.

Mein letzter Dank geht an meine Familie und Freunde. Ihre Unterstützung und Motivation haben mir immer wieder Kraft gegeben, um diese Arbeit abzuschließen.

Hamburg, 19. April 2023

ANTON SIEGANSCHIN

Zusammenfassung

In dieser Arbeit wird ein aktives Sendeempfangs-(Tx/Rx-)modul für Gruppenstrahler im K/Ka-Band für die Satellitenkommunikation entwickelt und seine Funktion experimentell ermittelt.

Das gesamte Antennensystem wird auf schematischer Ebene ausführlich diskutiert und in Teilnetzwerke unterteilt. Der modulare Aufbau ist dabei eine Besonderheit des Systems. Ein Modul besitzt alternierend angeordnete Tx/Rx- und Tx-Elemente. Die Funktionen umfassen die Unterstützung zweier orthogonaler Polarisationen, sowie den Vollduplex-Betrieb. Es sollen für den Aufbau des Moduls ausschließlich kommerziell erhältliche aktive Komponenten verwendet werden. Diese vielfältigen Anforderungen führen zu einer hohen Integrationsdichte. Daher wird die Ziegelarchitektur für den Aufbau der Antenne gewählt.

Die einzelnen Netzwerke des Moduls werden entwickelt. Das Strahlformungsnetzwerk, das für die elektronische Strahlschwenkung verantwortlich ist, und das Mischernetzwerk, das für die Frequenzkonversion zuständig ist, bilden den Schwerpunkt. Dafür werden notwendige elektrische Kenngrößen ausgearbeitet. Entsprechende passive Komponenten, wie Filter und Diplexer werden passend zu diesen Kenngrößen entwickelt, hergestellt und vermessen. Aktive Komponenten werden aufgebaut und messtechnisch untersucht. Anschließend werden die einzelnen Netzwerke realisiert und vermessen.

Schließlich werden die einzelnen Teile mit den Antennen zu einem Modul zusammengeschaltet. Dieses Modul wird hergestellt und in einer Antennenmesskammer experimentell untersucht. Hierfür werden zunächst die Strahlungscharakteristika der Einzel-elemente in beiden Polarisationen vermessen und die Funktionsfähigkeit aller Kanäle gezeigt. Anschließend wird der Hauptstrahl des Moduls für das Senden und Empfangen elektronisch geschwenkt.

Inhaltsverzeichnis

Abkürzungsverzeichnis	viii
1 Einleitung	1
2 Phasengesteuerte Gruppenstrahler für die Satellitenkommunikation	4
2.1 Funkstrecke	4
2.2 Grundlagen phasengesteuerter Gruppenstrahler	6
2.3 Gruppenstrahler-Architekturen	8
2.4 Antennensysteme	9
3 Systemaufbau	11
3.1 Anforderungen	11
3.2 Systemübersicht	12
3.3 Modulaufbau	15
3.3.1 Strahlformungsnetzwerk	15
3.3.2 Mischernetzwerk	18
3.4 Funkverbindung	18
3.4.1 Aufwärtsstrecke	19
3.4.2 Abwärtsstrecke	21
3.5 Regelung, Steuerung und Versorgung des Moduls	23
3.5.1 Arbeitspunktregelung der LNAs	24
3.5.2 Spannungsversorgung des Moduls	26
3.5.3 Digitale Steuerung des Moduls	27
3.6 Technologische Umsetzung	27
3.6.1 Leiterplattentechnologie	27
3.6.2 Planare Übertragungsleitungen	28

4	Entwicklung der Komponenten und Netzwerke	31
4.1	Einzelstrahler	31
4.2	Strahlformungsnetzwerk	32
4.2.1	Auslegung des Tx/Rx-Diplexers	32
4.2.2	Planarer Tx/Rx-Diplexer	39
4.2.3	Tx/Rx-Diplexer mit Stufendiskontinuität	45
4.2.4	Bandpassfilter	49
4.2.5	Passive Übergänge	51
4.2.6	Speisung eines Tx/Rx-Elements	53
4.2.7	Einheitszelle	55
4.2.8	Realisierung des Strahlformungsnetzwerks	56
4.3	Mischernetzwerk	60
4.3.1	Filter mit FCSIW-Kavitäten vom Typ-I	60
4.3.2	Filter mit FCSIW-Kavitäten vom Typ-II	69
4.3.3	Filter beliebig hoher Ordnung	75
4.3.4	Entwurf des LO-Diplexers	77
4.3.5	Realisierung des Mischernetzwerks	82
4.4	Arbeitspunktregelung der LNAs	84
5	Herstellung und Charakterisierung des Moduls	88
5.1	Herstellung	88
5.2	Charakterisierung	91
5.2.1	Sendefunktion	92
5.2.2	Empfangsfunktion	94
5.3	Diskussion der Ergebnisse	96
6	Zusammenfassung	97
	Literaturverzeichnis	99

Abkürzungsverzeichnis

APSK	Amplituden- und Phasenumtastung (engl. <i>amplitude and phase-shift keying</i>)
AWGN	additives weißes Gaußsches Rauschen (engl. <i>additive white Gaussian noise</i>)
C/N	Träger-Rausch-Verhältnis (engl. <i>carrier-to-noise ratio</i>)
CPLD	komplexer programmierbarer Logikschaltkreis (engl. <i>complex programmable logic device</i>)
CPW	Koplanarleitung (engl. <i>coplanar waveguide</i>)
CW	Dauerstrich (engl. <i>continuous wave</i>)
DAC	Digital-Analog-Umsetzer (engl. <i>digital-to-analog converter</i>)
DVB	Digitalfernsehen (engl. <i>digital video broadcasting</i>)
EIRP	äquivalente isotrope Strahlungsleistung (engl. <i>equivalent isotropically radiated power</i>)
FBW	relative Bandbreite (engl. <i>fractional bandwidth</i>)

FCSIW	gefalteter kreisrunder substratintegrierter Wellenleiter (engl. <i>folded circular substrate integrated waveguide</i>)
FPGA	programmierbare Logik-/ Gatter-Anordnung (engl. <i>field programmable gate array</i>)
G/T	Verhältnis des Gewinns zur Rauschtemperatur (engl. <i>gain-to-system-noise-temperature</i>)
GEO	geostationärer Orbit (engl. <i>geostationary orbit</i>)
IF	Zwischenfrequenz (engl. <i>intermediate frequency</i>)
LHCP	links zirkulare Polarisierung (engl. <i>left-handed circular polarization</i>)
LNA	rauscharmer Verstärker (engl. <i>low-noise amplifier</i>)
LO	Lokaloszillator (engl. <i>local oscillator</i>)
MODCOD	Modulation und Codierung (engl. <i>modulation and coding</i>)
Modem	Modulator und Demodulator
PA	Leistungsverstärker (engl. <i>power amplifier</i>)
PCB	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>)
PSK	Phasenumtastung (engl. <i>phase-shift keying</i>)
QPSK	Quadratur-Phasenumtastung (engl. <i>quadrature phase-shift keying</i>)
RF	Hochfrequenz (engl. <i>radio frequency</i>)
RHCP	rechts zirkulare Polarisierung (engl. <i>right-handed circular polarization</i>)
Rx	Empfänger (engl. <i>receiver</i>)
SatCom	Satellitenkommunikation (engl. <i>satellite communications</i>)
SIW	substratintegrierter Wellenleiter (engl. <i>substrate integrated waveguide</i>)
SLL	Wert der höchsten Nebenkeule (engl. <i>side-lobe level</i>)
SMD	oberflächenmontiertes Bauelement (engl. <i>surface-mounted device</i>)
SNR	Signal-Rausch-Verhältnis (engl. <i>signal-to-noise ratio</i>)
Tx	Sender (engl. <i>transmitter</i>)

Einleitung 1

Die Satellitenkommunikation (engl. *satellite communications*) (SatCom) ist die wichtigste Technologie für die Bereitstellung von Hochgeschwindigkeitsinternet in Flugzeugen. Breitbandige Satellitenkommunikation findet in den Ku- und K/Ka-Bändern statt. Im K/Ka-Band werden für die Abwärtsstrecke das Band 17,7 – 21,2 GHz und für die Aufwärtsstrecke das Band 27,5 – 31 GHz bereitgestellt [1]. Diese werden für praktische Systeme in 500 MHz Bänder unterteilt, beispielsweise 19,7 – 20,2 GHz für die Abwärtsstrecke und 29,5 – 30 GHz für die Aufwärtsstrecke.

Die Anforderungen an die Flugzeugantenne sind hoch. Die Bewegung des Flugzeugs erfordert ein kontinuierliches Nachregeln des Antennenstrahls. Zudem ist besonders für die Kommunikation mit einem Satelliten im geostationären Orbit (engl. *geostationary orbit*) (GEO) eine Antenne mit einem hohen Gewinn erforderlich. Der Grund dafür ist die große Entfernung zum Satelliten. Dies erfordert eine große Aperturfläche. Zudem müssen häufig zwei orthogonale Polarisierungen, nämlich links zirkuläre Polarisation (engl. *left-handed circular polarization*) (LHCP) und rechts zirkuläre Polarisation (engl. *right-handed circular polarization*) (RHCP) für die Kompatibilität mit vielen Satelliten unterstützt werden.

Die Umsetzung solcher Antennen bildet einen wichtigen Forschungsbereich. Moderne Antennen werden oft als sogenannte phasengesteuerte Gruppenstrahler implementiert. Dabei besteht die Gesamtantenne aus vielen Einzelstrahlern, die elektrisch miteinander verbunden sind. Die Steuerung der Phase eines jeden Elements führt hierbei zu einer Schwenkung des Hauptstrahls in die gewünschte Richtung. Solche Antennensysteme benötigen mehrere tausende Elemente.

Neben Lösungen mit Phasenschiebern aus Flüssigkristallen [2–4], optischen Phasenschiebern [5–7] und Phasenschiebern, die im digitalen Bereich durchgeführt werden [8–11], sind vor allem Antennen mit Phasenschiebern aus Halbleitern ein häufig gewähl-

ter Ansatz [12–24]. Die Halbleiterbauteile sind hier sogenannte Core-Chips [25, 26]. Sie vereinen mehrere Kanäle auf einem Bauelement und ermöglichen eine individuelle Phasen- und Amplitudeneinstellung für jeden Kanal. Damit wird die Strahlschwenkung umgesetzt. Es existieren etliche, kommerziell erhältliche Core-Chips für das K- und das Ka-Band von den Herstellern *Anokiwave*, *Rensas* und *Analog Devices*.

Die Ref. [27] diskutiert die verschiedenen Aufbauarchitekturen großer Gruppenstrahler. Besonders für diese eignet sich eine modulare Bauweise der Antenne. Hier besteht das Gesamtsystem aus vielen identischen Baublöcken, wie in [13, 18, 28–30].

In der Regel besteht das gesamte Antennensystem aus zwei separaten Antennen, eine für den Sender (engl. *transmitter*) (Tx) und eine für den Empfänger (engl. *receiver*) (Rx). Die Kombination beider Antennen zu einer einzigen Apertur führt zu einer Reduktion des Platzbedarfs. Ref. [17, 31] stellen solche Integrationskonzepte vor. Es wurden bisher lediglich Einzelstrahler [32–34], einzelne Core-Chips [25, 35, 36] und eine sogenannte *Transmitarray*-Antenne [37] umgesetzt. Die aktiven Lösungen unterstützen hier eine Polarisierung und operieren im Halbduplex-Betrieb. Als Erweiterung wurde in [38] ein Core-Chip für den Vollduplex-Betrieb mit zwei Kanälen vorgestellt. Referenz [39] diskutiert einen passiven Gruppenstrahler, bestehend aus 8×8 Elementen als Grundlage für eine Antenne mit zwei Polarisierungen und Vollduplex-Betrieb. Diese Lösung erfordert eine zusätzliche Trennung der Tx- von den Rx-Signalen, da die Antenneneingänge nur über ein gemeinsames Tor verfügen.

Ob und gegebenenfalls wie eine aktive Schaltung für ein vollständiges Antennensystem realisiert werden kann, ist eine offene Frage, die diese Arbeit aufgreift. Gegenstand ist die Entwicklung eines Moduls für solch ein hochfunktionales Antennensystem. Die Funktionen des Moduls sollen hierbei zwei Polarisierungen, nämlich die LHCP und die RHCP, sowie den Vollduplex-Betrieb umfassen. Die Umsetzung soll mit dual-band Antennen, Diplexern und kommerziellen Halbleiterbauelementen erfolgen. Der Entwurf der Spannungsversorgung und der digitalen Steuerung soll im Hinblick auf große Gruppenstrahler stattfinden. Die technologische Umsetzung soll vollständig in Leiterplattentechnologie stattfinden.

Gliederung der Arbeit

Diese Arbeit ist wie folgt gegliedert. Kapitel 2 beschreibt die Grundlagen phasengesteuerter Gruppenstrahler für die Satellitenkommunikation. Es analysiert die Kommu-

nikationsstrecke und führt charakteristische Größen für die Beschreibung von Sende- und Empfangsantennen ein. Eine abschließende Diskussion beschäftigt sich mit Architekturkonzepten für die Realisierung von Gruppenstrahlern.

Kapitel 3 diskutiert das Modul auf der schematischen Ebene. Es folgt die Unterteilung des zugrundeliegenden Antennensystems in einzelne Funktionsblöcke, sowie dessen Erklärung. Das Modul wird in Komponenten zerlegt und die Funktionen werden erläutert. Zudem untersucht das Kapitel die Leistungsfähigkeit von zwei möglichen Antennensystemen, sowie den Aufbau der Antennen.

In Kapitel 4 werden die erforderlichen Komponenten für das Modul entwickelt, hergestellt und vermessen. Es folgen die Auslegung und die Implementierung der passiven Komponenten. Sie werden anschließend mit den aktiven Komponenten zu Netzwerken zusammengeschaltet.

Kapitel 5 beschreibt die Umsetzung des Moduls. Hierfür werden die entwickelten Netzwerke aus Kapitel 4 sowie Antennen aus der Literatur zusammengefügt. Das Modul wird hergestellt und anschließend in einer Antennenmesskammer vermessen. Dies beinhaltet die Aufnahme der Charakteristiken der Einzelkanäle und des elektronisch geschwenkten Hauptstrahls. Schließlich diskutiert das Kapitel die Ergebnisse mit Hinblick auf die Realisierung einer großen Antenne.

Das letzte Kapitel fasst die Arbeit zusammen und gibt einen kurzen Ausblick auf die zukünftige Weiterentwicklung.

Phasengesteuerte Gruppenstrahler für die Satellitenkommunikation 2

Dieses Kapitel diskutiert die Grundlagen für phasengesteuerte Gruppenstrahler. Für die Satellitenkommunikation im K/Ka-Band erläutert es zunächst die Kommunikationsstrecke und führt die charakteristischen Größen für Sende- und Empfangsantennen ein. Die Theorie phasengesteuerter Gruppenstrahler bildet die Grundlagen dieser Arbeit und wird vorgestellt. Zusätzlich gibt das Kapitel einen Überblick über Architekturkonzepte, sowie deren Implementierung in Leiterplattentechnologie.

2.1 Funkstrecke

Abb. 2.1 stellt das Kommunikationsszenario eines Flugzeugs mit einem GEO-Satelliten dar. Die Entfernung des Satelliten zur Erde und somit auch zum Flugzeug beträgt ca. 36.000 km. Eine vollständige Funkverbindung erfordert die Übertragung der Daten in beide Richtungen, das heißt vom Flugzeug zum Satelliten (Aufwärtsstrecke, engl. *Uplink*) und vom Satelliten zum Flugzeug (Abwärtsverbindung, engl. *Downlink*). Hierbei ist die Antenne im Flugzeug als Bodenantenne definiert.

Die betrachteten Frequenzbänder sind 19,7–20,2 GHz für den Rx und 29,5–30 GHz für den Tx [40]. Die Verwendung von zwei Polarisationen, beispielsweise LHCP und RHCP in Kombination mit dem sogenannten Vier-Farb-Schema [41, 42] ist üblich für beide Frequenzbänder. Diese Bänder passen zu vielen kommerziellen und staatlichen Satelliten.

Modulation und Codierung (engl. *modulation and coding*) (MODCOD) aus dem Digitalfernsehen (engl. *digital video broadcasting*) (DVB) sind üblich für die Datenübertragung. Die verbreiteten Standards sind DVB-S2 [43] und DVB-S2X [44]. Für eine gewählte MODCOD ist hier ein bestimmtes Träger-Rausch-Verhältnis (engl. *carrier-to-noise ratio*) (C/N) vorgeschrieben, das mindestens erfüllt sein muss.

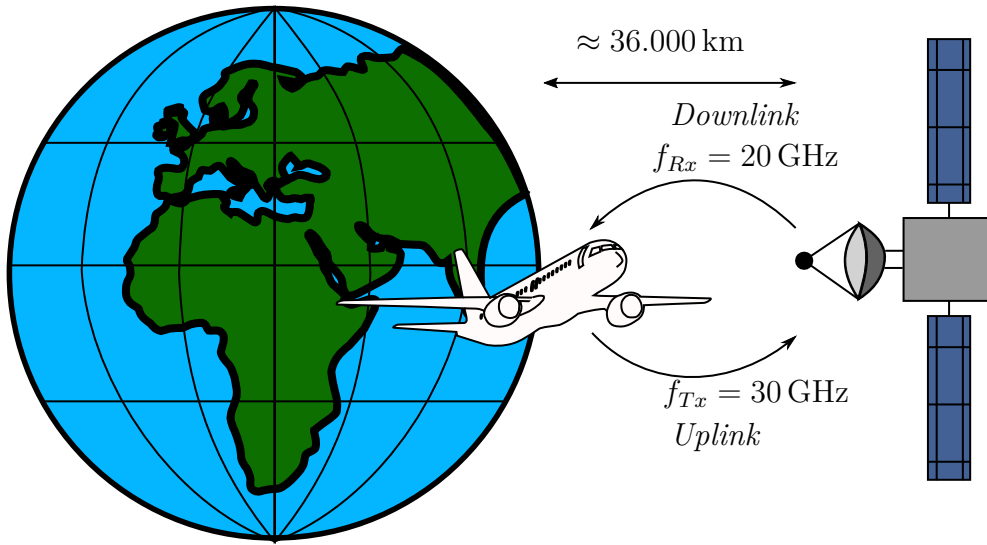


Abbildung 2.1: Betrachtetes SatCom-Referenzszenario.

Sowohl für die Aufwärts- als auch für die Abwärtsstrecke gilt das Signal-Rausch-Verhältnis (engl. *signal-to-noise ratio*) (SNR) als die charakteristische Größe für die Qualität des Signals in der SatCom. Es berechnet sich durch

$$\text{SNR} = \text{EIRP} \cdot \frac{G_R}{T_R} \frac{\alpha}{k_B B} \quad (2.1)$$

und leitet sich aus der Friisschen Übertragungsgleichung her [45]. Hierbei sind k_B die Boltzmann-Konstante, B die Kanalbandbreite und α die Dämpfung der Funkstrecke.

Die Größen G_R und T_R sind der Antennengewinn und die äquivalente Rauschtemperatur der Empfangsantenne. Das Verhältnis des Gewinns zur Rauschtemperatur (engl. *gain-to-system-noise-temperature*) (G/T) dient für Empfangsantennen als charakteristische Größe.

Die äquivalente isotrope Strahlungsleistung (engl. *equivalent isotropically radiated power*) (EIRP) errechnet sich durch

$$\text{EIRP} = P_T G_T, \quad (2.2)$$

wobei P_T die tatsächlich gesendete Leistung und G_T der Gewinn der Sendeantenne ist. Die EIRP dient für Sendeantennen als charakteristische Größe.

In der Praxis ist für das Senden ein schmaler Hauptstrahl erforderlich. Der GEO ist in 2°-Segmente unterteilt und der Sender darf die Nachbarsatelliten nicht beeinflussen. Die entsprechenden Grenzwerte regelt beispielsweise die Norm [46].

2.2 Grundlagen phasengesteuerter Gruppenstrahler

Phasengesteuerte Gruppenstrahler bestehen aus mehreren Einzelstrahlern, die oft auf einem planaren und periodischen Gitter angeordnet sind. Abb. 2.2 zeigt eine Anordnung mit rechteckigem Gitter, bestehend aus $M \times N$ Antennen, mit den Elementabständen d_x und d_y .

Der Gruppenfaktor (engl. *array factor*) einer zweidimensionalen phasengesteuerten Gruppenantenne mit einem rechteckigen Gitter ist für diesen Fall definiert als [47]

$$AF(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M a_{nm} e^{j\varphi_{nm}} e^{-j2\pi/\lambda_0 (md_x \sin \theta \cos \phi + nd_y \sin \theta \sin \phi)}, \quad (2.3)$$

wobei a_{nm} (φ_{nm}) die Gewichtungen der Amplitude (Phase) und λ_0 die Wellenlänge im Vakuum sind.

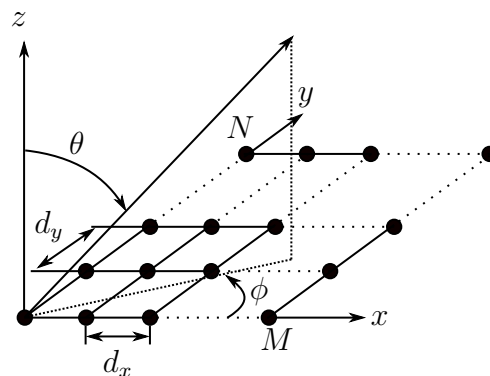


Abbildung 2.2: Anordnung der Elemente eines Gruppenstrahlers mit einem rechteckigen Gitter.

Wenn der Antennengewinn der Einzelstrahler $G_{el}(\theta, \phi)$ identisch ist, berechnet sich der Gesamtgewinn mit

$$G_{tot}(\theta, \phi) = G_{el}(\theta, \phi) \cdot AF(\theta, \phi). \quad (2.4)$$

Der Gruppenfaktor formt das Richtdiagramm der Antenne. Die Phasengewichtungen der Einzelemente werden gemäß der Beziehung

$$\varphi_{nm} = \frac{2\pi}{\lambda_0} (md_x \sin \theta_s \cos \varphi_s + nd_y \sin \theta_s \sin \varphi_s), \quad (2.5)$$

eingestellt, wobei θ_s und φ_s die gewünschten Schwenkwinkel sind. Somit lässt sich konstruktive Interferenz des Signals in diese Richtung erzeugen, was den Hauptstrahl schwenkt.

Die Wahl der Amplitudengewichtungen a_{nm} der Einzelstrahler beeinflusst die Hauptkeule und den Wert der höchsten Nebenkeule (engl. *side-lobe level*) (SLL). Hierfür gibt es unterschiedliche Ansätze. Eine ausführliche Diskussion sowie die Bestimmung dieser Koeffizienten findet sich in [48].

Gl. (2.3) ist periodisch, wodurch Gitterkeulen (engl. *grating lobes*) auftreten. Um diese zu vermeiden, muss der Abstand zwischen benachbarten Elementen kleiner als $\lambda_0/2$ sein [49].

Die Theorie des Gruppenstrahlers lässt sich auf praktische Systeme übertragen. Abb. 2.3 zeigt ein vereinfachtes Schaltbild eines phasengesteuerten Gruppenstrahlers.

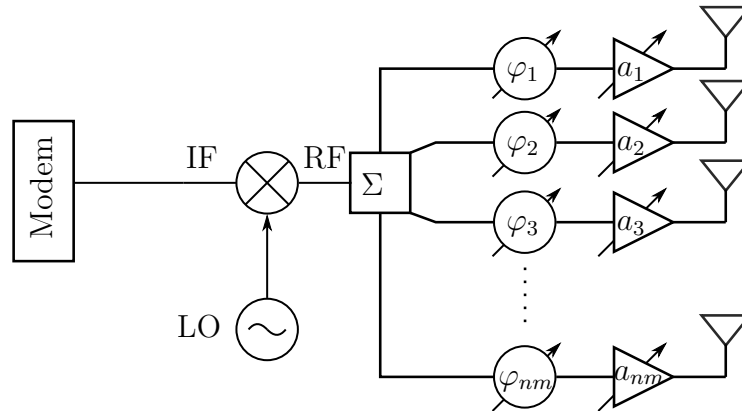


Abbildung 2.3: Schematische Darstellung eines phasengesteuerten Gruppenstrahlers.

Das Funktionsprinzip wird anhand einer Sendeantenne erläutert, gilt jedoch analog für das Empfangen.

Ein Modulator und Demodulator (Modem) liefert das modulierte Datensignal auf einer Zwischenfrequenz (engl. *intermediate frequency*) (IF). Die Umsetzung auf eine Hochfrequenz (engl. *radio frequency*) (RF) ist erforderlich, um es mit der Antenne im Ka-Band zu senden. Das Umsetzen benötigt einen Mischer und einen Lokaloszillator (engl. *local oscillator*) (LO). Das hochgemischte Signal wird auf alle Antennenelemente verteilt. Jedes Antennenelement ist jeweils mit einem Phasenschieber und einem Amplitudensteller ausgestattet. Auf diese Weise kann der Hauptstrahl mit den Phasenschiebern geschwenkt und mit den Amplitudenstellern geformt werden.

2.3 Gruppenstrahler-Architekturen

Grundsätzlich gibt es zwei Architekturarten, um einen Gruppenstrahler zu realisieren, die Kachel- und die Ziegelarchitektur. Abb. 2.4 zeigt sie in einer schematischen Darstellung. Sie bestehen aus Modulen, die oft als Leiterplatten gefertigt sind. Eine detaillierte Diskussion beider Ansätze erfolgt in [50, 51].

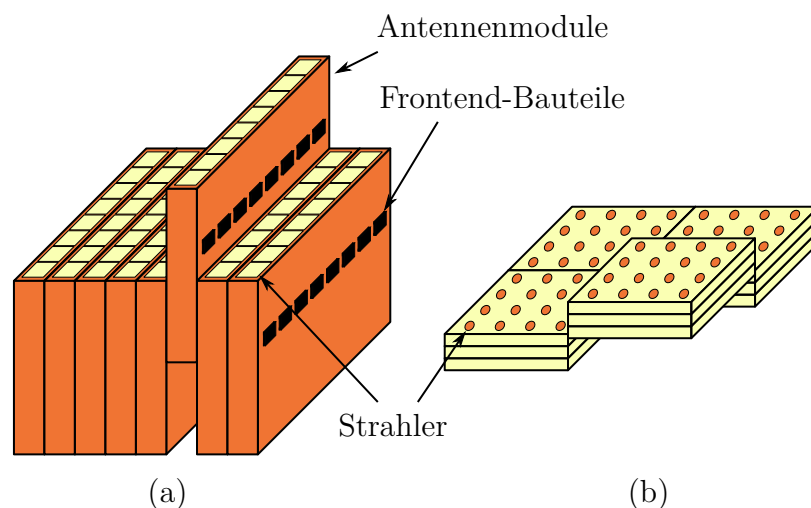


Abbildung 2.4: Antennenarchitekturen für die Realisierung von Gruppenstrahlern. (a) Ziegelarchitektur und (b) Kachelarchitektur.

Die Ziegelarchitektur aus Abb. 2.4(a) zeichnet sich dadurch aus, dass die elektrischen Schaltkreise senkrecht zu der Antennenebene angeordnet sind. Üblicherweise besteht die Antenne aus mehreren Modulen. Die aktiven Komponenten haben hierbei Platz auf beiden Seiten eines Moduls. Der Elementabstand gibt die Breite eines Moduls vor und die Länge ist variabel. Diese Architektur eignet sich besonders für komplexe Antennen mit einem hohen Maß an Funktionalität. Oft sind Längsstrahler wie [52–54] für die Antennenrealisierung in dieser Architektur notwendig.

Bei der Kachelarchitektur aus Abb. 2.4(b) sind die elektrischen Komponenten parallel zu der Antennenebene angeordnet. Bei diesem Aufbau sind die Antennen oft auf der einen und die aktiven Komponenten auf der anderen Seite positioniert. Die Platzeinschränkungen gelten in beiden Dimensionen, was sich negativ auf die zu erzielende Komponentendichte und den Funktionsumfang auswirkt. Im Vergleich zur Ziegelarchitektur ist die Wärmeabfuhr einfacher. Eine Antennenart, die häufig Verwendung findet, ist die Streifenleitungsantenne [55].

2.4 Antennensysteme

Eine übliche Antennenimplementierung für aktive Gruppenstrahler ist in Abb. 2.5(a) gezeigt. Für *Up-* und *Downlink* werden zwei separate Antennen eingesetzt, wobei jede Antenne ausschließlich senden oder empfangen kann. Diese Antennenkonfiguration ist nicht skalierbar und kann Komponenten, wie beispielsweise Spannungsregler oder

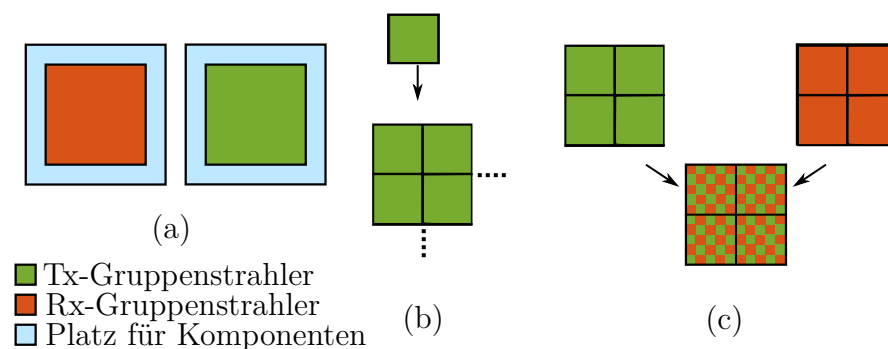


Abbildung 2.5: (a) Konventionelles Antennensystem bestehend aus zwei separaten Antennen. (b) Skalierbare Tx-Antenne und (c) skalierbare Tx/Rx-integrierte Antenne.

Steckverbinder, außerhalb der eigentlichen Aperturfläche benötigen. Ein Beispiel für eine solche Antenne ist in [56] gezeigt.

Eine Erweiterung hinsichtlich der Skalierbarkeit zeigt Abb. 2.5(b) anhand einer Sendeanenne. Hier besteht das Antennensystem aus vielen baugleichen Subsystemen, deren Anzahl in beide Richtungen veränderbar ist. Damit kann man das System an veränderte Anforderungen in der Größe anpassen. Diese Anforderungen können beispielsweise höhere Datenraten oder ein schmalerer Hauptstrahl sein. Zusätzlich ist die Wartung solcher Systeme einfacher, da ein Austausch einzelner Subsysteme bei einem Defekt genügt. Die Subsysteme müssen platztechnische Einschränkungen in zwei Dimensionen erfüllen. Beispiele für solche Systeme findet man in [13, 18, 21, 28–30].

Die Kompaktheit des Systems kann weiter gesteigert werden, wenn man die Sende- mit der Empfangsantenne kombiniert [17, 31]. Dies ist in Abb. 2.5(c) gezeigt. Hier kann jedes Subsystem sowohl senden, als auch empfangen. Ein solches Tx/Rx-kombiniertes System kann im Vergleich zu zwei separaten Antennen eine Flächeneinsparung von bis zu 50 % bringen [39]. In der Umsetzung wurden bisher Lösungen mit sogenannter Halbduplex-Funktion gezeigt [25, 35–37]. Hierfür wird zwischen Rx und Tx mittels eines Schalters umgeschaltet. Bei einer Vollduplex-Funktion kann eine Antenne gleichzeitig sowohl senden, als auch empfangen. Bislang wurden nach bestem Wissen des Autors keine aktiven Gruppenstrahler im K/Ka-Band mit dieser Funktion gezeigt.

Dieses Kapitel diskutiert das Antennensystem und dessen Anforderungen. Das im Rahmen dieser Arbeit entwickelte Modul stellt dessen Grundbaustein dar. Es erfolgt eine Unterteilung des Moduls in einzelne Funktionsblöcke mit einer anschließenden Erläuterung ihrer Funktionen. Das Modul besteht vollständig aus kommerziell erhältlichen Komponenten. Zusätzlich werden die charakteristischen Größen der Funkverbindung mit dem Satelliten für Tx und Rx berechnet.

3.1 Anforderungen

Das Antennensystem besitzt folgende Eigenschaften und Funktionen:

- 19,7 – 20,2 GHz für Rx,
- 29,5 – 30 GHz für Tx,
- LHCP und RHCP sowohl für Tx als auch Rx,
- Tx-/Rx-Integration,
- Vollduplexbetrieb,
- modularer Aufbau und
- Elementabstand von $0,5 \lambda_0$ oder weniger für Tx und Rx.

So soll das Sendeempfangssystem gemäß diesen Anforderungen für die Empfangsfrequenzen 19,7 – 20,2 GHz, sowie die Sendefrequenzen 29,5 – 30 GHz entwickelt werden. Das System soll die Vollduplexfunktion unterstützen und somit in der Lage sein, gleichzeitig zu senden und zu empfangen. Es soll als ein Tx-/Rx-integrierter Gruppenstrahler mit einem Elementabstand von $0,5 \lambda_0$ oder weniger für Tx und Rx implementiert

werden. Der Gruppenstrahler wird mit zwei unterschiedlichen Einzelstrahlern aufgebaut. Der erste Einzelstrahler ist ein dual-band Strahler für 20 und 30 GHz, der als Tx/Rx-Element bezeichnet wird. Der zweite Einzelstrahler besitzt ausschließlich die Sendefunktionalität und wird als Tx-Element bezeichnet. Die Anordnung dieser Elemente wird im Abschnitt 3.2 erläutert. Das Antennensystem soll sowohl die LHCP, als auch die RHCP für Tx und Rx unterstützen. Die Umsetzung erfolgt über komplett baugleiche Module in der Ziegelarchitektur. Diese ermöglicht es, die umfangreichen Funktionen zu integrieren.

3.2 Systemübersicht

Abb. 3.1(a) zeigt den grundlegenden Aufbau der Antenne. Das gesamte System besteht aus identischen Subsystemen, die elektrisch miteinander verbunden sind. Externe Komponenten wie Modem, LO-Generation und RF-Verstärker sind zusätzlich notwendig. Die Subsysteme sind mit einer 90°-Rotation zueinander angeordnet und bestehen wiederum aus Modulen. Diese Anordnung hat den Zweck, den Einfluss systematischer

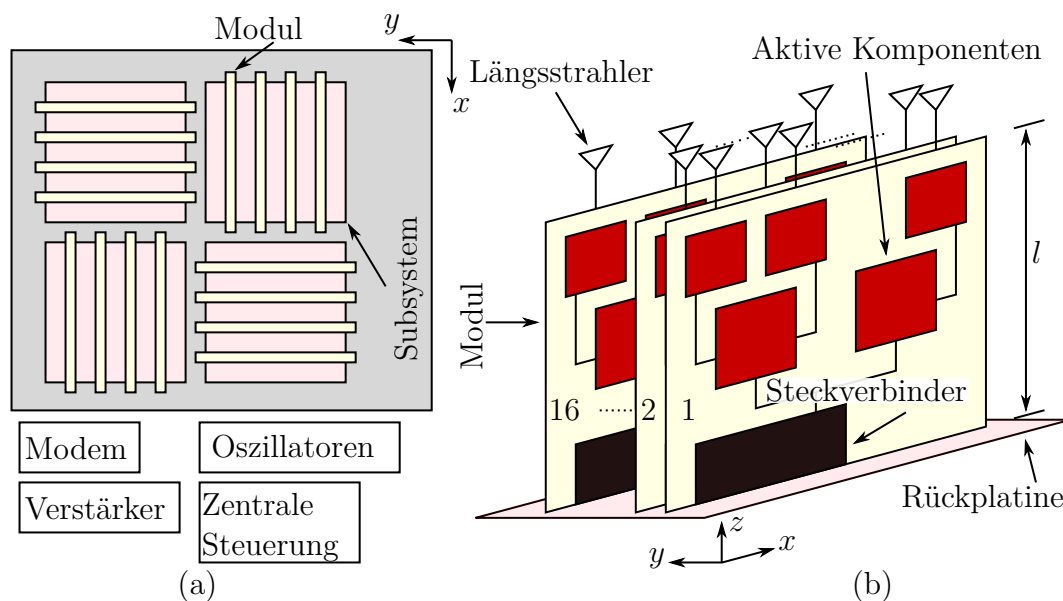


Abbildung 3.1: (a) Antennensystem bestehend aus vier Subsystemen mit externen Komponenten und (b) modularer Aufbau eines Subsystems.

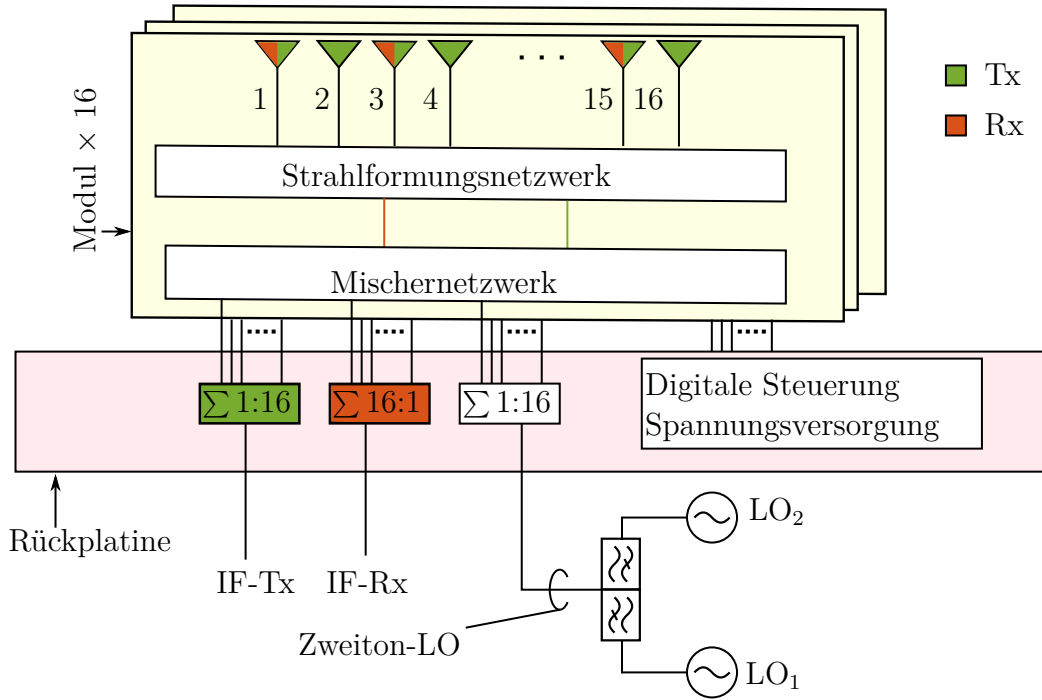


Abbildung 3.2: Schematische Darstellung des Subsystems.

Fehler der Module auf die Strahlungscharakteristik zu reduzieren. Die Anzahl der Subsysteme, aus denen die Gesamtantenne besteht, wird abhängig von den Anforderungen in der Funkübertragung gewählt. Abb. 3.1(b) veranschaulicht das Subsystem in der Ziegelarchitektur bestehend aus 16 einzelnen Modulen, die wiederum 16 Einzelstrahler beinhalten, womit sich quadratische Subsysteme ergeben. Diese Anzahl wird gewählt, weil 16 eine Zweierpotenz ist und dies die Implementierung der Verteilnetzwerke vereinfacht. Es ist möglich, Module mit acht oder 32 Elementen zu entwickeln. Diese Größen sind jedoch zu klein, beziehungsweise zu groß bezogen auf die gewählten Anforderungen. Alle Module sind baugleich und mit einer Rückplatte mittels Steckverbindern verbunden.

Abb. 3.2 präsentiert die schematische Darstellung des Subsystems mit 16 Modulen. Die Rückplatte beinhaltet drei Verteilnetzwerke: zwei 1-auf-16 Leistungsteilernetzwerke operieren auf der IF. Ein Netzwerk ist hierbei für den Tx und das zweite für den Rx ausgelegt. Beide Netzwerke lassen sich mit kommerziellen oberflächenmontierten Bauelementen (engl. *surface-mounted devices*) (SMD)-Bauteilen realisieren. Das LO-Netzwerk ist ein Zweiton-1-auf-16-Verteilnetzwerk. Das Netzwerk kann mit Wilkinson-Leistungsteilern realisiert [57, 58] werden. Es verteilt zwei LO-Signale auf die Module.

Es wird ein Zweitton-Netzwerk gewählt, da es im Vergleich zu zwei separaten Netzwerken die Komplexität der Rückplatte vereinfacht. Die LO-Signale befinden sich auf 9,2 GHz und 14,1 GHz und steuern zwei subharmonische Mischer aus. Diese konvertieren Signale von der IF ins Ka-Band für das Senden, beziehungsweise aus dem K-Band auf die IF für das Empfangen.

Die Kommunikationssignale werden zwischen den Modulen und der Rückplatte bei 1,5 GHz übertragen. Im Vergleich zu 20 GHz beziehungsweise 30 GHz reduziert dies deutlich die Verluste. Dies erlaubt die Realisierung größerer Antennensysteme mit zahlreichen Modulen ohne Zwischenverstärker im K- beziehungsweise Ka-Band. Die IF von 1,5 GHz wird gewählt, da sie mit kommerziellen Modems kompatibel ist. Verglichen mit IF-Signalen bei niedrigeren Frequenzen, können zudem mit dieser Wahl die Spiegelfrequenzen sowie die Harmonischen des LO (insbesondere die zweifache Harmonische) einfacher gefiltert werden.

Abb. 3.3(a) zeigt die Funktionsblöcke und Schnittstellen des Antennenmoduls. Dieses beinhaltet acht Tx/Rx- sowie acht Tx-Elemente, die alternierend angeordnet und mit einem Strahlformungsnetzwerk verbunden sind. Das Netzwerk hat die Aufgabe, die Phase und die Amplitude von jedem Kanal individuell einzustellen, und besitzt somit Phasenschieber und Amplitudensteller für Tx und Rx. Die RF-Kanäle des Strahlfor-

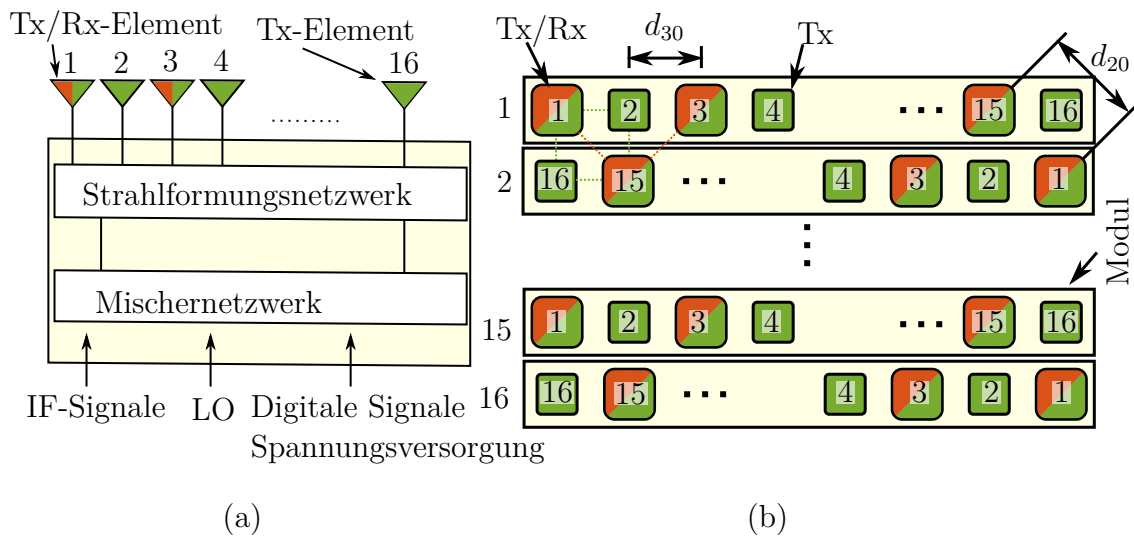


Abbildung 3.3: (a) Funktionsbaugruppen und Schnittstellen des Moduls und (b) Anordnung der Module im Subsystem und das sich daraus ergebende Antennengitter für Tx und Rx.

mungnetzwerks sind mit dem Mischernetzwerk verbunden. Dieses setzt das Sende-IF-Signal auf die Tx-Frequenz und das Empfangs-RF-Signal auf die Empfangs-IF um. Die Schnittstellen zu der Rückplatine übertragen somit das Zweiton-LO-Signal, die IF-Signale, sowie die digitalen Signale und die Spannungsversorgung.

Die Module werden im Subsystem mit einer 180°-Rotation zueinander angeordnet. Die sich daraus ergebende Anordnung der Strahler ist in Abb. 3.3(b) skizziert und beruht auf [31]. Die Tx/Rx- und Tx-Elemente sind mit einem Abstand von $d_{30} = \lambda_{30}/2 = 5 \text{ mm}$ auf einem rechteckigen Gitter angeordnet, wobei λ_{30} die Wellenlänge im Vakuum bei 30 GHz ist. Diese Wahl der Abstände eliminiert Gitterkeulen bis zu 30 GHz für Tx. Die Elemente für Rx sind somit auf einem um 45° gedrehten Rechteckgitter um $d_{20} = 7,1 \text{ mm}$ voneinander getrennt. Dies entspricht bis 21,2 GHz weniger als der Hälfte der Vakuumwellenlänge.

3.3 Modulaufbau

Abb. 3.4 veranschaulicht den schematischen Aufbau des Moduls. Sowohl die Tx/Rx-Elemente, als auch die Tx-Elemente besitzen zwei Eingänge, einen für die LHCP und einen für die RHCP. Ein dafür passender Strahlertyp ist die Hohlleiter- beziehungsweise SIW-Antenne mit einem sogenannten Septum-Polarisator [32, 33, 59]. Das Frontend besteht aus zwei Netzwerken, dem Strahlformungsnetzwerk und dem Mischernetzwerk.

Das Strahlformungsnetzwerk kombiniert alle Rx-Eingänge zu einem gemeinsamen Ausgang. Analog dazu, teilt es das gemeinsame Tx-Signal auf die Tx-Strahler auf. Das Mischernetzwerk setzt die Signale mithilfe des Zweiton-LOs um.

Beide Netzwerke werden im Folgenden diskutiert.

3.3.1 Strahlformungsnetzwerk

Die beiden Polarisationsingänge des Tx/Rx-Elements sind jeweils mit einem Diplexer verbunden, um die Tx- von den Rx-Frequenzen zu trennen. Auf dem Modul entstehen somit für Tx insgesamt 16 Signalpfade jeweils für LHCP und RHCP. Für Rx sind es acht Signalpfade für jede Polarisierung.

Nach dem Diplexer wird jeder Rx-Pfad anschließend mit einem rauscharmen Verstärker (engl. *low-noise amplifier*) (LNA) und einem Rx-Bandpassfilter ausgestattet. Daraufhin folgen Strahlformer in der Signalkette. Hierfür werden kommerzielle Core-

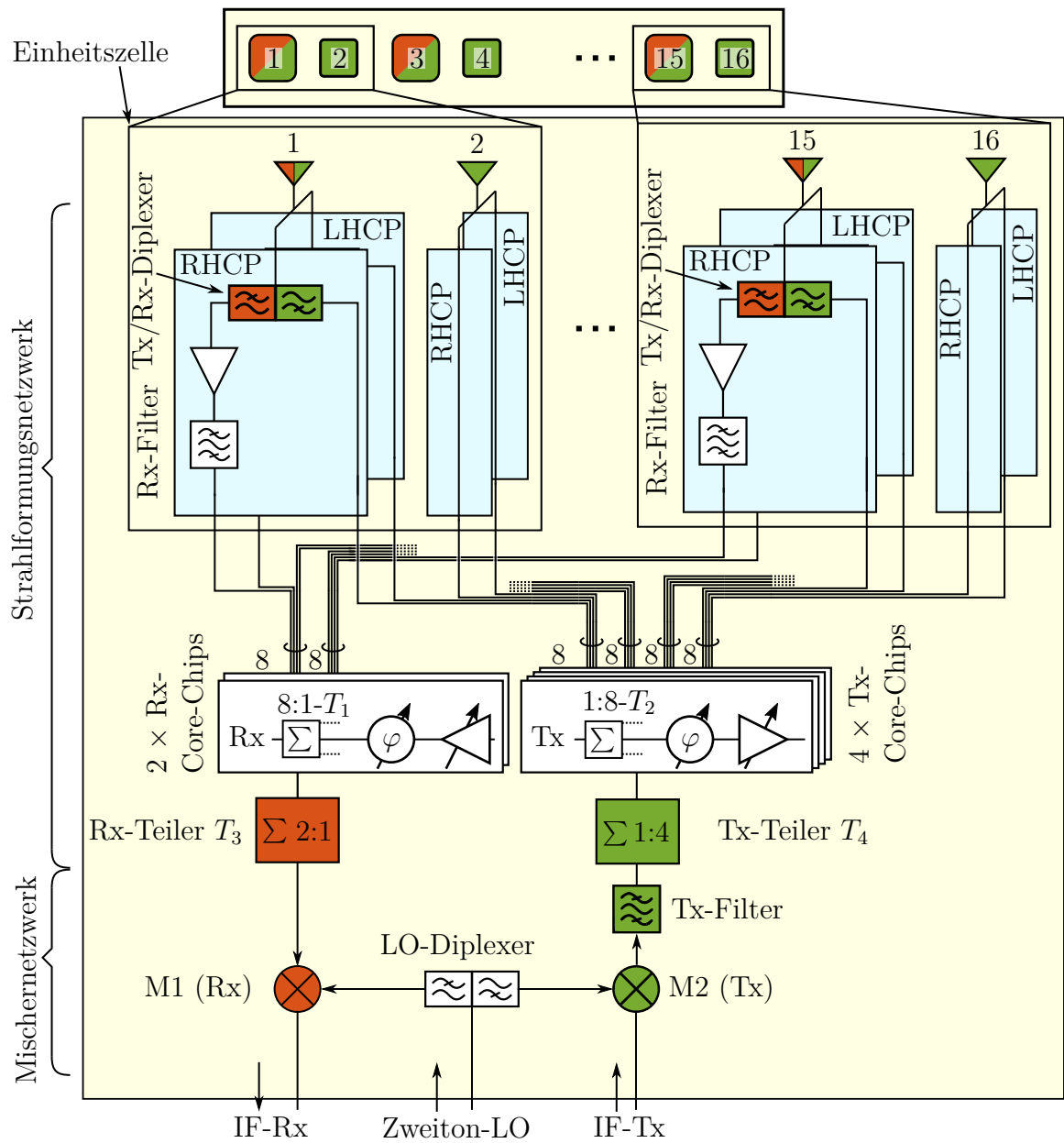


Abbildung 3.4: Schematischer Aufbau des Moduls.

Chips eingesetzt. Diese Halbleiter, erhältlich sowohl für Tx, als auch für Rx, besitzen jeweils acht Kanäle pro Bauteil mit der Möglichkeit, deren Phase und Amplitude individuell einzustellen. Zusätzlich besitzen sie die entsprechenden 1-auf-8-Verteilnetzwerke (T_1 und T_2). Die Rx-Core-Chips sind außerdem intern mit LNAs und die Tx-Core-Chips mit Leistungsverstärkern (engl. *power amplifier*) (PA) ausgestattet.

Für die auf dem Modul vorhandenen Signale sind zwei Rx-Core-Chips und vier Tx-Core-Chips notwendig. Ein 1-auf-2-Wilkinson-Leistungsteiler (T_3) verbindet die Rx-Chips auf dem Modul und ein 1-auf-4-Leistungsteilernetzwerk (T_4) verbindet die Tx-Core-Chips. Dies ermöglicht eine beliebige Kombination aller Tx- beziehungsweise Rx-Kanäle. So ist beispielsweise die Überlagerung der zirkularen Polarisierungen zu einer beliebig orientierten linearen Polarisation möglich. Zusätzlich besteht die Möglichkeit, mit entsprechenden Kompensationstechniken die Polarisationsreinheit zu verbessern [39].

An den Schnittstellen zum Mischernetzwerk liegen somit die beiden Kommunikationssignale (Tx und Rx) an.

Tabelle 3.1 fasst die aktiven Komponenten des Strahlformungsnetzwerks zusammen. Zusätzlich zeigt sie die elektrischen Eigenschaften und die Leistungsfähigkeit der Bauelemente. Die Tx- und Rx-Core-Chips werden auf Grund der Verfügbarkeit ausgewählt, da sie zum Zeitpunkt der Komponentenwahl die einzigen kommerziell verfügbaren

Tabelle 3.1: Aktive Komponenten des Strahlformungsnetzwerks mit charakteristischen Größen.

	Einheit	<i>AWMF-0109</i>	<i>AWS-0102</i>	<i>QPA2626</i>
Funktion	-	Tx-Chip	Rx-Chip	LNA
Frequenz	GHz	27,5 - 30	17,7 - 20,2	17 - 22
Gewinn	dB	30	22	25
Anzahl der Kanäle	-	8	8	1
Rauschzahl	dB	-	3,4	1,3
Ausgangsleistung pro Kanal	dBm	10	-	-
Phasenauflösung	bit	5	5	-
Amplitudenauflösung	bit	5	5	-
kleinste Phasenstufe	°	11,25	11,25	-
kleinste Amplitudenstufe	dB	0,5	0,5	-
Phasenfehler	°	5	5	-
Amplitudenfehler	dB	0,5	0,25	-
Versorgungsspannung	V	1,8	1,8	3,5
Versorgungsleistung	W	1,35	0,3	0,315

Tabelle 3.2: Aktive Komponenten des Mischernetzwerks mit charakteristischen Größen.

Parameter	Einheit	<i>HMC265LM3</i>	<i>HMC264LC3B</i>
Funktion	-	Rx	Tx
RF	GHz	20 - 31	21 - 31
LO	GHz	10 - 15,5	10,5 - 15,5
IF	GHz	0,7 - 3	0 - 6
Konversionsgewinn	dB	3	-9
LO-Eingangsleistung	dBm	0	0
Versorgungsspannung	V	3 - 4	3 - 4
Versorgungsstrom	mA	50	30
Komponentengröße	mm×mm	5 × 5	3 × 3

ren Strahlformer waren. Der LNA zeichnet sich durch eine niedrige Rauschzahl von 1,3 dB aus und wird deshalb gewählt.

3.3.2 Mischernetzwerk

Das Tx- und das Rx-Signal werden mit dem Mischernetzwerk bestehend aus subharmonischen Mischern aus Abb. 3.4 verbunden. Das Zweiton-LO-Signal speist einen Diplexer, der es in LO_1 und LO_2 zerlegt, um die Mischer M_1 beziehungsweise M_2 anzusteuern. LO_1 ist hierbei das LO-Signal für Rx bei 9,2 GHz und LO_2 ist für Tx bei 14,1 GHz.

Tabelle 3.2 zeigt die elektronischen Bauelemente des Mischernetzwerks. Es handelt sich hier um aktive Mischer. Der Grund für diese Wahl ist die niedrige erforderliche LO-Leistung, die die Anforderungen an den LO-Verstärker senkt. Zudem weisen die Mischer eine geringe Verbrauchsleistung und Komponentengröße auf. Diese Eigenschaften vereinfachen die Integration dieser Mischer in das Modul.

3.4 Funkverbindung

Dieses Unterkapitel analysiert die Leistungsfähigkeit des Moduls, des daraus resultierenden Subsystems und eines möglichen Antennensystems bestehend aus vier Subsystemen. Hierfür werden für die aktiven Komponenten die charakteristischen Größen

aus dem vorherigen Unterkapitel verwendet. Für die passiven Komponenten werden realistische Werte angenommen.

3.4.1 Aufwärtsstrecke

Abb. 3.5 zeigt die gesamte Sendekette inklusive Modem. Die maximal einstellbare Leistung für das Modell *PD25* von *Datacom Paradise*, welches hier als Referenz dient, beträgt 0 dBm. Das Signal wird verstärkt und anschließend auf die Subsysteme aufgeteilt. Für dieses Beispiel werden vier Subsysteme angenommen, von denen jedes das Signal auf 16 Module aufteilt. Dies geschieht mit kommerziellen Leistungsteilern, wie beispielhaft dem *PD0922J5050S2HF* von *Anaren*. Auf dem Modul wird das Signal von der IF auf die RF hochgemischt. Die IF-Eingangslleistung darf hier höchstens 0 dBm betragen, da das der Wert ist, mit dem der LO den Mischer aussteuert. Entsprechend dazu erfolgt hierfür die Wahl des IF-Verstärkers, dessen Gewinn in diesem Fall etwa 20 dB beträgt. Anschließend wird das Signal mit dem Tx-Filter gefiltert und auf die vier Core-Chips aufgeteilt. Der Gewinn der Core-Chips wird auf etwa 30 dB eingestellt. Das kompensiert die Verluste im Mischer M_2 und im Tx-Filter, sowie die ohmschen und die Teilungsverluste des 1-auf-4-Teilers T_4 (alle Werte zusammen ergeben etwa 20 dB). Jeder Ausgangskanal der Core-Chips hat somit eine Ausgangsleistung von etwa 10 dBm. An den Tx-Core-Chips lässt sich ein maximaler Gewinn von 60 dB pro Kanal

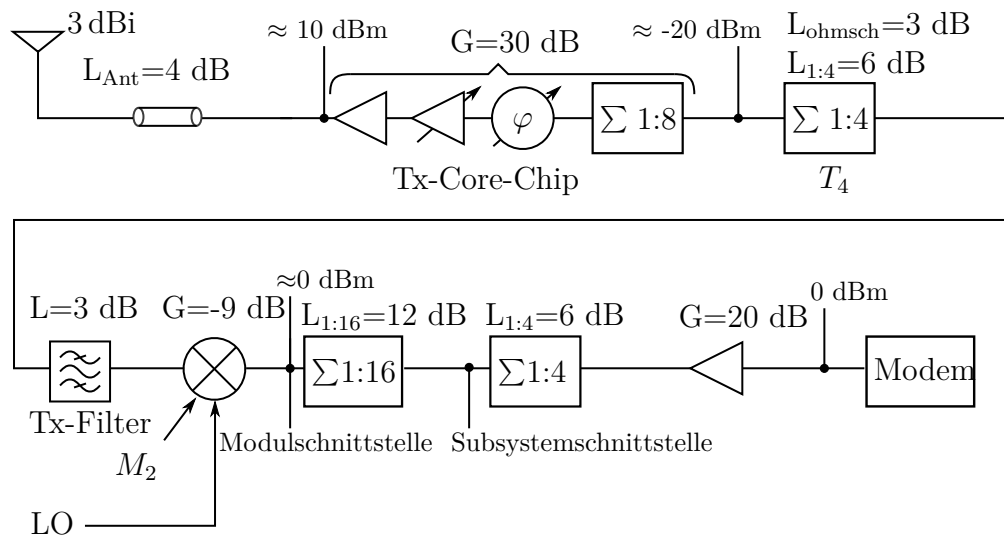


Abbildung 3.5: Blockdiagramm der Sendekette.

einstellen. Dieser kann somit auch höhere Verluste zwischen dem Mischer und den Eingängen der Core-Chips ausgleichen. Die Pfadverluste hinter dem Core-Chip, die auch die Tx/Rx-Diplexerverluste beinhalten, werden zu 4 dB angenommen, der Gewinn des Einzelstrahlers zu 3 dBi

Mit diesen Werten ergibt sich die folgende Analyse der Funkverbindung des vorgestellten Systems mit dem Satelliten. Für den Referenzsatelliten wird ein G/T von 12,3 dB/K angenommen. Die EIRP eines Gruppenstrahlers berechnet sich mit

$$\text{EIRP}|_{dBW} = P_{El,Tx}|_{dBW} + 10 \log_{10}(N) + G_{Ant}|_{dBi}, \quad (3.1)$$

wobei N die Anzahl der Elemente, $P_{El,Tx}$ die Sendeleistung eines Einzelements und G_{Ant} der Gewinn des Gruppenstrahlers sind.

Tabelle 3.3 fasst die Ergebnisse zusammen. Die Größe E_b/N_0 steht hierbei für das Verhältnis von Bitenergie zu Rauschleistungsdichte. Diese lässt sich durch

$$E_b/N_0 = \frac{C/N \cdot B}{R} \quad (3.2)$$

bestimmen, wobei B die Bandbreite und R die Datenrate ist [60]. Diese beiden Größen wiederum sind mit

$$B = \frac{R}{M}(1 + \alpha_R) \quad (3.3)$$

verknüpft [60], wobei M die Anzahl der Bits pro Symbol im gewählten Modulationschema ist und α_R der *Roll-off*-Faktor.

Ein Antennensystem bestehend aus einem (vier) Subsystem(en) liefert eine EIRP von 27,2 dBW (39,2 dBW). Für eine Analyse der Datenrate wird die MODCOD Quadraturphasenumtastung (engl. *quadrature phase-shift keying*) (QPSK) 1/2 mit einem *Roll-off*-Faktor von 35 % aus den Standards DVB-S2- [43] und DVB-S2X- [44] angenommen. Die Zahl 1/2 steht hierbei für die Kodierrate. Die gewählte MODCOD erfordert ein E_b/N_0 von 3,3 dB. Für die Betrachtung werden die Datenrate und somit die Bandbreite so angepasst, dass dieser Wert exakt erreicht wird. Mit den üblichen Verlustwerten für die Freiraumdämpfung, sowie für die Verluste der Atmosphäre resultiert eine Datenrate von 100 kBit/s (1,5 MBit/s). Es ist hierbei anzumerken, dass sich die Werte in der Tabelle auf die Brutto-Datenrate beziehen. Für eine Berechnung der Netto-Datenrate müssen diese mit der Kodierrate multipliziert werden.

Tabelle 3.3: Analyse der Aufwärtsstrecke.

Größe	Einheit	Wert	Wert
Anzahl der Subsysteme	-	1	4
Anzahl der Elemente	-	256	1024
Mittenfrequenz	GHz	29,7	29,7
Gewinn des Einzelements	dBi	3	3
Gruppenfaktor	dB	24,1	30,1
Gewinn der Antenne	dBi	27,1	33,1
Sendeleistung pro Kanal	dBm	10	10
Verluste im Tx-Element	dB	4	4
EIRP	dBW	27,2	39,2
MODCOD	-	QPSK 1/2	QPSK 1/2
Roll-off-Faktor α_R	%	35	35
Erforderliches E_b/N_0	dB	3,3	3,3
Distanz	km	36 000	36 000
Freiraumdämpfung	dB	213	213
Atmosphärische Verluste	dB	1	1
G/T des Satelliten	dB/K	12,3	12,3
C/N	dB	5,2	5,05
Bandbreite B	MHz	0,06	1,01
Datenrate R	MBit/s	0,1	1,5

3.4.2 Abwärtsstrecke

Abb. 3.6 zeigt das schematische Blockdiagramm für die Leistungsanalyse des Rx-Betriebs. Eine Annahme für den Rx-Antennengewinn ist $G_{Ant,Rx} = 3$ dBi und für den Antennenverlust 2,3 dB. Der LNA stellt eine Rauschzahl von 1,3 dB und einen Kleinsignalgewinn von 25 dB bereit. Die Einfügedämpfung des Tx/Rx-Diplexers wird auf 0,7 dB geschätzt. In der Empfangssignalkette folgen anschließend das Rx-Bandpassfilter und der Rx-Core-Chip. Dieser hat eine Rauschzahl von 3,4 dB und einen kohärenten Gewinn von 22 dB. Dieser beschreibt den Gewinn des Rx-Core-Chips, wenn Signale an allen Eingangstoren anliegen und am Ausgang konstruktiv überlagert werden. Für das Rx-Filter wird eine Einfügedämpfung von 4 dB angenommen. Da das Filter sich hinter dem LNA befindet und die Einfügedämpfung deutlich unter dem Gewinn des LNAs liegt, wird die Rauschzahl des System dadurch nicht signifikant verschlechtert. Der Wilkinson-Leistungsteiler T_3 kombiniert die Signale der beiden Rx-Core-Chips und leitet diese auf den Rx-Mischer M_1 . Das abwärtskonvertierte Signal wird vom Modul

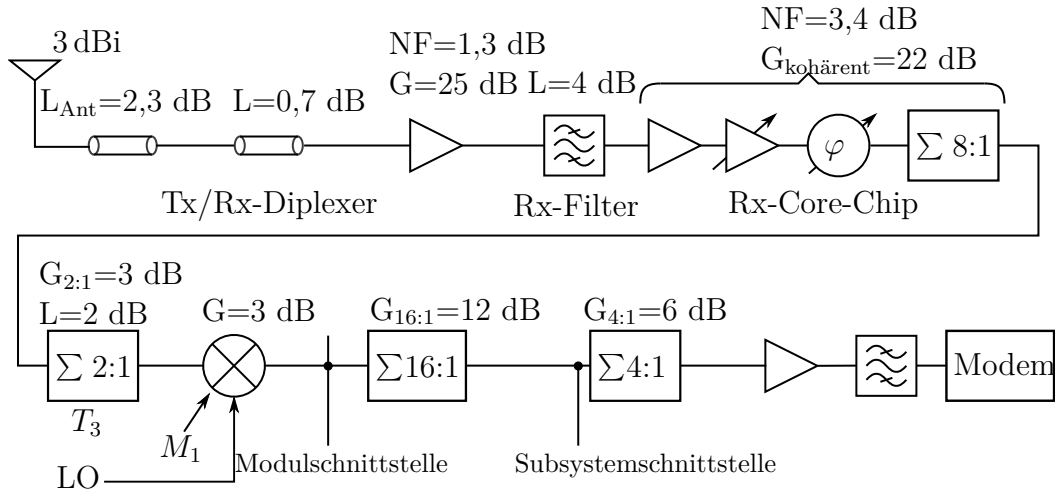


Abbildung 3.6: Blockdiagramm der Empfangskette. Die Gewinne der Leistungsteiler sind hier kohärente Gewinne.

auf die Rückplatte geleitet, wo sich ein 16-auf-1-Kombinierer befindet. Aufgrund der hohen Verstärkungen des LNAs und des Rx-Core-Chips können die Komponenten nach dem Rx-Core-Chip für die Rauschzahlberechnung vernachlässigt werden, wodurch sich eine Gesamttrauschzahl des Frontends von 2 dB ergibt.

Die Rauschtemperatur T_S des Gesamtsystems lässt sich mit

$$T_S = T_R + T_A \quad (3.4)$$

berechnen, wobei T_R die Empfängerrauschtemperatur und T_A die Antennenrauschtemperatur am Antenneneingang sind. Erstere folgt aus

$$T_R = T_0(F_R - 1) = 490,5 \text{ K}, \quad (3.5)$$

wobei F_R die Empfängerrauschzahl ist. Sie umfasst die Rauschzahl des Frontends und die Verluste der Antenne. Die Rauschtemperatur T_A ist die für klaren Himmel und wird auf 100 K geschätzt [61]. Das G/T des Gruppenstrahlers lässt sich durch

$$G/T \Big|_{\text{dB/K}} = G_{\text{Ant,Rx}} \Big|_{\text{dBi}} + 10 \log_{10}(N) - 10 \log_{10}(T_S) \quad (3.6)$$

berechnen, wobei N die Anzahl der Einzelemente und $G_{\text{Ant,Rx}}$ der Gewinn des Einzelstrahlers sind.

Tabelle 3.4: Abwärtsstrecke.

Größe	Einheit	Wert	Wert
Anzahl der Subsysteme	-	1	4
Anzahl der Elemente	-	128	512
Mittenfrequenz	GHz	19,95	19,95
Gewinn des Einzelements	dBi	3	3
Gruppenfaktor	dB	21,1	27,1
Gewinn der Antenne	dBi	24,1	30,1
Verluste im Rx-Element	dB	2,3	2,3
Rauschzahl Frontend	dB	2	2
Rauschzahl Frontend mit Antenne (F_R)	dB	4,3	4,3
Antennentemperatur (T_A)	K	100	100
Systemgesamtrauschtemperatur (T_S)	K	590,5	590,5
G/T	dB/K	-3,6	2,4
MODCOD	-	QPSK 3/4	QPSK 3/4
Roll-off-Faktor α_R	%	35	35
Erforderliches E_b/N_0	dB	4,5	4,5
Distanz	km	36 000	36 000
Freiraumdämpfung	dB	210	210
Atmosphärische Verluste	dB	1	1
EIRP des Satelliten	dBW	58,1	58,1
C/N	dB	6,2	7
Bandbreite B	MHz	3,4	11,2
Datenrate R	MBit/s	5	16,6

Es ergeben sich die Werte für die Abwärtsstrecke aus Tabelle 3.4 mit einem G/T von $-3,6$ dB/K für ein Subsystem beziehungsweise $2,4$ dB/K für vier Subsysteme.

Die Datenraten mit der MODCOD QPSK 3/4 beträgt dann 5 MBit/s beziehungsweise $16,6$ MBit/s. Auch hier handelt es sich um die Brutto-Datenrate. Für die Netto-Datenrate müssen die Werte mit der Kodierrate multipliziert werden. In der Praxis besitzen Modems im Empfangsbetrieb eine minimale erforderliche Leistung. Um diese zu erreichen, ist ein entsprechender IF-Verstärker notwendig.

3.5 Regelung, Steuerung und Versorgung des Moduls

Abb. 3.7 veranschaulicht die Regelung, die Steuerung und die Spannungsversorgung des Moduls. Die LNAs erfordern eine korrekte Einstellung des Arbeitspunkts. Dies erfolgt

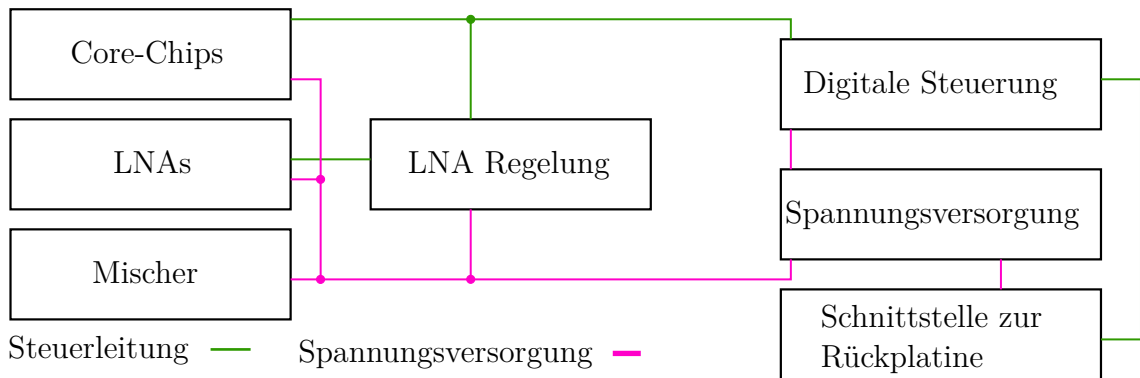


Abbildung 3.7: Schematische Darstellung der Steuerung, der Versorgung des Moduls und der LNA-Regelung.

mit einer LNA-Regelung. Weiterhin werden die Core-Chips, sowie die LNA-Regelung digital gesteuert. Das Spannungsversorgungsnetzwerk erzeugt aus einer gemeinsamen Spannung die unterschiedlichen Spannungen für die Komponenten auf dem Modul. Zusätzliche Anforderungen an die Spannungsversorgung sind die Skalierbarkeit der Antenne und die Kompatibilität mit üblichen Versorgungsspannungen in Flugzeugen, von, zum Beispiel, 28 V. Die nachfolgenden Unterkapitel betrachten die Umsetzungen der genannten Netzwerke.

3.5.1 Arbeitspunktregelung der LNAs

Für den gewählten LNA ist es erforderlich, den Arbeitspunkt korrekt einzustellen und eine Startsequenz durchzuführen. Wenn dieses nicht erfolgt, führt es zu einem Defekt des LNAs. Um dem vorzubeugen und die Zuverlässigkeit im Allgemeinen zu erhöhen, wird eine dynamische Regelung der Arbeitspunkte auf dem Modul implementiert. Der Stand der Technik ist die Verwendung eines aktiven Arbeitspunktreglers, wie zum Beispiel des *HMC920LP5E* von *Analog Devices* oder von [62]. Diese Bauteile sind für die Regelung des Arbeitspunkts eines einzelnen Verstärkers geeignet. Daher ist diese Lösung für das angestrebte System mit seiner Vielzahl an LNAs wegen des Flächenbedarfs nicht geeignet.

Stattdessen wird eine Regelung implementiert, die die Arbeitspunkteinstellung mehrerer LNAs ermöglicht. Abb. 3.8 zeigt die schematische Darstellung dieses Netzwerks. Alle Verstärker sind an dieselbe Drain-Leitung angeschlossen. Aus Gründen der Zuverlässigkeit ist für jeden Drain-Anschluss ein Schalter vorgesehen. Im Falle eines Defekts

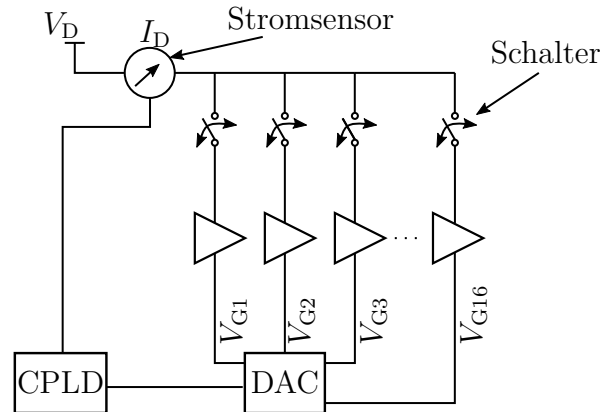


Abbildung 3.8: Schematische Darstellung des Netzwerks für die Arbeitspunktregelung der LNAs.

eines LNAs kann dieser abgeschaltet werden und das gesamte System funktioniert weiterhin. Ein Stromsensor misst den gesamten Strom aller parallel geschalteten Verstärker. Ein Digital-Analog-Umsetzer (engl. *digital-to-analog converter*) (DAC) mit 16 Kanälen steuert die Gate-Spannungen für jeden LNA. Da der Gate-Strom in der Regel sehr gering ist, d.h. im Bereich von wenigen pA liegt, ist hier kein zusätzlicher Treiber notwendig. Um den Drain-Strom jedes einzelnen Verstärkers zu bestimmen, muss dieser kurzzeitig abgeschaltet werden. Im Betrieb des Antennensystems ist dies möglich, ohne die Leistung des Gesamtsystems zu beeinträchtigen. Hier wird nur ein einzelnes Element von vielen abgeschaltet. Die Änderung des Gesamtstroms entspricht dann dem Drain-Strom des ausgeschalteten Verstärkers.

Bei der Auswahl der Komponenten wird besonderer Wert auf Flächeneffizienz gelegt, um das Modul so kompakt wie möglich zu halten. Der verwendete Drain-Schalter ist der *TPS22916B* von *Texas Instruments*. Die Gehäusegröße beträgt nur $0,775 \times 0,75 \text{ mm}^2$. In dem vorgestellten Aufbau wird der 16-Kanal-DAC *AD5767* von *Analog Devices* verwendet. Seine Spannungsaufösung von -10 bis 0 V beträgt 16 Bit. Für den Stromsensor wird der Widerstand *FC4L16R020FER* von *Ohmite* mit einem Stromverstärker *MAX44286F* von *Maxim Integrated* und einem Analog-Digital-Wandler *ADS1114* von *Texas Instruments* verwendet. Die Regelung übernimmt der komplexe programmierbare Logikschaltkreis (engl. *complex programmable logic device*) (CPLD) *MachXO2* von *Lattice*, der den Strom ausliest und den DAC einstellt. Das sich dadurch ergebende

Netzwerk kann zur Steuerung von bis zu 16 LNAs verwendet werden und reicht somit für ein Modul.

3.5.2 Spannungsversorgung des Moduls

Abb. 3.9 veranschaulicht die Spannungsversorgung und die digitale Steuerung des Moduls. Das Modul wird mit 28 V Gleichspannung versorgt. Dies ist eine übliche Bordspannung auf Flugzeugen. Zudem ist eine hohe Spannung vorteilhaft, da sie für hohe Leistungen einen niedrigen Strom erlaubt und die Anforderungen an Leiterbahnen der Rückplatte senkt. Der niedrige Gesamtstrom ermöglicht zudem eine hohe Skalierbarkeit. Auf dem Modul wird die Spannung mithilfe des Spannungswandlers *TPS82085* von *Texas Instruments* von 28 V auf 3,5 V gewandelt. Dieser Spannungswandler hat einen Wirkungsgrad von etwa 85 %. Die Bauteile *LTM8053* von *Analog Devices* versorgen die Core-Chips. Diese wandeln 3,5 V auf 1,8 V. Um den nötigen Strom für alle Core-Chips unter voller Belastung zu gewährleisten, sind zwei von diesen Bauteilen notwendig. Deren Wirkungsgrad beträgt 87 %.

Die Leistungsverbräuche eines Moduls und eines Subsystems sind in Tabelle 3.5 aufgelistet. Die Tabelle zeigt zusätzlich die umgesetzte Leistung der einzelnen Kompo-

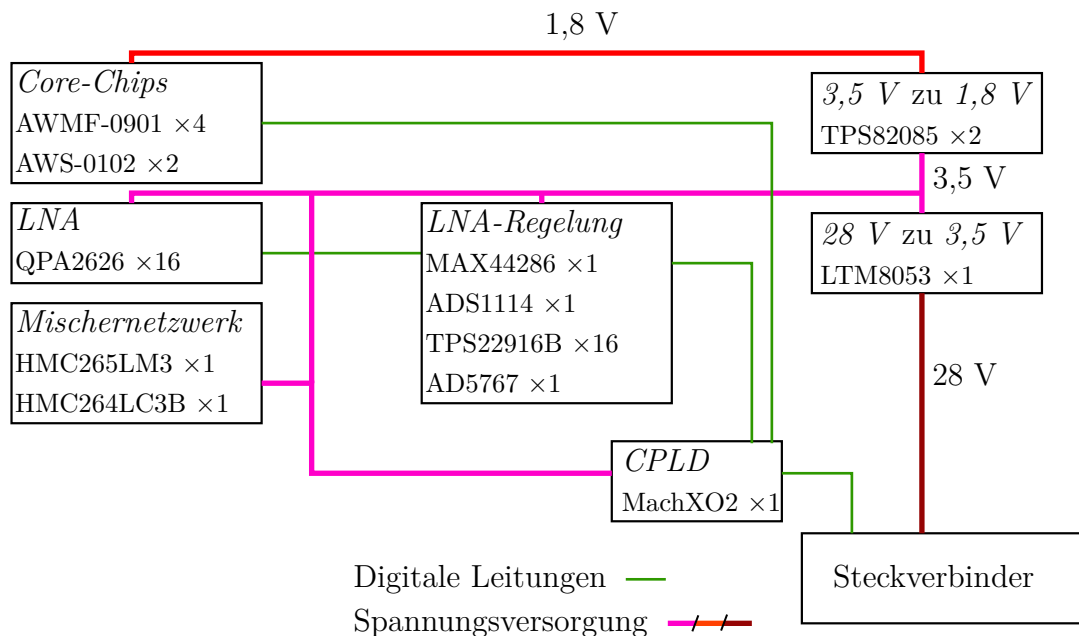


Abbildung 3.9: Schematische Darstellung der Spannungsversorgung und der digitalen Architektur des Moduls.

Tabelle 3.5: Leistungsverbrauch der Antenne in W.

Komponente	Funktion	P_{dis}	Anzahl Mod.	P_{dis} Mod.	P_{dis} Subsys.
QPA2626	LNA	0,2	16	3,2	49,3
AWMF-0109	Tx-Core-Chip	1,35	4	5,4	86,4
AWS-0102	Rx-Core-Chip	0,3	2	0,6	9,6
MachXO 2	CPLD	0,21	1	0,21	3,36
AD5767	DAC	0,29	1	0,3	4,6
HMC264LC3B	Tx-Mischer	0,1	1	0,0875	1,4
HMC265LM3	Rx-Mischer	0,1	1	0,175	2,8
LTM8053	28 V auf 3,5 V	2	1	2,06	30,5
TPS82085	3,5 V auf 1,8 V	0,45	2	0,9	14,34
Gesamt				12,7	203

ponenten und die Anzahl der Komponenten in einem Modul. Unter Vollast verbraucht ein Modul etwa 13 W, was für ein Subsystem etwa 200 W entspricht.

3.5.3 Digitale Steuerung des Moduls

Abb. 3.9 zeigt außerdem die digitale Steuerarchitektur mit den erforderlichen Signalleitungen. Der CPLD *MachXO2* von *Lattice* steuert die Core-Chips, den für die LNA-Arbeitspunktregelung notwendigen DAC, die Schalter und den Stromsensor. Er wird als digitale Schnittstelle zur Rückplatine verwendet. Dadurch, dass jedes Modul eine zentrale Steuereinheit besitzt, kann die Größe des Gruppenstrahlers leicht verändert werden.

3.6 Technologische Umsetzung

3.6.1 Leiterplattentechnologie

Die Implementierung der Module erfolgt als eine klassische Leiterplatte (engl. *printed circuit board*) (PCB) mit mehreren Lagen. Abb. 3.10 zeigt einen generischen Aufbau einer solchen PCB mit sechs Metalllagen. Üblicherweise besteht die PCB aus dielektrischen Substraten, die Metalllagen auf beiden Seiten besitzen. Ätzen oder Fräsen erzeugt unterschiedliche Strukturen auf diesen Metalllagen. Sie können durch Bohrungen und anschließende Galvanisierung miteinander verbunden werden. Diese Durchkontaktierungen bezeichnet man als Vias. Man unterscheidet wiederum zwischen durchgehenden

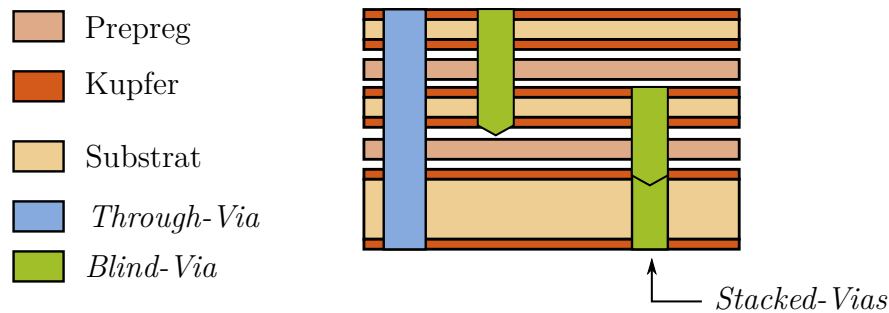


Abbildung 3.10: Beispielhafter Lagenaufbau mit den verschiedenen Via-Typen.

Vias (*through vias*), Sackloch-Vias (*blind vias*) und gestapelten Vias (*stacked vias*). Durch haftendes Harz (engl. *Prepreg*) können mehrere solche Substrate miteinander verklebt werden.

Die Verwendung der Leiterplattentechnologie hat mehrere Vorteile. Beispielsweise lassen sich unterschiedliche Leitungsarten realisieren. Zusätzlich ist ein Auflöten der SMD-Bauteilen direkt auf der Leiterplatte möglich, was die Integration und Kompaktheit des Moduls erhöht. Eine gängige Praxis in der industriellen Fertigung ist es, große Nutzen herzustellen, sodass in einem Fertigungslauf mehrere Module gefertigt werden können.

3.6.2 Planare Übertragungsleitungen

Die Standard-PCB-Technologie erlaubt die Implementierung mehrerer Leitungstypen. Ref. [63] gibt einen Überblick über verschiedene planare Leitungen. Die in dieser Arbeit verwendeten Leitungen werden im Folgenden näher erläutert.

Mikrostreifenleitung

Die Mikrostreifenleitung aus Abb. 3.11(a) ist der einfachste Leitungstyp, der sich in planarer Technologie realisieren lässt. Die Leitung besteht aus einem strukturierbaren Leiter auf der Oberseite und einer geschlossenen Massefläche auf der Rückseite. Die Vorteile dieser Leitung sind die technologische Einfachheit, sowie die Kompatibilität mit SMD-Komponenten.

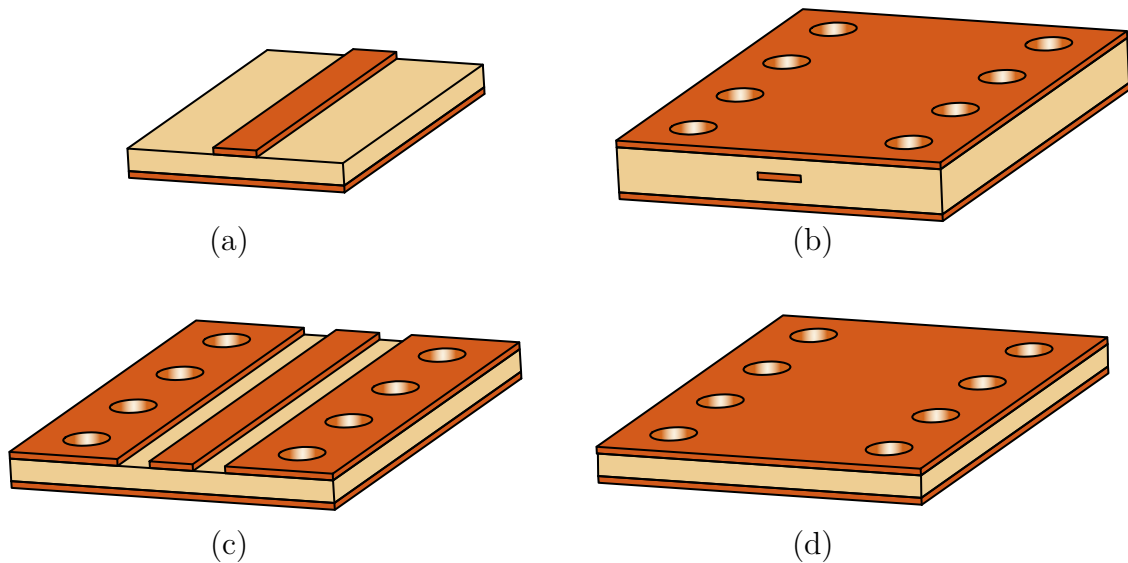


Abbildung 3.11: Leitungen in PCB-Technologie. (a) Mikrostreifenleitung, (b) Streifenleitung, (c) CPW und (d) SIW.

Streifenleitung

Den Aufbau der Streifenleitung zeigt Abb. 3.11(b). Dieser Leitungstyp besteht aus einem Leiter, der oben und unten von geschlossenen Masseflächen umgeben ist. Diese Masseflächen beinhalten Vias, was die Schirmungseigenschaften deutlich verbessert.

CPW

Die Koplanarleitung (engl. *coplanar waveguide*) (CPW) wurde in [64] eingeführt und besteht aus einem mittleren Leiter und zwei Masseflächen in der gleichen Ebene. Oft wird eine zusätzliche Massefläche unterhalb des Leiters eingefügt und alle Masseflächen werden durch Vias verbunden. Abb. 3.11(c) zeigt den Aufbau einer CPW. Dieser Leitungstyp strahlt im Vergleich zu der Mikrostreifenleitung weniger ab. Ähnlich wie die Mikrostreifenleitung ist er mit den meisten SMD-Komponenten kompatibel.

SIW

Der substratintegrierte Wellenleiter (engl. *substrate integrated waveguide*) (SIW) [65, 66] ist in Abb. 3.11(d) dargestellt. Er kombiniert den klassischen Hohlleiter mit der Planartechnologie, was zu Komponenten mit erheblich reduzierten Kosten, Größe und

Gewicht führt. Der SIW besteht aus zwei geschlossenen Metallebenen, die mit Vias verbunden sind. Es existieren mehrere Modelle, die den SIW als äquivalenten gefüllten Rechteckhohlleiter beschreiben [65, 66].

SIWs besitzen hervorragende Schirmungseigenschaften. Es kann eine Vielzahl von passiven Komponenten, wie beispielsweise Filter [67] und Antennen [33] realisiert werden. Mit geeigneten Übergängen sind SIWs kompatibel mit anderen planaren Übertragungsleitungen [68, 69] und Rechteckhohlleitern [70]. Die SIW-Technologie ermöglicht die Anwendung bekannter Hohlleiterentwurfstechniken auf PCBs [71].

Entwicklung der Komponenten und Netzwerke 4

Im vorherigen Kapitel wurde das Antennenmodul vorgestellt, in einzelne Funktionsblöcke zerlegt und diskutiert. Dieses Kapitel beschreibt die Umsetzung dieser Funktionsblöcke. Die notwendigen passiven Komponenten werden entworfen und ihre elektrische Leistungsfähigkeit wird messtechnisch verifiziert. Durch Zusammenschaltung mit ausgewählten aktiven Bauteilen werden die Netzwerke aus Kapitel 3 aufgebaut. Messtechnische Charakterisierungen bestätigen deren Funktionalität.

4.1 Einzelstrahler

Für den Aufbau der Antenne werden Längsstrahler eingesetzt, die in Leiterplattentechnologie hergestellt werden können und die Polarisationen LHCP und RHCP erzeugen. Vorgesehen sind SIW-Antennen wie in Abb. 4.1 mit einem sogenannten Septum-Polarisator [59]. Dieser ist in Abb. 4.1(b) abgebildet. Diese SIW-Antennen haben zwei Eingänge (Tor 1 und Tor 2) und erzeugen am Ausgang die beiden gewünschten Po-

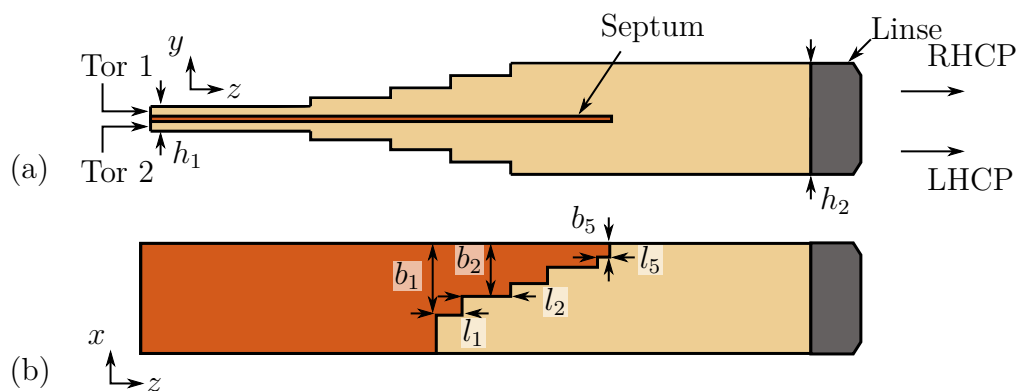


Abbildung 4.1: Konzept des Strahlers. (a) Querschnitt und (b) Schnittbild in der Septum-E-Ebene.

larisationen. Sie können breitbandig ausgelegt werden und eignen sich somit sowohl für die Implementierung der Tx/Rx-Elemente, als auch der Tx-Elemente. Durch eine dielektrische Linse können die Anpassung und die Polarisationsreinheit verbessert und die Antennenverkopplung reduziert werden [32, 39].

Aus technologischer Sicht ist anzumerken, dass die Leiterplatte auf der Antennenseite relativ dick ist (Höhe h_2), da die zirkulare Polarisation SIWs mit quadratischem Querschnitt erfordert. Auf der Frontendseite (Höhe h_1) hat die PCB eine geringere Stärke. Entsprechende Übergänge diskutieren [39, 72, 73] und werden hier nicht weiter behandelt. Dies gilt auch für die dielektrische Linse, deren Entwurf und Implementierung in [32, 39] erfolgt.

Dieses Antennenkonzept wird für das Modul vorgegeben und wird für die Umsetzung des Moduls verwendet.

4.2 Strahlformungsnetzwerk

Dieser Abschnitt beschäftigt sich mit der Realisierung des Strahlformungsnetzwerks des Moduls aus Abb. 4.2. Das Netzwerk demonstriert die Speisung von acht Elementen. Diese setzen sich aus vier Einheitszellen zusammen, die aus der Speisung eines Tx/Rx- und eines Tx-Elements besteht. Die Speisung des Tx/Rx-Elements umfasst den Tx/Rx-Diplexer, den LNA und das Rx-Filter. Das Netzwerk verfügt insgesamt über zahlreiche RF-Signalfade, die als CPWs und SIWs implementiert werden. Die Einzelstrahler benötigen eine SIW-Schnittstelle und die Halbleiterkomponenten einen CPW-Anschluss. Folglich entsteht ein Bedarf an geeigneten passiven Übergängen.

Der Abschnitt zeigt zunächst die Umsetzungen des Tx/Rx-Diplexers, des Rx-Filters und der passiven Übergänge. Im nächsten Schritt werden zunächst die Speisung des Tx/Rx-Elements und danach die Einheitszelle realisiert. Der letzte Schritt diskutiert die Herstellung des Strahlformungsnetzwerks und dessen messtechnische Charakterisierung hinsichtlich der Ausgangsleistung und der Rauschzahl.

4.2.1 Auslegung des Tx/Rx-Diplexers

Im Folgenden wird die Auslegung des Tx/Rx-Diplexers erläutert. Diese basiert auf den Erkenntnissen aus [74]. Zunächst wird die Speisung eines Polarisationseingangs des Tx/Rx-Elements aus Abb. 4.3 betrachtet. Besonderes Augenmerk liegt hierbei auf

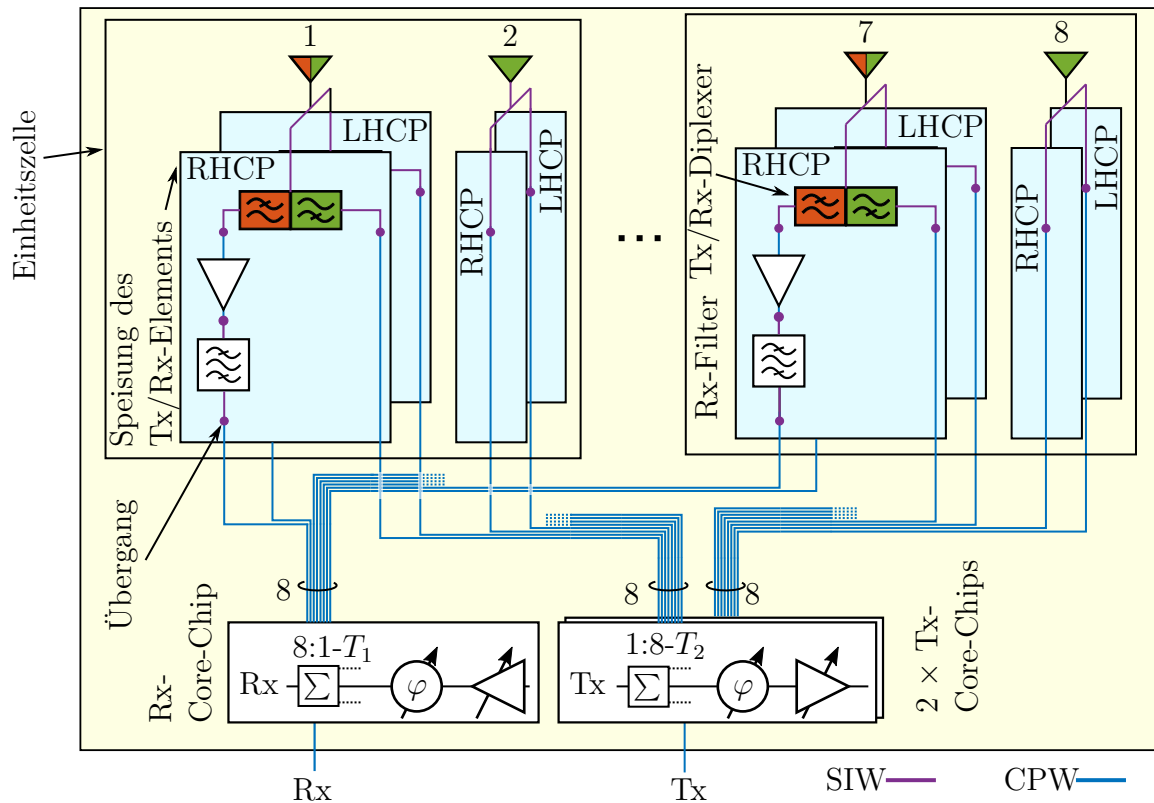


Abbildung 4.2: Schematische Darstellung des Strahlformungsnetzwerks.

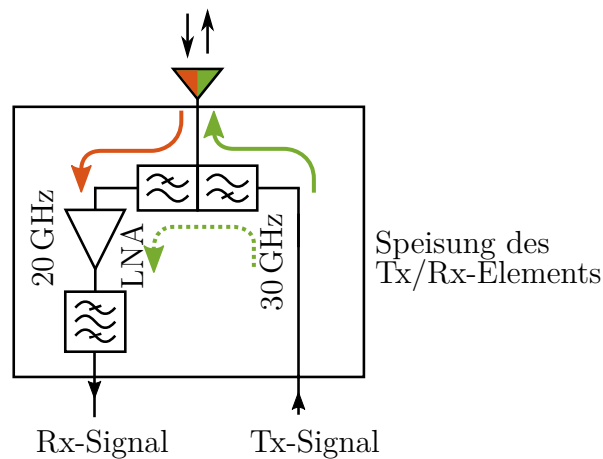


Abbildung 4.3: Speisung eines Polarisationsausgangs des Tx/Rx-Elements.

der Isolation. Ist diese zu gering, koppelt das Tx-Signal aus dem Tx-Core-Chip in den Rx-Pfad ein und treibt den LNA in die Kompression. Dies kann zu einer erhöhten

Bitfehlerrate führen. Eine hohe Isolation erfordert jedoch ein elektrisch langes Bauteil, das wiederum in der PCB-Technologie eine große Einfügedämpfung aufweist. Eine hohe Isolation führt demnach zu einer erhöhten Systemrauschzahl, was die Datenrate reduziert. Es muss daher die geringste Isolation ermittelt werden, die die nichtlinearen Effekte durch das eingekoppelte Tx-Signal noch verhindert, um einen optimalen Betrieb zu gewährleisten.

Verringerung der Leistungsfähigkeit bei einem Zweitonsignal

Das Signal am LNA ist ein Zweitonsignal. Es besteht aus dem kleinen Rx-Signal und einem gekoppelten großen Tx-Signal. Beide Signale haben schmale Bänder von höchstens einigen MHz.

Abb. 4.4(a) zeigt ein solches moduliertes Signal. Das Rx-Signal ist ein Kleinsignal und trägt nicht zu den nichtlinearen Effekten bei. Daher wird es mit einem Dauerstrich (engl. *continuous wave*) (CW)-Signal modelliert.

Das Tx-Signal, dagegen, kann bei großen Momentanwerten den LNA in die Kompression treiben. Abb. 4.4(b) zeigt qualitativ die Rx-Konstellationspunkte. Die grünen Punkte entsprechen dem linearen Betrieb. Durch die LNA-Kompression kann es zu Phasen- und Amplitudenverzerrungen kommen, was zu den gelben Konstellationspunkten führt. Im Betrieb bewegen sich die Konstellationspunkte entlang der roten Pfeile,

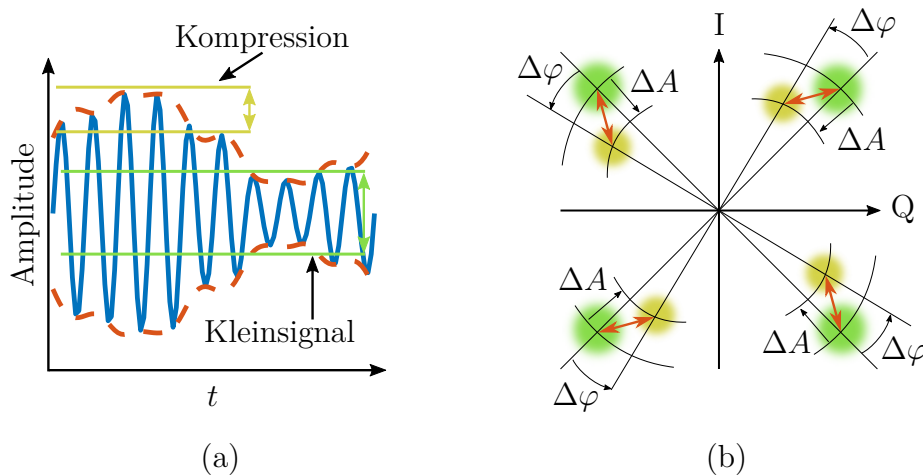


Abbildung 4.4: (a) Moduliertes zweitonsignal über die Zeit und (b) Konstellationsdiagramm ohne (grün) und mit (gelb) Kompression.

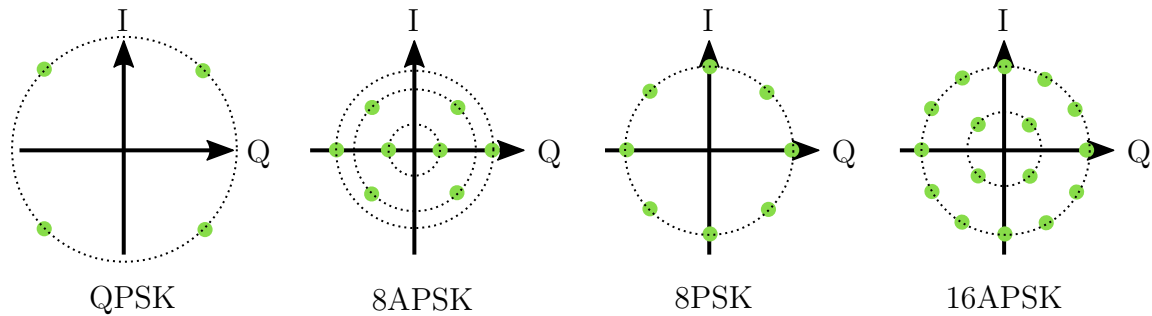


Abbildung 4.5: Die Konstellationsdiagramme QPSK, 8APSK, 8PSK und 16APSK.

die abhängig vom Tx-Signal sind. Im Folgenden wird das Tx-Signal als ein CW-Signal mit einer großen Amplitude modelliert. Damit wird die größtmögliche Verringerung der Leistungsfähigkeit abgedeckt und der Fehler somit nach oben abgeschätzt.

Eine weitere Annahme ist, dass die Kompression die Rauschzahl des LNAs nicht verändert. Dies ist eine berechtigte Annahme, da der Kompressionseffekt sich gleichermaßen auf das Rauschen und das Signal auswirkt, da beide Signale Kleinsignale sind.

Vier MODCODs aus dem DVB-S2X-Standard [43, 44] werden verwendet, um den Anstieg von der Rx-Bitfehlerrate aufgrund der Kompression zu untersuchen: QPSK 11/20 mit dem minimal erforderlichen Verhältnis von Symbolenergie zur Rauschspektralleistungsdichte E_S/N_0 von 1,45 dB, Amplituden- und Phasenumtastung (engl. *amplitude and phase-shift keying*) (APSK) 8APSK 5/9 mit einem minimal erforderlichen E_S/N_0 von 4,73 dB, Phasenumtastung (engl. *phase-shift keying*) (PSK) 8PSK 13/18 mit einem minimal erforderlichen E_S/N_0 von 7,49 dB und 16APSK 13/18 mit einem minimal erforderlichen E_S/N_0 von 9,71 dB. Abb. 4.5 zeigt die jeweiligen Konstellationsdiagramme. Die gewählten MODCODs repräsentieren Systeme mit unterschiedlichem C/N. Abb. 4.6 stellt die theoretische Bitfehlerrate in einem Kanal mit additivem weißem Gaußischem Rauschen (engl. *additive white Gaussian noise*) (AWGN) dar.

Für die Berechnung der Bitfehlerrate wird eine Gaußsche Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion über die Entscheidungsgrenzen der Symbole integriert. Es wird angenommen, dass die Symbole gleichmäßig verteilt sind. Für alle Berechnungen wird ein Detektor mit minimalem euklidischem Abstand verwendet. Abb. 4.7 illustriert die Änderung der Bitfehlerrate in Prozent in Abhängigkeit von der Amplituden- und der Phasenkompression.

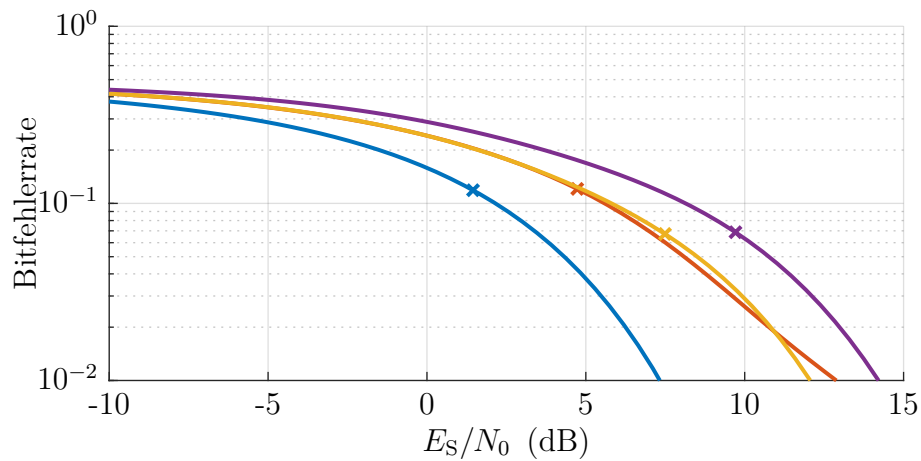


Abbildung 4.6: Theoretische Werte für die Bitfehlerrate der Modulationen (—) QPSK, (—) 8APSK, (—) 8PSK und (—) 16APSK in einem AWGN-Kanal. Die maximal erlaubte Bitfehlerrate der jeweiligen MODCOD ist mit \times markiert.

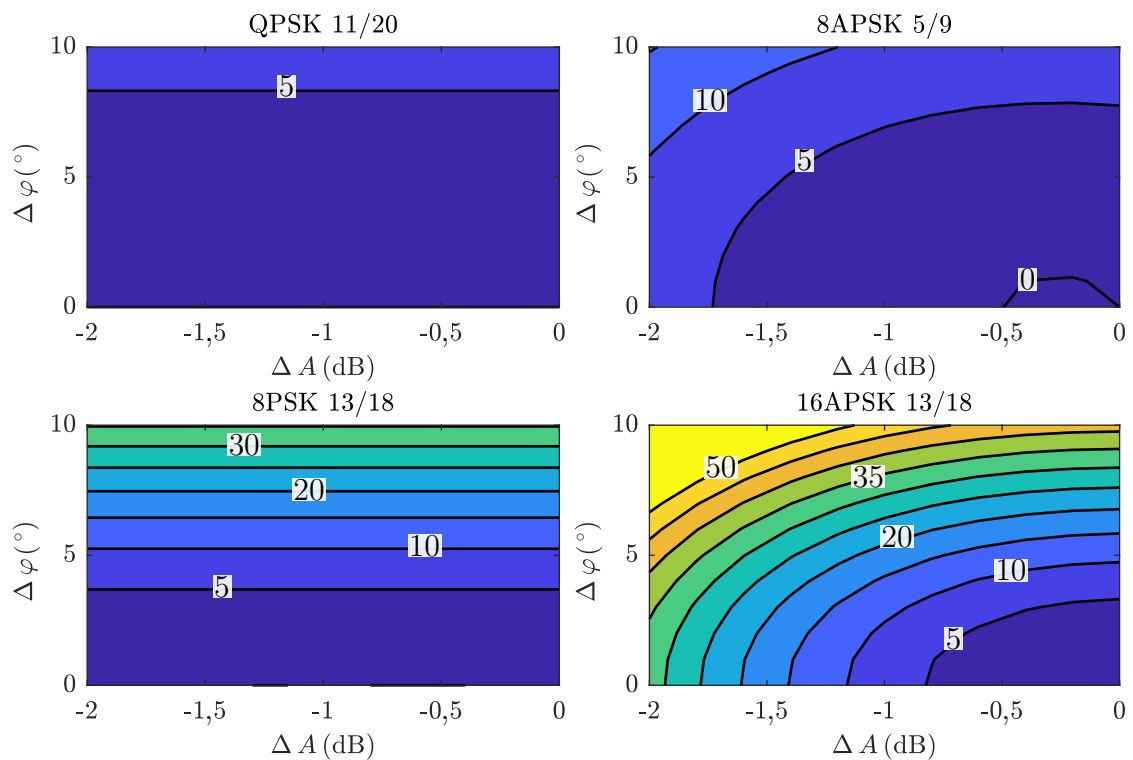


Abbildung 4.7: Änderung der Bitfehlerrate in (%) relativ zum Referenzwert für das minimal erforderliche E_s/N_0 für verschiedene MODCODs.

Der Fehler hängt stark von dem Modulationsschema ab. Während die Kompression bei den Modulationsschemata niedriger Ordnung keinen großen Fehler verursacht,

kann sie bei Schemata höherer Ordnung zu großer Bitfehlerrate führen. Der Fehler ist für QPSK- und 8PSK-Modulationen unabhängig von der Amplitudenkompression, da die Entscheidungsgrenzen durch die Phase definiert sind. Die Kompression beeinflusst das Signal und das Rauschen in gleicher Weise, so dass E_S/N_0 unverändert bleibt. Andererseits hängt der Fehler stark von der Phasenkompression ab. Im 8APSK-Modulationsschema nimmt die Bitfehlerrate bei kleiner Amplitudenkompression leicht ab. Dies hat folgende Ursache. Wenn das Signal komprimiert wird, rücken die beiden inneren Konstellationspunkte auf dem kleinsten Radius näher zusammen. Dadurch vergrößert sich der Abstand zu den Grenzen der benachbarten Symbole auf den größeren Radien. Die Folge ist, dass die Symbolfehlerrate der inneren Konstellationspunkte abnimmt. Die Symbolfehlerrate der Konstellationspunkte, die sich auf dem äußeren Radius befinden, nimmt jedoch zu. In der Summe führt dies zu dem beobachteten Verhalten.

Zweittonübertragungscharakteristik

Die vorangegangene Diskussion zeigt die Auswirkungen der Phasen- und der Amplitudenkompression auf die Leistungsfähigkeit des Empfängers. Der Kompressionseffekt wird mithilfe eines Zweitonsignals bestimmt. Dafür werden zwei Signale an den LNA angelegt. Das erste Signal bei 20 GHz ist ein Kleinsignal. Das zweite Signal ist bei 30 GHz. Dessen Eingangsleistung wird verändert und der LNA somit in Kompression getrieben. Der Einfluss auf das 20 GHz-Signal wird anhand der S -Parameter beobachtet. Abb. 4.8 zeigt das gemessene Zweitonverhalten des LNAs. Das kleine Signal bei 20 GHz wird bei -30 dBm kalibriert. Die Abszisse zeigt jeweils die Eingangsleistung des 30 GHz-Signals und die Ordinaten stellen die Phasen- beziehungsweise die Amplitudenänderungen des 20 GHz-Kleinsignals dar.

Der LNA zeigt eine Phasenänderung von mehr als 5° bei einer Eingangsleistung von mehr als -5 dBm, wenn er in die Kompression getrieben wird. Die Amplitude ändert sich nur um maximal $0,5$ dB.

Bestimmung der Diplexer-Isolation

Die Ergebnisse aus Abb. 4.7 und Abb. 4.8 werden zur Bestimmung der notwendigen Diplexer-Isolation verwendet. Dafür wird $C/N = E_S/N_0$ angenommen. In der Praxis

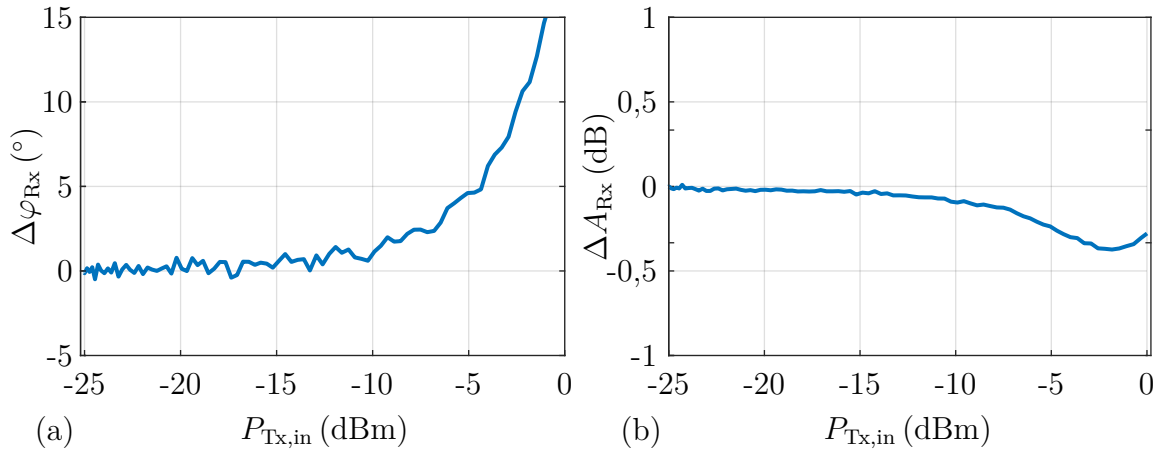


Abbildung 4.8: (a) Phasen- und (b) Amplitudenkompression des LNA QPA2626 bei Speisung mit einem starken Tx-Signal.

Tabelle 4.1: Leistungspegel des gekoppelten Tx-Signals am LNA-Eingang in (dBm), der zu einer relativen Erhöhung der Bitfehlerrate von 5 % führt.

	QPSK	8APSK	8PSK	16APSK
QPA2626	-5,3	-4,5	-6,5	-6,4

sind diese beiden Größen durch den *Roll-off*-Faktor verknüpft und identisch, wenn dieser 0 % beträgt [60]. Das C/N am LNA-Eingang wird 4 dB höher gewählt, als das minimal erforderliche C/N der jeweiligen MODCOD.

Abb. 4.9 veranschaulicht die Bitfehlerrate in Abhängigkeit von der gekoppelten Tx-Leistung. Die gestrichelte gelbe Linie stellt die maximal zulässige Bitfehlerrate für die verwendete MODCOD bei dem minimal erforderlichen C/N dar. Wenn die Bitfehlerrate diese Linie übersteigt, muss eine MODCOD niedrigerer Ordnung für eine stabile Datenübertragung verwendet werden. Der LNA zeigt eine starke Phasenkompression, wodurch Modulationsschemata höherer Ordnung empfindlicher auf die Kompression reagieren.

Bei einer relativen Verringerung der Bitfehlerrate von bis zu 5 %, kann der Verstärker als quasi-linear angesehen werden. Tabelle 4.1 gibt die Eingangsleistung des gekoppelten Tx-Signals am LNA-Eingang für diese Grenze der Bitfehlerrate an.

Die Ausgangsleistung des Tx-Core-Chips beträgt 10 dBm pro Kanal. Somit ist eine Isolation von 20 dB für den Diplexer ausreichend, um eine signifikante Verringerung der Bitfehlerrate für die betrachteten MODCODs zu verhindern. Fertigungstoleranzen

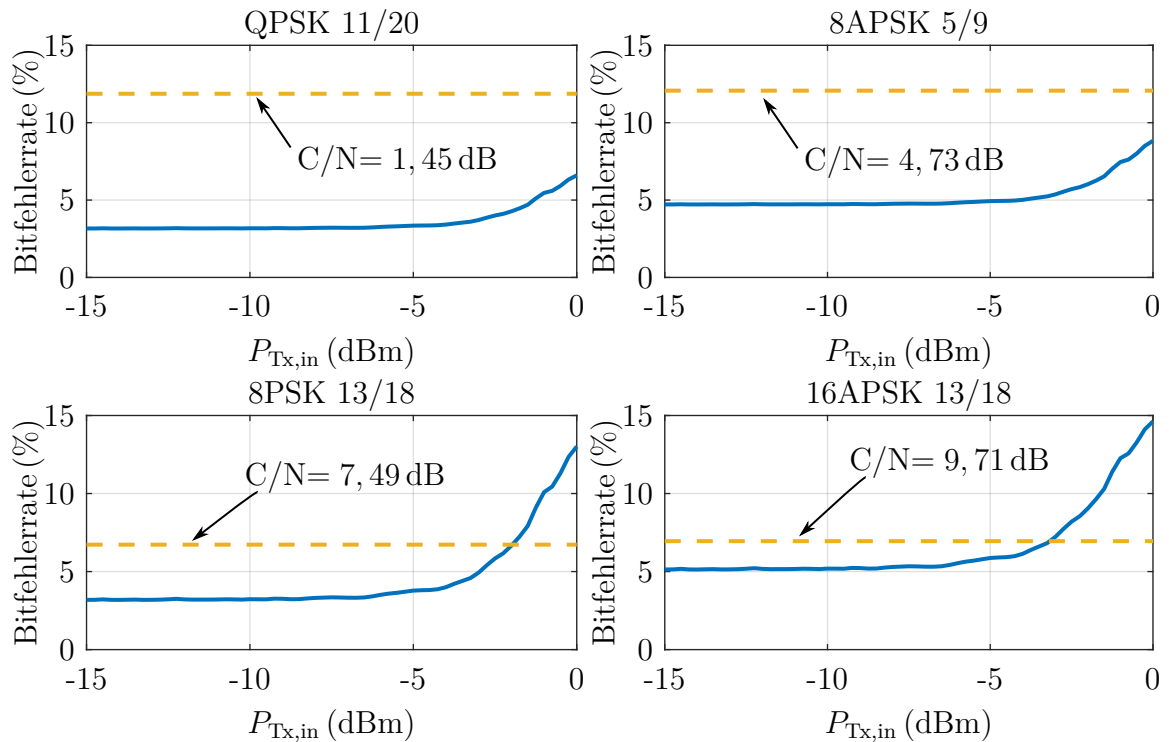


Abbildung 4.9: Verlauf der Bitfehlerrate mit dem LNA QPA2626 abhängig von der eingekoppelten Tx-Leistung.

können zu einer Reduzierung der Isolation führen. Daher wird bei der Auslegung der Komponente eine höhere Isolation angestrebt.

4.2.2 Planarer Tx/Rx-Diplexer

Diplexerkonzept

Für die Kompatibilität mit dem Strahler wird der Diplexer aus [75] in SIW-Technologie implementiert. Die Breite des Tx-SIW ist so gewählt, dass die Rx-Signale unterhalb der Grenzfrequenz liegen und somit durch die Hochpasscharakteristik des SIWs unterdrückt werden.

Abb. 4.10(a) zeigt das Konzept des Tx/Rx-Diplexers. Am gemeinsamen Tor spaltet sich der SIW in den Tx- und den Rx-Pfad auf. Im Rx-Pfad koppelt eine Apertur das Signal in zwei parallele, kurzgeschlossene Stichleitungen. Diese erzeugen zwei Transmissionsnullstellen um 30 GHz. Es resultiert ein Bandstopverhalten für das Tx-Signal

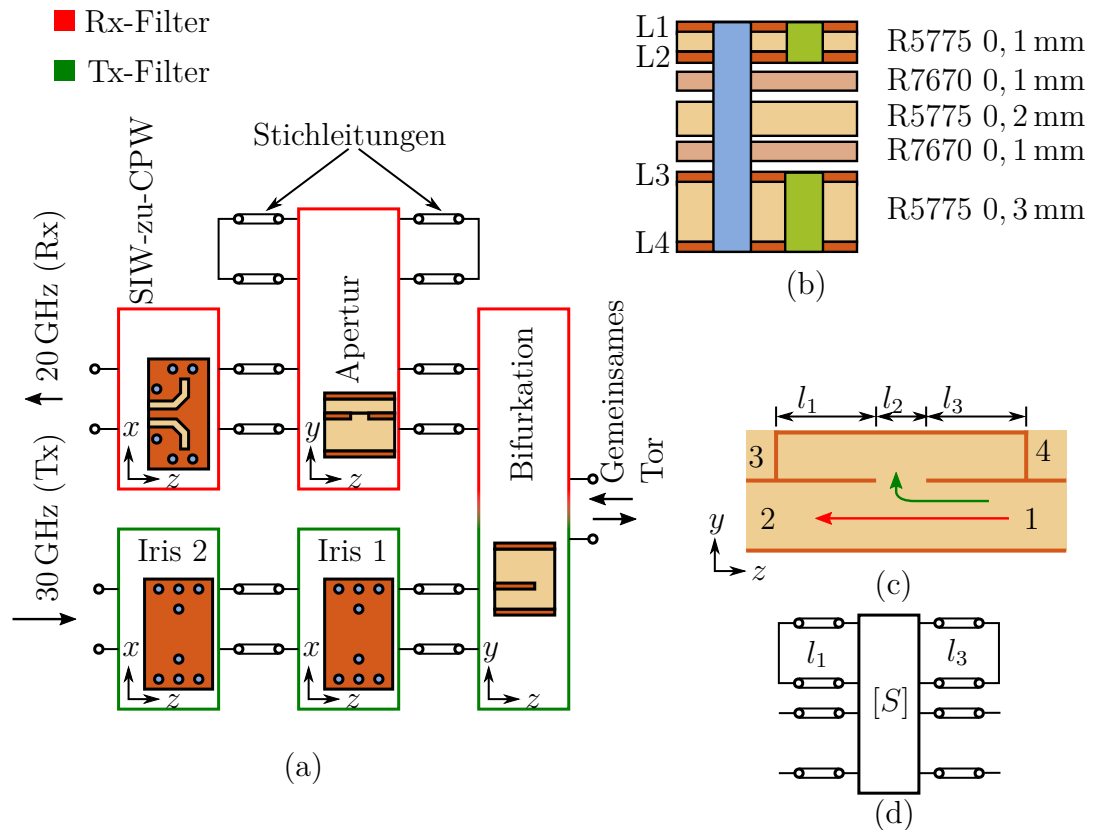


Abbildung 4.10: (a) Schematische Darstellung des Diplexerkonzepts, (b) Mehrlagenaufbau des Diplexers, (c) äquivalenter Hohlleiterquerschnitt und (d) Ersatzschaltung der aperturgekoppelten SIW-Stichleitungen.

im Rx-Pfad. Ein SIW-zu-CPW-Übergang ähnlich dem in [68, 69] folgt der Apertur. Im Tx-Pfad werden zwei Iriden zur Anpassung eingefügt.

Die Diskontinuitäten im Rx-Pfad, d.h. die Bifurkation, die Apertur und der SIW-zu-CPW-Übergang, bilden das Rx-Filter. Das Tx-Filter besteht aus der Bifurkation und den SIW-Iriden.

Implementierung des Diplexers

Der Diplexer wird mit den Substraten *Megtron 6* von *Panasonic* aufgebaut. Die Dielektrizitätskonstante ϵ_r und der Verlustfaktor $\tan(\delta)$ bei den betrachteten Frequenzen betragen 3,62 bzw. 0,005. Um die Verluste zu reduzieren, wird das Bauteil mit einer HVLP-Kupferfolie (engl. *Hyper Very Low Profile*) mit einer Rauheit von $R_q = 0,3 \mu\text{m}$ aufgebaut. Der gewählte Mehrlagenaufbau ist in Abb. 4.10(b) dargestellt. Für den

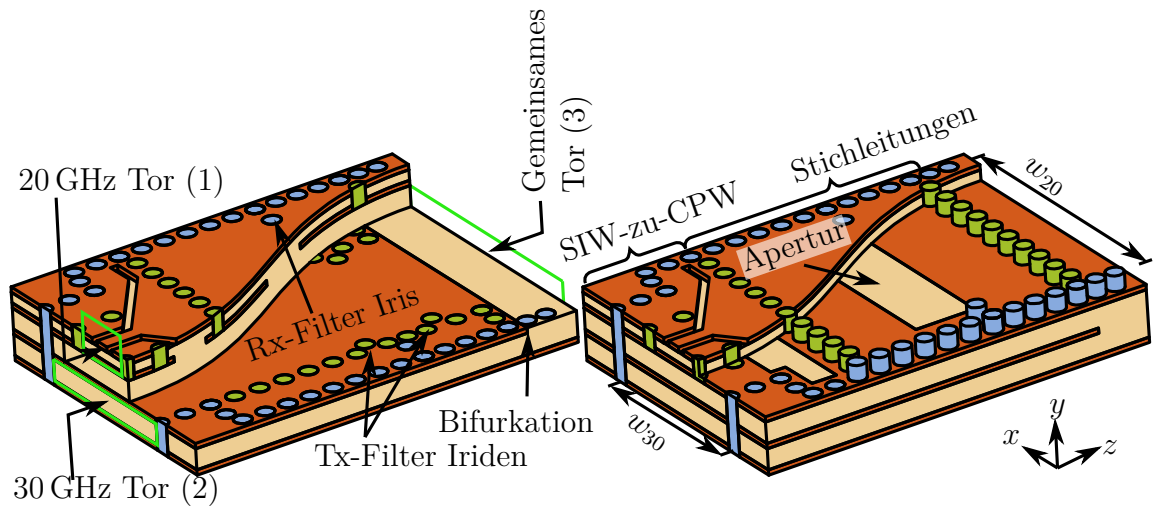


Abbildung 4.11: Planarer Tx/Rx-Diplexer mit zwei Schnittebenen.

Entwurf haben alle Vias einen Durchmesser von 0,3 mm und der Via-Abstand beträgt 0,4 mm.

Abb. 4.11 zeigt das Modell des Diplexers. Zwei verschiedene Schnittebenen in der Ansicht zeigen einige Details der Implementierung. Die Breite w_{20} des Rx-SIW's und des SIW's des gemeinsamen Tores beträgt 5 mm, die des Tx-SIW's (w_{30}) 3,5 mm. Die entsprechenden Grenzfrequenzen der Grundmoden sind 17 GHz beziehungsweise 25 GHz.

Im Folgenden werden die Funktionsweise und der Entwurf des Diplexers diskutiert.

Transmissionsnullstellen

Die Transmissionsnullstellen werden mit Hilfe einer reaktiv gekoppelten Kavität erzeugt. Die Kopplung geschieht durch eine Apertur in der Oberseite des Rx-SIW's. Die Kavität besteht aus zwei kurzgeschlossenen SIW's, wie in Abb. 4.10(c) gezeigt. Abb. 4.10(d) zeigt ein Ersatzschaltbild der Anordnung, wobei die SIW's durch elektrische Leitungen dargestellt sind. Letztere haben bei 30 GHz eine Länge von nominell $\lambda/4$, wobei λ die Wellenlänge im Medium ist. Ihre Längen l_1 und l_3 können so abgestimmt werden, dass die Bandbreite des Bandstopps vergrößert wird. Dies demonstriert Abb. 4.12(a), wo eine Änderung von l_1 und l_3 um $\pm 100 \mu\text{m}$ zu einer deutlichen Verschiebung der Resonanzen führt.

Ein weiterer Entwurfsparameter ist die Länge der Apertur l_2 . Wie in Abb. 4.12(b) dargestellt, muss bei der Wahl des Wertes ein Kompromiss gemacht werden. Während ein kleinerer Wert eine kompakte Komponente und eine bessere Eingangsanpassung

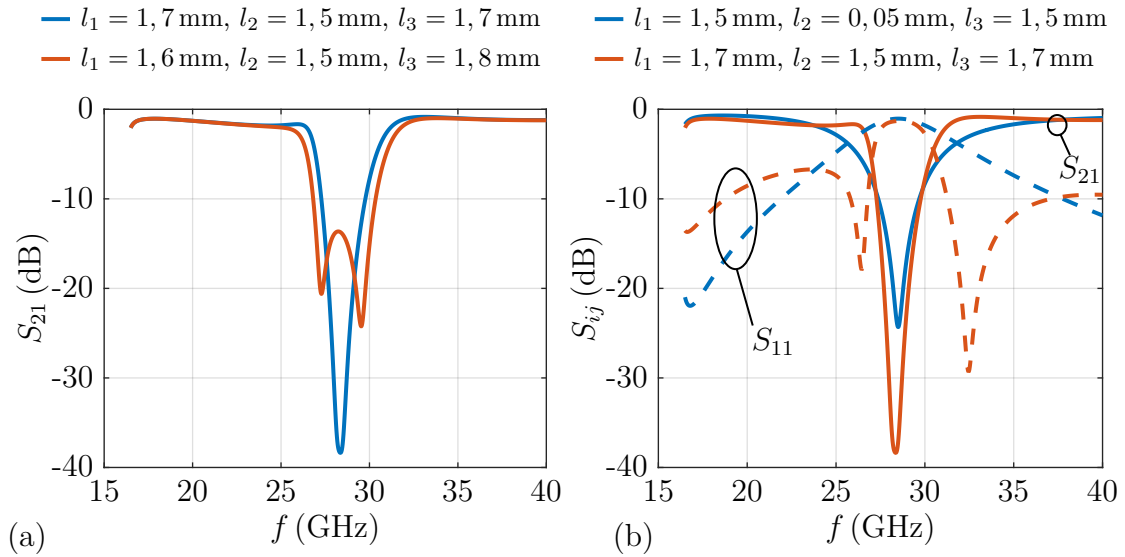


Abbildung 4.12: Auswirkungen der Änderungen (a) der Längen der Stichleitungen und (b) der Länge der Apertur.

bei 20 GHz ermöglicht, verbreitert ein größerer Wert das Stoppband aufgrund stärkerer Kopplung. Im gezeigten Beispiel wurden l_1 und l_3 nachjustiert, um die Resonanzfrequenz unverändert zu lassen.

Rx-Filter

Die Anpassung des Rx-Filters kann durch Abstimmung der Apertur und des SIW-zu-CPW-Übergangs eingestellt werden. Letzterer wird somit nicht separat, sondern als Teil des Filters optimiert. Das gilt auch für die Bifurkation. Folglich besteht das Filter aus zwei Resonatoren. Der erste befindet sich zwischen dem SIW-zu-CPW-Übergang und der Apertur, der zweite zwischen der Apertur und der Bifurkation. Zusätzlich ist, wie in Abb. 4.11 gezeigt, eine Iris in der Nähe der Apertur eingefügt, um die Kopplung zwischen den beiden Resonatoren einzustellen. Beide Resonatoren haben eine sehr niedrige externe Güte, was die Einfügedämpfung und somit auch die Rauschzahl verringert.

Abb. 4.13(a) zeigt die Verbesserung der Anpassung des Rx-Filters durch das sukzessive Hinzufügen der verschiedenen Bestandteile. Die Bifurkation ist bei 20 GHz nicht gut angepasst. Eine Kombination aus der Bifurkation und der Apertur weist eine schwache Resonanz bei 20 GHz auf. Die vollständige Filterstruktur, bestehend aus der Bifurkation, der Apertur und dem SIW-zu-CPW-Übergang weist das erwartete Filterverhalten

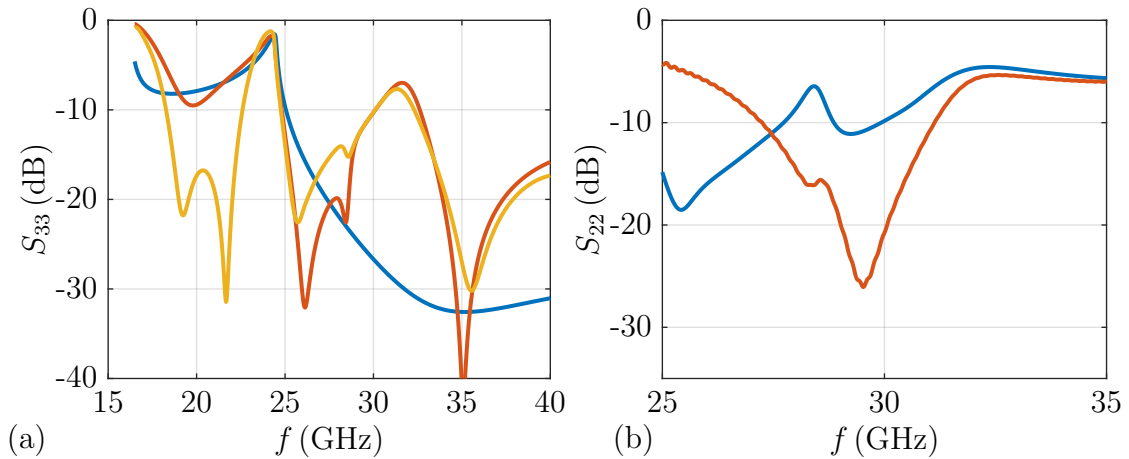


Abbildung 4.13: (a) Simulierte Reflexion des gemeinsamen Tors S_{33} des Rx-Filters (nur Bifurkation (—), Bifurkation mit Apertur (—), Bifurkation, Apertur und SIW-zu-CPW-Übergang (—)). (b) Simulierte Eingangsreflexion S_{22} am Tx-Tor (Diplexer ohne Tx-Iriden (—), Diplexer mit beiden Tx-Iriden (—)).

zweiter Ordnung auf. Die Anpassungseigenschaften bei 30 GHz werden nicht wesentlich beeinträchtigt. Der Grund dafür ist, dass ein großer Teil des Tx-Signals an der Apertur reflektiert wird.

Tx-Filter

Das Tx-Filter wird im nächsten Schritt entworfen. Es setzt sich aus der Bifurkation mit dem implementierten Rx-Filter und den zwei Iriden im unteren SIW zusammen. Die resultierenden Resonatoren weisen aufgrund der weiten Iriden eine niedrige externe Güte auf. Abb. 4.13(b) zeigt die Anpassung des Tx-Filters mit und ohne Iriden. Das Rx-Signal wird im Tx-Pfad durch die SIW-Hochpasscharakteristik evaneszent gedämpft.

Simulations- und Messergebnisse

Die Komponente wird mit *CST Microwave Studio* optimiert. Die strukturierten Metalllagen des Diplexers sind in Abb. 4.14 dargestellt. Sie sind wie in Abb. 4.10(b) beschriftet. Die Schicht L4 ist in der Darstellung weggelassen, da sie nur aus durchgehendem Kupfer besteht. Die optimierten Abmessungen sind in Tabelle 4.2 aufgeführt. Das Bauteil ist 5 mm breit. Das entspricht der Breite des 20 GHz-SIWs. Die Länge beträgt etwa 9 mm. Die kleinste Dimension ist der CPW-Spalt mit 115 μm .

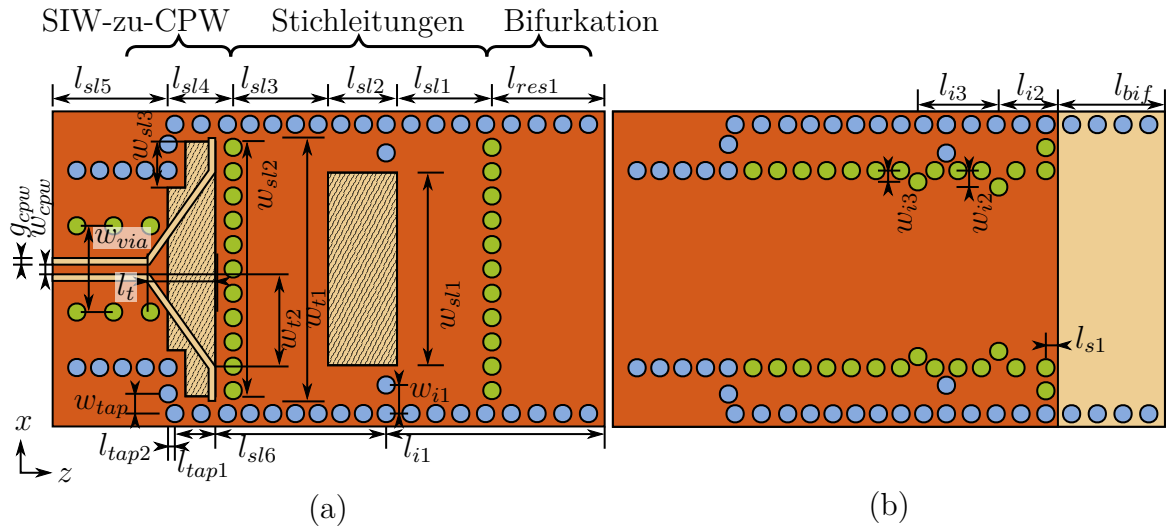


Abbildung 4.14: Strukturierte Metallagen des Diplexers mit (a) Lage L2 mit überlagertem CPW-zu-SIW-Übergang und (b) Lage L3.

Tabelle 4.2: Abmessungen des planaren Tx/Rx-Diplexers.

Parameter	g_{cpw}	w_{cpw}	w_{via}	l_t	w_{t2}	w_{t1}	w_{i2}	l_{tap1}	l_{bif}
Wert (mm)	0,12	0,17	1,5	1,2	1,64	4,57	0,29	0,7	2
Parameter	l_{sl5}	l_{sl4}	w_{sl2}	l_{sl3}	w_{sl3}	w_{sl1}	w_{i3}	l_{tap2}	l_{i2}
Wert (mm)	2	1,14	4,43	1,65	0,8	3,35	0,2	0,12	1,03
Parameter	l_{sl2}	l_{sl1}	l_{res1}	w_{i1}	l_{i1}	l_{sl6}	l_{s1}	w_{tap}	l_{i3}
Wert (mm)	1,2	1,65	2,1	0,5	3,94	2,97	0,21	0,34	1,41

Abb. 4.15 zeigt die Simulations- und die Messergebnisse. Da alle drei Tore des Bauelements unterschiedlich sind, wird ein *Unknown-Through-Offset-Short-Match* (UOSM) Kalibrierverfahren mit einem zusätzlichen *Offset-Short* anstelle eines *Match* verwendet [76]. Die Tore sind wie in Abb. 4.11 nummeriert. Im Allgemeinen kann eine gute Übereinstimmung zwischen Simulationen und Messung festgestellt werden. Die gemessene Einfügedämpfung bei 20 GHz beträgt 0,7 dB, während die Reflexion zwischen 18,7 und 22,1 GHz unter -15 dB bleibt.

Bei 30 GHz ist eine leichte Frequenzverschiebung zu beobachten. Trotzdem liegt der Reflexionsfaktor hier noch unter -10 dB. Die Einfügedämpfung für das Tx-Signal liegt bei etwa 1,2 dB.

Die gemessene Isolation zwischen dem Rx- und dem Tx-Pfad bei 30 GHz beträgt 40 dB und übersteigt die erforderlichen 20 dB deutlich.

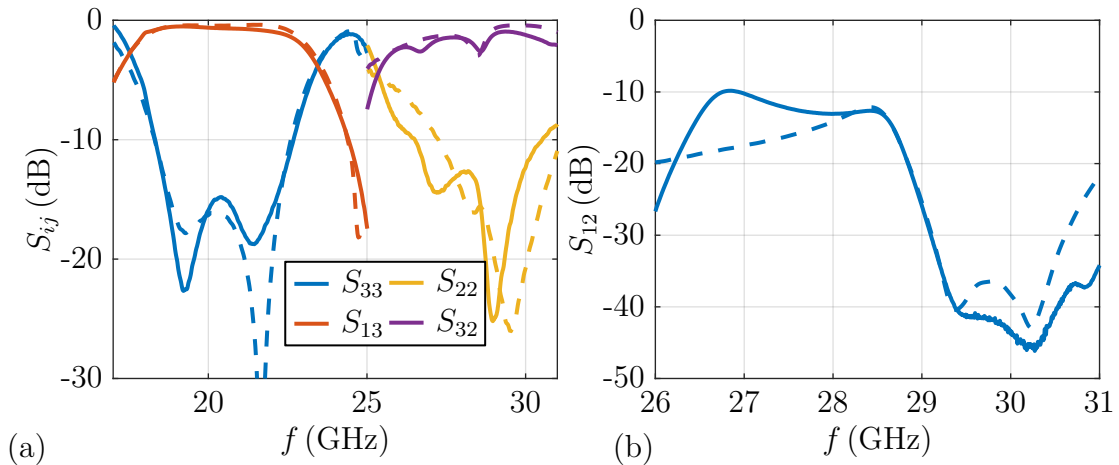


Abbildung 4.15: Simulierte (---) und gemessene (—) (a) Transmissions- und Reflexionskoeffizienten und (b) Kehrwert der Isolation (S_{12}).

4.2.3 Tx/Rx-Diplexer mit Stufendiskontinuität

Der zuvor vorgestellte Diplexer wird als vierlagige planare Komponente gefertigt und benötigt einen geeigneten Übergang für die Speisung der dickeren Antennen. Abb. 4.16(a) zeigt beispielhaft die Realisierung mit einem gestuften Übergang.

Als Alternative dazu wird im Folgenden eine Komponente entwickelt, die, wie in Abb. 4.16(b) dargestellt, die Stufendiskontinuität als einen Teil des Diplexers beinhaltet [77]. Eine solche Komponente ist kompakter und reduziert die Komplexität, da zusätzlich zu dem Diplexer nicht noch ein weiterer Übergang entwickelt werden muss. Abb. 4.17(a) zeigt den Querschnitt und Abb. 4.18 das Modell des Diplexers. Das gemeinsame Tor ist mit einem der zwei Eingänge des Polarisators verbunden. Das Rx-Tor

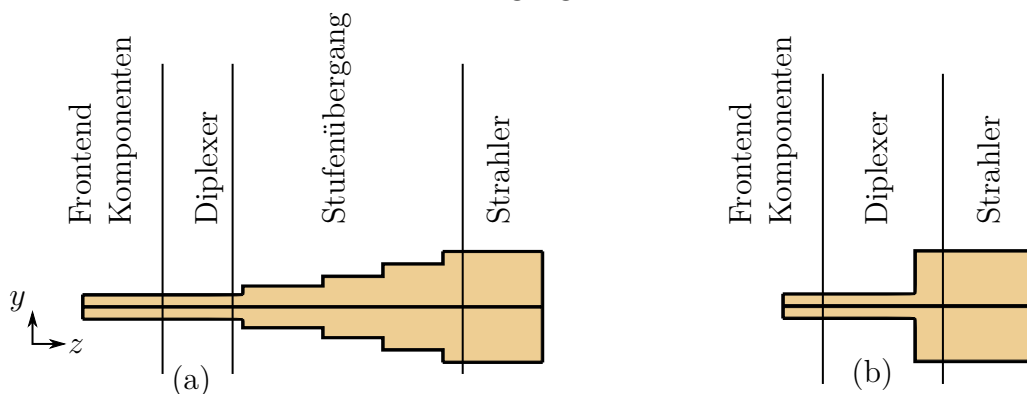


Abbildung 4.16: Übergang von dünner Frontend-PCB auf dickere Strahler. (a) Gestufter Übergang und (b) Diplexer mit einer einzigen Stufe.

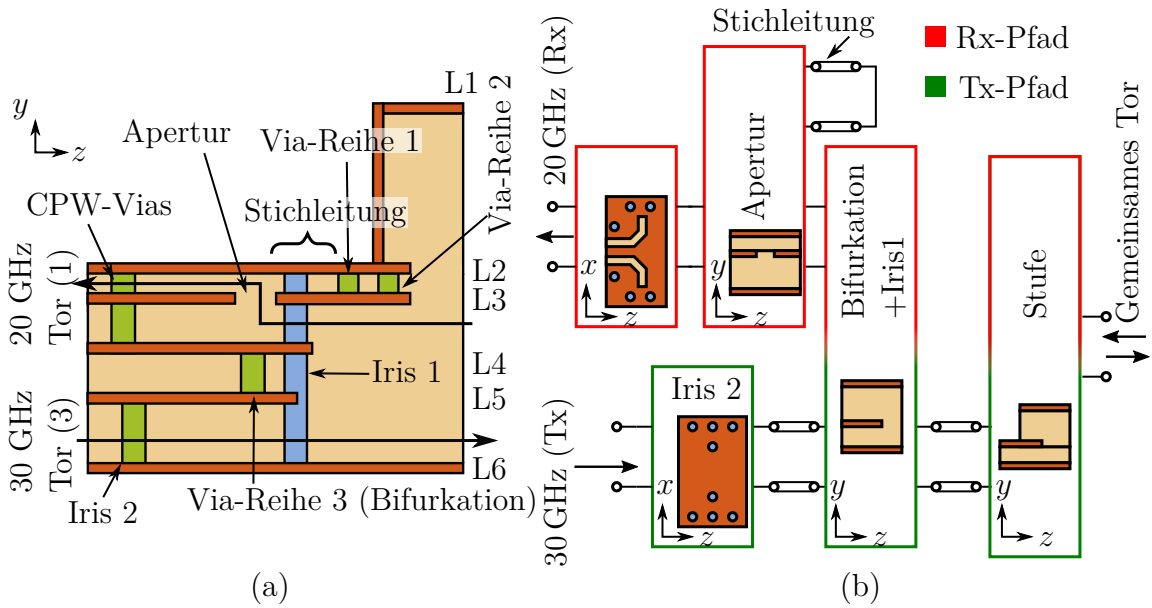


Abbildung 4.17: (a) Querschnitt und (b) schematische Darstellung des Diplexers mit Stufenübergang.

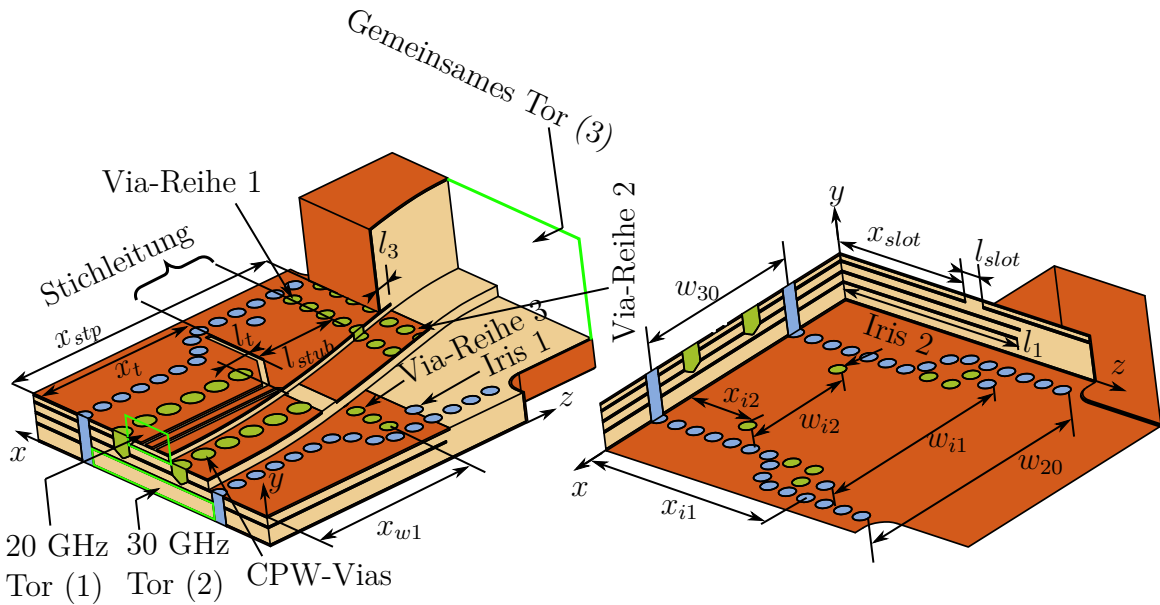


Abbildung 4.18: Modell des Diplexers mit einem Stufenübergang.

ist eine CPW. Damit kann das Rx-Signal direkt an einen LNA angelegt werden. Das Tx-Tor ist ein SIW zwischen den Schichten L5 und L6. Die Breite dieses SIW ist so gewählt, dass die Grenzfrequenz $f_0 = 25$ GHz beträgt. Das Hochpassverhalten des SIW unterdrückt somit das Rx-Signal im Tx-Pfad.

Im Folgenden wird der Rx-Pfad innerhalb des Diplexers beschrieben. Zuerst sieht das Rx-Signal die Änderung der SIW-Höhe von den Schichten L1-L6 auf L3-L6. Wie in Abb. 4.17(b) gezeigt, folgt die Bifurkation auf die Stufe. Die Bifurkation dient dazu, den Tx- und den Rx-Pfad zu trennen. Sie wird durch die Via-Reihe 3 zwischen den Schichten L4 und L5 dargestellt. Nach der Bifurkation wird das Signal durch die Apertur in L3 auf die CPW in die Schichten L2-L3 eingekoppelt. Die Stufe stellt eine Diskontinuität für das Signal dar. Die zweite Diskontinuität wird durch die Bifurkation, die Apertur und den CPW-Übergang dargestellt. Beide Diskontinuitäten müssen angepasst werden, um konstruktive Interferenz in der CPW zu erhalten. Die Reflexionseigenschaften der Stufe sind durch die Änderung der Höhe gegeben und können nicht verändert werden. Die Iris 1 wird an der Kante der Bifurkation eingefügt. Durch das Ändern der Breite der Iris werden die Reflexionen an der Bifurkation und damit die Rx-Anpassung abgestimmt. Das Ergebnis ist ein Filter erster Ordnung.

Eine kurzgeschlossene SIW-Stichleitung in L2-L3 ist zusätzlich mit der Apertur in L3 gekoppelt. Sie stellt eine Transmissionsnullstelle bei 30 GHz dar. Die Länge der Stichleitung ist so gewählt, dass sie bei der Tx-Frequenz eine Länge von $\lambda/4$ hat.

Iris 2 wird als Anpassstruktur bei 30 GHz im unteren SIW verwendet, um die durch die Höhenänderung und die aperturgekoppelte Stichleitung verursachten Reflexionen zu kompensieren.

Beim Diplexer wird das folgende Entwurfsverfahren durchgeführt. Zunächst erfolgt die Wahl der Längen l_{stub} und l_{slot} der Stichleitung und der Apertur, um die Transmissionsnullstelle festzulegen. Als Nächstes werden die Breite der Iris 1 und der Übergang zum CPW für eine gute Anpassung und geringe Einfügedämpfung für die Rx-Frequenzen optimiert. Der CPW-Übergang ist wie im planaren Diplexer ein Teil der Rx-Anpassstruktur. Die Optimierung von Iris 1 kann das Verhalten der elektrischen Stichleitung geringfügig verändern und die Transmissionsnullstelle verstimmen. Daher wird dieser Vorgang wiederholt.

Die Position und die Breite von Iris 2 werden verändert, um die Transmissionseigenschaften des Tx-Signals zu optimieren. Das Ergebnis ist ein Filter erster Ordnung, das, da sich das Rx-Signal nicht im L5-L6-SIW ausbreiten kann, die Eigenschaften bei den Rx-Frequenzen nicht wesentlich ändert. Somit haben Änderungen im Tx-SIW keinen Einfluss auf das Verhalten im Rx-Band.

Für die Optimierung wird der Vollwellensimulator *CST Microwave Studio* verwendet. Der Diplexer wird mit den Substraten *Megtron 6* von *Panasonic* hergestellt und

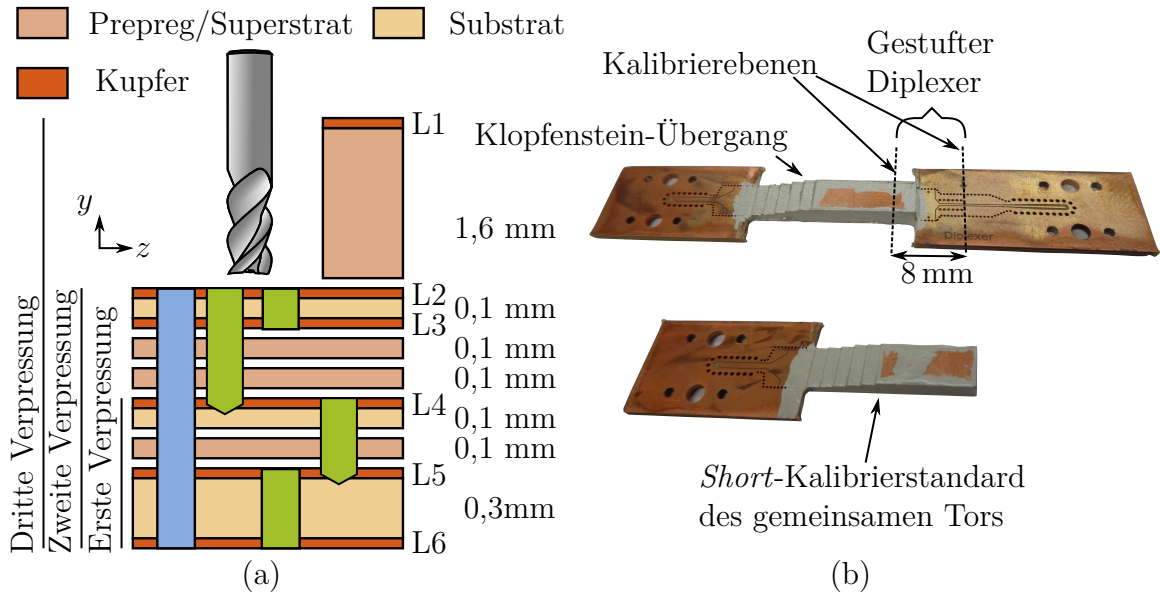


Abbildung 4.19: (a) Aufbau und Herstellung des Diplexers und (b) die gefertigte Komponente.

Tabelle 4.3: Abmessungen des gestuften Diplexers (siehe Abb. 4.18).

Parameter	x_{stp}	l_t	x_t	$l_{stüb}$	l_3	x_{w1}	x_{i1}
Wert (mm)	5,5	0,61	3,24	1,7	0,34	3,38	4,03
Parameter	x_{slot}	l_{slot}	x_{i2}	w_{i2}	w_{i1}	w_{20}	w_{30}
Wert (mm)	2,78	0,4	1,5	2,26	4,05	3,42	5,03

vermessen. Der Lagenaufbau ist in Abb. 4.19(a) dargestellt. Für die Herstellung des Diplexers sind drei Verpressungen erforderlich. Die Gesamthöhe beträgt etwa 2,4 mm. Der Aufbau weist fünf verschiedene Via-Typen auf. Zwei davon müssen als Blind-Vias gefertigt werden. Die Vias von L2 bis L4 haben einen Durchmesser von 0,4 mm und liegen 0,6 mm auseinander. Alle anderen Vias haben einen Durchmesser von 0,3 mm und einen Abstand von 0,4 mm.

Die Stufe von der dünnen zur dicken Leiterplatte wird durch eine Fräsung implementiert. Bei diesem Aufbau werden die Fräskanten mit Silberleitlack *L204* von *Ferro* metallisiert. Der hergestellte Diplexer ist in Abb. 4.19(b) dargestellt. Die Abmessungen sind in Tabelle 4.3 aufgeführt. Der Anschluss an den Netzwerkanalysator erfolgt mit den 2,92-Steckern *02K80A – 40ML5* von *Rosenberger*. Zusätzlich enthält die gefertigte Komponente eine gestufte Version eines Klopfenstein-Übergangs [78], um auf die Kalibrierebene des gemeinsamen Tors zuzugreifen. Da die Bezugsebenen alle un-

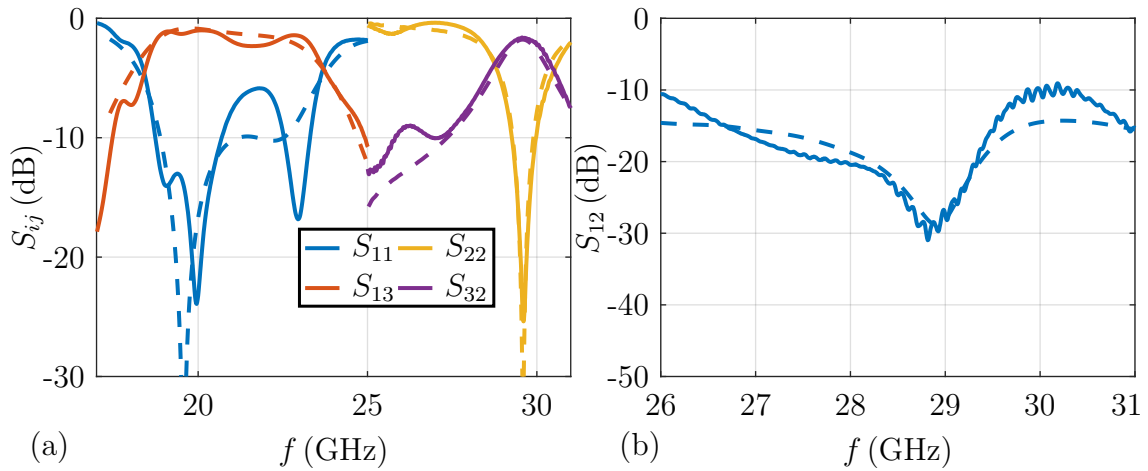


Abbildung 4.20: Simulierte (---) und gemessene (—) Ergebnisse des Diplexers. (a) Transmissions- und Reflexionskoeffizienten und (b) Kehrwert der Isolation (S_{12}).

terschiedlich sind, wird auch hier eine UOSM-Kalibrierung mit zwei *Short*-Standards unterschiedlicher Länge für jede Kalibrierebene verwendet. Abbildung 4.19(b) zeigt einen *Short*-Kalibrierstandard des gemeinsamen Tors.

Abb. 4.20 stellt die Simulations- und die Messergebnisse des Diplexers dar. Generell zeigen sie eine hohe Übereinstimmung. Die gemessene Einfügedämpfung beträgt 1 dB bei 20 GHz und 1,6 dB bei 30 GHz. Die Gesamtlänge des Diplexers beträgt etwa 8 mm. Die Anpassung bei 30 GHz ist schmalbandig. Bei den Rx-Frequenzen ist eine zusätzliche Resonanz bei 23 GHz zu erkennen. Sie entsteht zwischen Iris-2 und der Bifurkation, die bei dieser Frequenz evaneszent gekoppelt sind. Diese Kopplung erhöht die Bandbreite im Rx-Band. Die gemessene Isolation wird durch die Simulation auch sehr gut vorhergesagt und erreicht einen Wert von bis zu 30 dB bei 29 GHz. Laut der Analyse aus Kapitel 4.2.1 ist dieser Wert ausreichend, damit der LNA nicht in Kompression betrieben wird. Die gemessene 20 dB-Bandbreite beträgt hier etwas mehr als 1 GHz.

Wegen der höheren und breitbandigeren Isolation, sowie der größeren Tx-Bandbreite wird für die Implementierung des Strahlformungsnetzwerks der planare Diplexer in Kombination mit einem gestuften Übergang verwendet (siehe Abschnitt 4.2.2).

4.2.4 Bandpassfilter

Das Rx-Bandpassfilter findet seinen Einsatz in der Empfangskette und hat zwei Funktionen. Zum einen unterdrückt es die Spiegelfrequenz und zum anderen blockiert es das

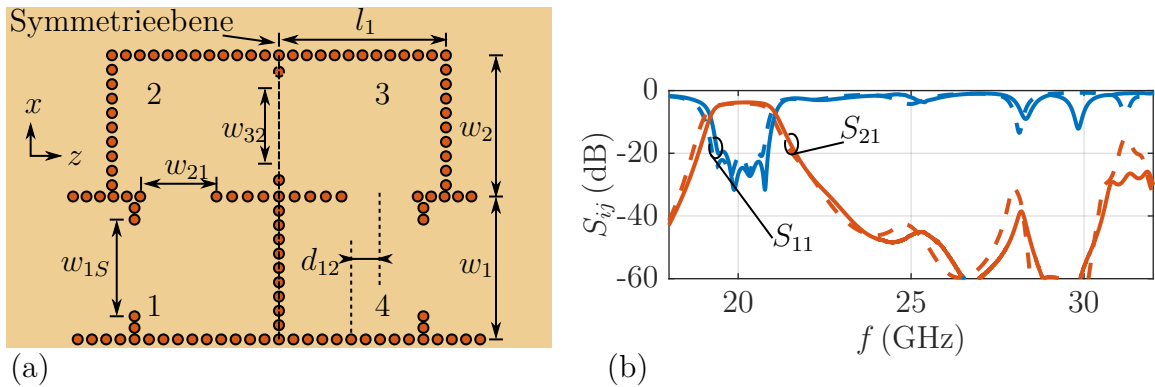


Abbildung 4.21: (a) Darstellung des Bandpassfilters mit Eckkavitäten. (b) Simulierte (---) und gemessene (—) S -Parameter des Bandpassfilters [79].

Tx-Signal im Rx-Pfad. Die Isolation des Tx/Rx-Diplexers ist zwar groß genug, um die Kompression des LNAs zu vermeiden, aber nicht ausreichend um es komplett zu unterdrücken. Zusätzlich hat der LNA bei 30 GHz noch eine Verstärkung von 5 dB, womit das Tx-Signal im Rx-Pfad eine höhere Leistung aufweist, als das Rx-Signal. Somit ist ein Entwurfskriterium ein ausgeprägtes Stoppbandverhalten bei 30 GHz.

Das Bandpassfilter wird als SIW-Filter vierter Ordnung mit Eckkavitäten realisiert, wie in Abb. 4.21(a) dargestellt. Eingesetzt im Strahlformungsnetzwerk können diese Filter in den Zwischenlagen realisiert werden. Die Eckkavitäten dienen dazu, Transmissionsnullstellen bei 30 GHz zu erzeugen. Die Länge l_1 und die Breiten w_i der entsprechenden Kavitäten stellen die Resonanzfrequenzen ein. Die Gesamtbreite $w_1 + w_2$ muss unter 10 mm gehalten werden, um das Antennenraster einzuhalten. Mit den Mittenverschiebungen d_{12} der Iriden können, wie in [79] beschrieben, Transmissionsnullstellen der Eckkavitäten in das Tx-Band gelegt werden. Die Parameter w_{ij} stellen die Kopplung der Quelle und der Last sowie zwischen den Resonatoren ein. Eine für die Filterantwort gewählte Tschebyscheff-Charakteristik ergibt die eingezeichnete Symmetrieebene. Die Abmessungen des Filters werden durch Optimierungen mit *CST Microwave Studio* bestimmt. Die Simulations- und die Messergebnisse sind in Abb. 4.21(b) dargestellt. Die gemessene Einfügedämpfung beträgt 3,8 dB bei 20 GHz und die Isolation beträgt etwa 60 dB bei 30 GHz. Die 20 dB-Bandbreite um 20 GHz beträgt 1,5 GHz.

4.2.5 Passive Übergänge

Die verschiedenen Komponenten des Frontends erfordern Übergänge zwischen den unterschiedlichen Leitungstypen. Dieser Abschnitt zeigt den Entwurf einiger der verwendeten Übergänge. Übergänge aus der Literatur, wie zum Beispiel ein Übergang zwischen CPW und SIW [69] oder ein gestufter Übergang zwischen zwei SIWs mit unterschiedlichen Höhen, der für die Antenne eingesetzt wird [72], werden hier nicht diskutiert.

Übergang von CPW zu SIW

Im Allgemeinen benötigen SIW-Komponenten viel Platz auf der Leiterplatte. Daher werden sie bevorzugt in den inneren Lagen der Leiterplatten platziert, um auf der Ober- bzw. der Unterseite der Platine Platz für Bauteile zu haben. Dies erfordert entsprechende Übergänge von CPW zu SIW. Abb. 4.22(a) zeigt ein Modell eines solchen Übergangs zwischen einer CPW und einem SIW in inneren Lagen [80]. Er wird zweistufig mit einer dazwischenliegenden Streifenleitung realisiert. Dazu sind zwei Blind-Vias und eine CPW-Aufweitung erforderlich, wie in der Abbildung dargestellt. Die Para-

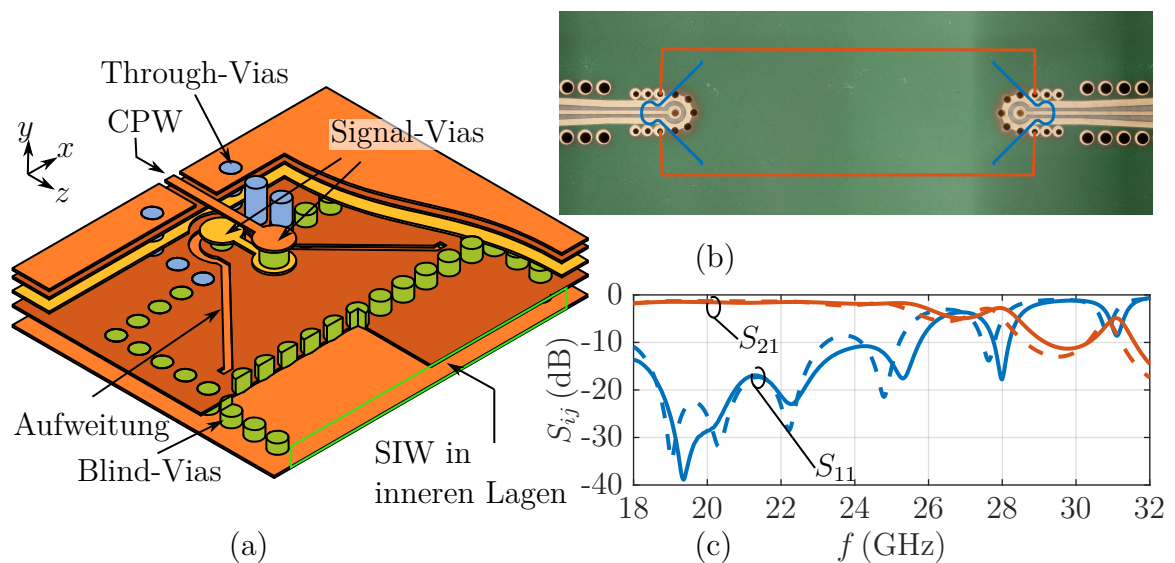


Abbildung 4.22: (a) Übergang zwischen CPW und SIW in inneren Lagen (mit zwei Schnittebenen). (b) Gefertigter Übergang von CPW zu SIW in inneren Lagen. Die Positionen des SIWs in den Innenlagen und der CPW-Aufweitung sind durch (—) bzw. (—) gekennzeichnet. (c) Simulierte (---) und gemessene (—) Ergebnisse des CPW-zu-SIW-Übergangs.

meter der Aufweitung und der Abstand zwischen den Vias werden in der Simulation optimiert.

Der Entwurf des 20 GHz-Übergangs wird mit der in Abb. 4.22(b) gezeigten Rücken-an-Rücken-Anordnung experimentell validiert. Die simulierten und die gemessenen Ergebnisse in Abb. 4.22(c) stimmen sehr gut überein. Der Übergang weist eine Eingangsreflexion von -10 dB zwischen 18 GHz und 25,7 GHz und eine Einfügedämpfung von $2 \times 0,6$ dB bei 20 GHz auf.

Übergang von SIW zu SIW

Das Strahlformungsnetzwerk erfordert Übergänge zwischen SIWs, da diese sich zum Teil zwischen unterschiedlichen Metalllagen auf der Leiterplatte befinden und unterschiedliche Stärken haben. Abb. 4.23(b) zeigt das schematische Modell eines solchen Übergangs [80]. Er enthält keine kontinuierlichen Übergänge [73] oder gestufte Impedanzen [72], sondern besteht aus einer E-Ebenen-Apertur, zwei Stichleitungen und zwei Iriden.

Die Höhenveränderung wird durch die Verbindung der SIWs über eine Bifurkation erreicht. Die verbleibenden Tore werden hierbei mit Via-Zäunen kurzgeschlossen. Generell führt die Aperturkopplung in Verbindung mit den unterschiedlichen Höhen zu einer Feld- und Impedanzfehlانpassung, die den gesamten Übergang beeinflusst. Durch

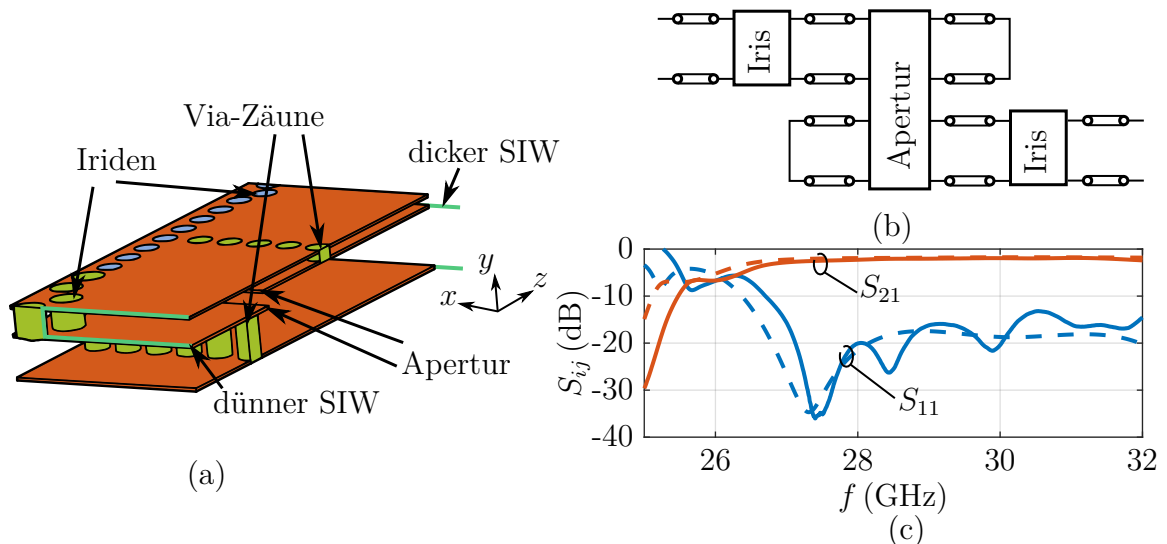


Abbildung 4.23: (a) Modell und (b) schematische Darstellung des SIW-zu-SIW-Übergangs. (c) Simulierte (---) und gemessene (—) S -Parameter des SIW-zu-SIW-Übergangs in einer Rücken-an-Rücken-Anordnung.

Anpassung der Länge der Stichleitungen sowie der Breite und Position der Iriden wird die Anpassung verbessert.

Abb. 4.23(a) zeigt das Modell eines Übergangs von einem dicken SIW zu einem dünnen SIW für das Tx-Signal. Die Parameter wurden mit *CST Microwave Studio* optimiert. Die in Abb. 4.23(c) dokumentierten Messungen einer Rücken-an-Rücken-Anordnung zeigen eine -10 dB-Reflexionsbandbreite von 26,7 GHz bis 32 GHz, und eine Einfügedämpfung von $2 \times 0,8$ dB bei 30 GHz.

4.2.6 Speisung eines Tx/Rx-Elements

Für die Speisung des Tx/Rx-Elements werden der planare Diplexer, der LNA und das Filter gemäß Abb. 4.24(a) zusammenschaltet [81]. Abb. 4.24(b) zeigt den Lagenaufbau. Er ist mit den passiven Komponenten kompatibel.

Abb. 4.25 zeigt das Foto der Frontend-Schaltung für das Tx/Rx-Element. Die rote Linie stellt Via-Wände zwischen den inneren Lagen L4 und L5 dar. Auf diese SIWs wird über die oben dargestellten CPW-zu-SIW-Übergänge zugegriffen.

Die gemessenen S -Parameter sind in Abb. 4.26(a) und (b) dokumentiert. Die Kleinsignalverstärkung zwischen dem Diplexereingang und dem Filterausgang beträgt 20,5 dB bei 20 GHz. Diese ist um 4,5 dB geringer, als die Verstärkung des LNAs (25 dB). Die Differenz resultiert aus den Einfügedämpfungen des Rx-Filters von etwa 3,8 dB und des Tx/Rx-Diplexers von 0,7 dB.

Dennoch wird mit einer LNA-Rauschzahl von 1,3 dB und der Einfügedämpfung des Diplexers eine Rauschzahl von nur etwa 2 dB für das Frontend im 20 GHz-Durchlass-

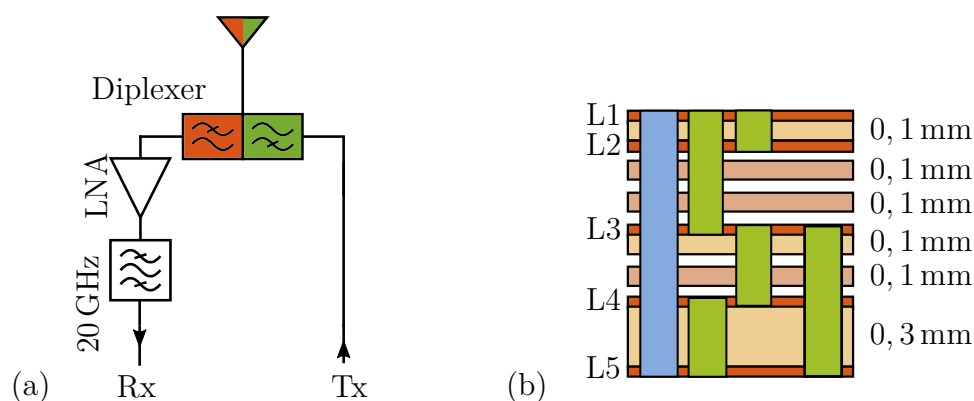


Abbildung 4.24: (a) Schematische Darstellung der Speisung des Tx/Rx-Elements und (b) der Lagenaufbau der Testschaltung.

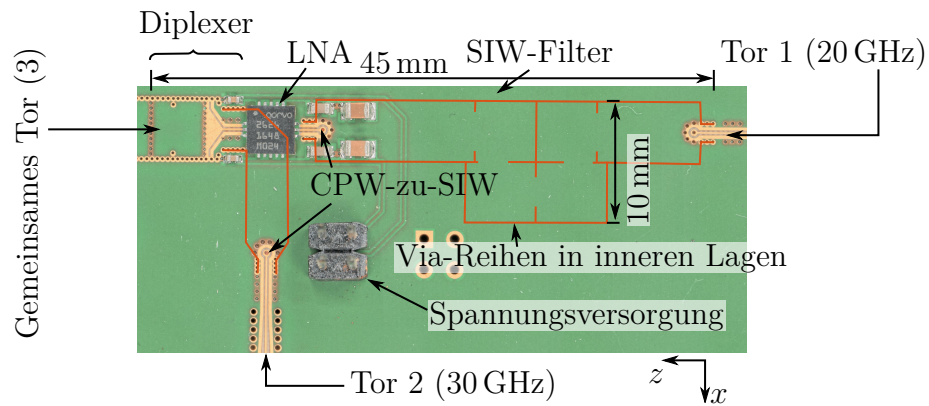


Abbildung 4.25: Foto der hergestellten Platine mit eingezeichneten Via-Wänden in inneren Lagen.

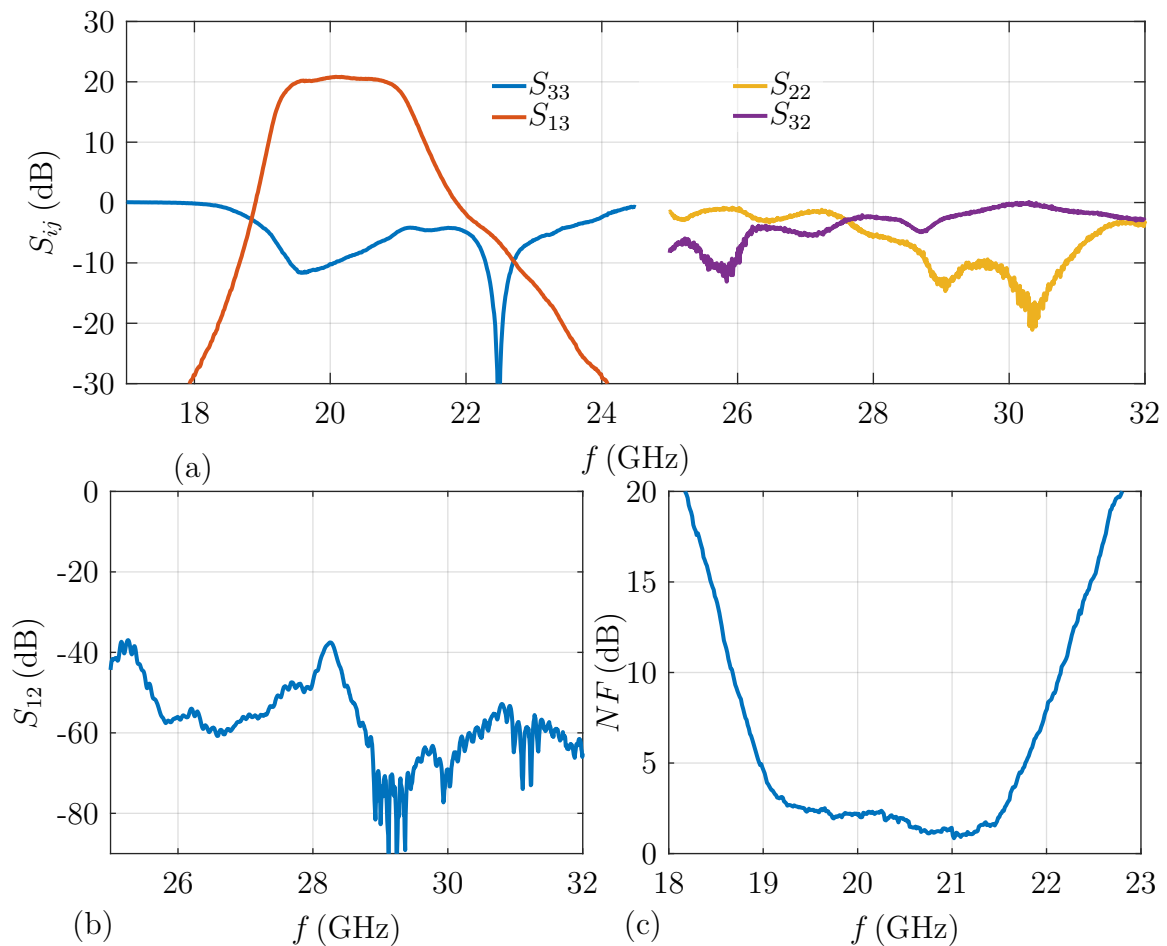


Abbildung 4.26: Messergebnisse der gefertigten Testschaltung aus Abb. 4.25 für die Speisung des Tx/Rx-Elements. (a) Reflexions- und Transmissionskoeffizienten S_{33} , S_{22} , S_{13} , S_{32} , (b) Transmissionskoeffizient S_{12} und (c) die Rauschzahl.

bereich erreicht (siehe Abb. 4.26(c)). Der Reflexionskoeffizient am Diplexereingang bleibt innerhalb des Rx-Durchlassbereichs unter -10 dB. Der Tx-Transmissionskoeffizient des Frontends entspricht dem des Diplexers. Die Isolation bei 30 GHz liegt bei etwa 70 dB. Sie ist geringer als die summierten Isolationen aller einzelnen Komponenten. Der Grund dafür ist eine parasitäre Kopplung durch die Via-Wände zwischen den Tx- und den Rx-SIW.

4.2.7 Einheitszelle

Als Nächstes wird die Speisestruktur um das Tx-Element erweitert [80]. Die resultierende Schaltung ist in Abb. 4.27(a) dargestellt und ihre Tor-Nummerierung in Abb. 4.27(b). Das Tx-Element wird durch den SIW-zu-SIW-Übergang von einem dicken SIW an

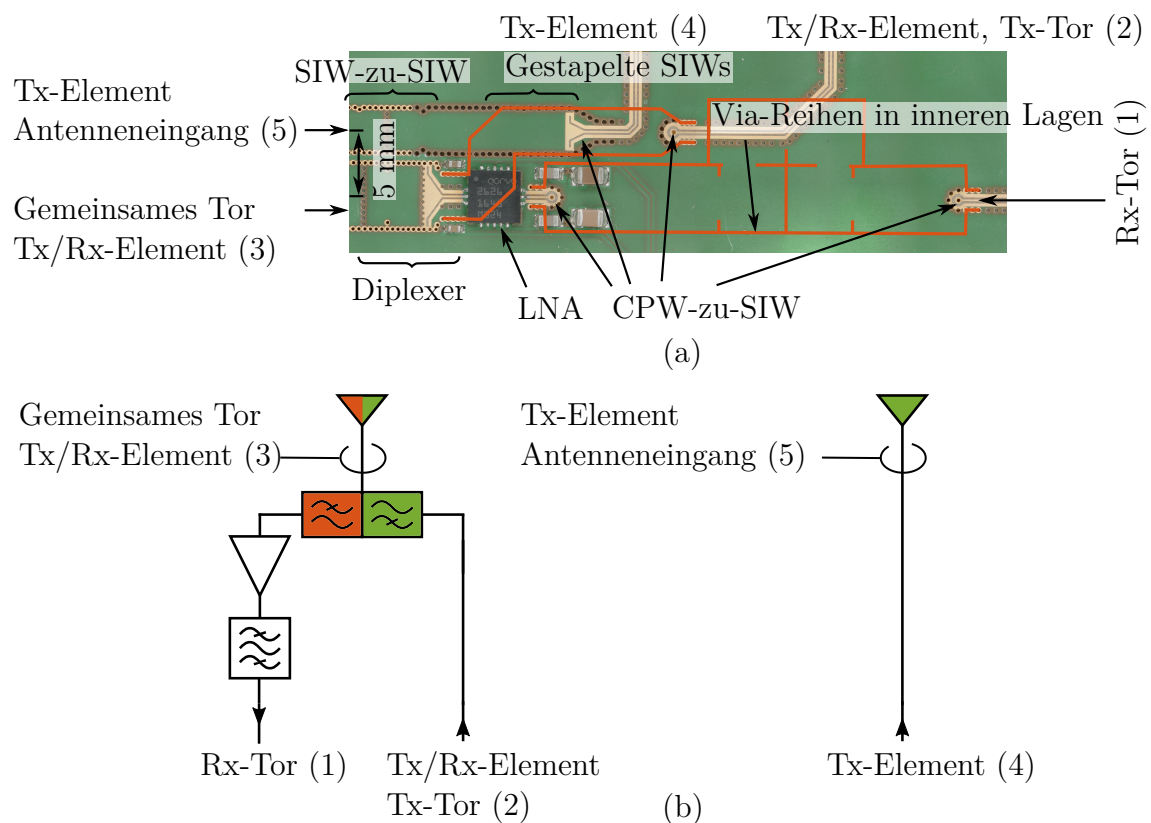


Abbildung 4.27: (a) Foto der hergestellten Einheitszelle und (b) schematische Darstellung der Tor-Nummerierung.

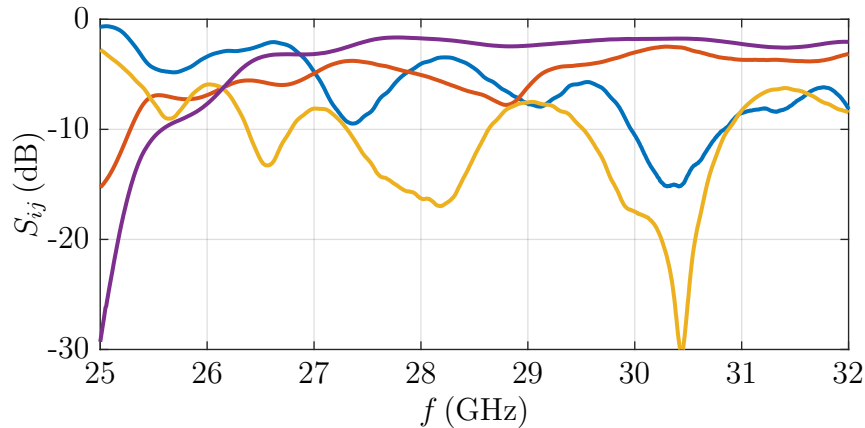


Abbildung 4.28: Gemessene Leistungsfähigkeit der Einheitszelle mit S_{22} (—) und S_{32} (—) der Speisung des Tx/Rx-Elements und S_{44} (—) und S_{54} (—) der Speisung des Tx-Elements.

einen dünnen SIW angeschlossen. Dadurch entsteht in den inneren Lagen Platz für den Tx-Pfad des Tx/Rx-Elements. Die beiden Tx-Pfade in den gestapelten SIWs gehen nacheinander in CPWs auf die Leiterplattenoberfläche über und werden anschließend mit dem Tx-Core-Chip verbunden. Der Rx-Pfad bleibt derselbe wie in Abb. 4.25.

Die Messergebnisse der beiden Tx-Pfade sind in Abb. 4.28 dargestellt. Die Einfügedämpfung für das Tx-Element und für das Tx/Rx-Element beträgt etwa 2 dB bzw. 2,9 dB. Die erhöhten Verluste im Tx/Rx-Kanal resultieren hauptsächlich aus dem längeren Pfad. Der Abstand zwischen dem Tx/Rx- und dem Tx-Element beträgt 5 mm und entspricht damit dem Tx-Antennenraster. Die Schaltung eignet sich folglich als Einheitszelle für das Modul. Nebeneinander angeordnet lassen sich mit ihr größere lineare Gruppenstrahler realisieren, wie sie für die Subsysteme in dieser Arbeit benötigt werden.

4.2.8 Realisierung des Strahlformungsnetzwerks

Im nächsten Schritt werden vier Einheitszellen im 10 mm-Raster zusammengeschaltet, um die Schaltung des Frontends aus Abb. 4.2 für acht Elemente zu realisieren [82]. Abb. 4.29 illustriert den verwendeten Lagenaufbau. Verglichen mit 4.24(b) ist dieser nun doppelt so dick und symmetrisch um die Lage L5. Diese Umsetzung demonstriert, dass beide Eingänge der Antenne (RHCP und LHCP) gespeist werden kön-

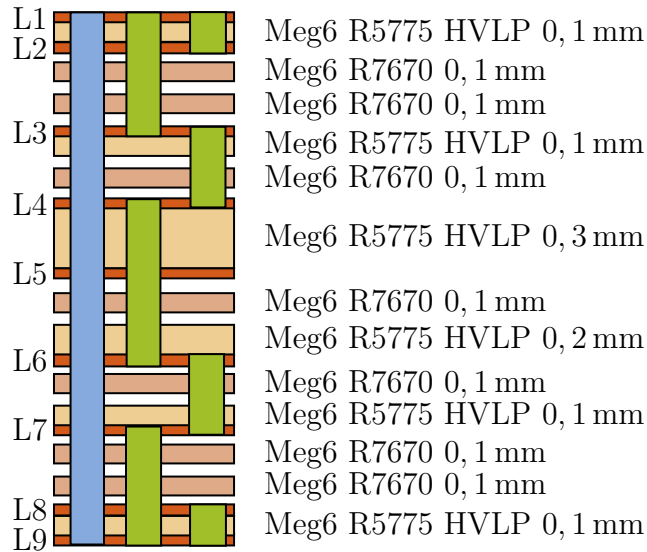


Abbildung 4.29: Lagenaufbau des Strahlformungsnetzwerks.

nen. Abb. 4.30 zeigt die Oberseite der hergestellten Platine. Die Unterseite ist im Wesentlichen identisch. Die Schaltung besteht aus vier nebeneinander angeordneten Einheitszellen aus Abb. 4.27. Sie besitzt somit 4 Tx/Rx- und 4 Tx-Speisungen. Für das Netzwerk werden insgesamt 8 LNAs, 1 Rx-Core-Chip und 2 Tx-Core-Chips verwendet. Die Steckverbinder *02K80A-40ML5* von *Rosenberger* ersetzen die Antennenelemente sowohl auf der Ober- als auch auf der Unterlage. So kann das aktive Frontend durch Messungen charakterisiert werden. Das realisierte Netzwerk beinhaltet unter anderem einen Leistungsteiler in jedem Rx-Kanal. Diese Erweiterung führt dazu, dass zwei Empfangsstrahlen entstehen und diese in zwei unterschiedliche Richtungen gleichzeitig geschwenkt werden können. Man benötigt hierfür jedoch die doppelte Anzahl an Rx-Core-Chips. So kann man beispielsweise Daten von zwei Satelliten gleichzeitig empfangen. Diese Implementierung demonstriert das hohe Integrationspotenzial der gewählten Ziegelarchitektur. Dies soll im Rahmen dieser Arbeit nicht weiter vertieft werden. Details hierzu sind in [82] zu finden.

Abb. 4.31(a) zeigt die Messergebnisse der Rauschzahl aller Rx-Kanäle, wobei die Kalibrierenebenen der Diplexereingang und der Ausgang der Rx-Core-Chips bilden. Die Rauschzahl hat einen Wert von etwa 2 dB in einem Band von 1,2 GHz um 20 GHz. Die Streuung beträgt hier etwa 1 dB, die vor allem aus der verwendeten Messmethode resultiert [83].

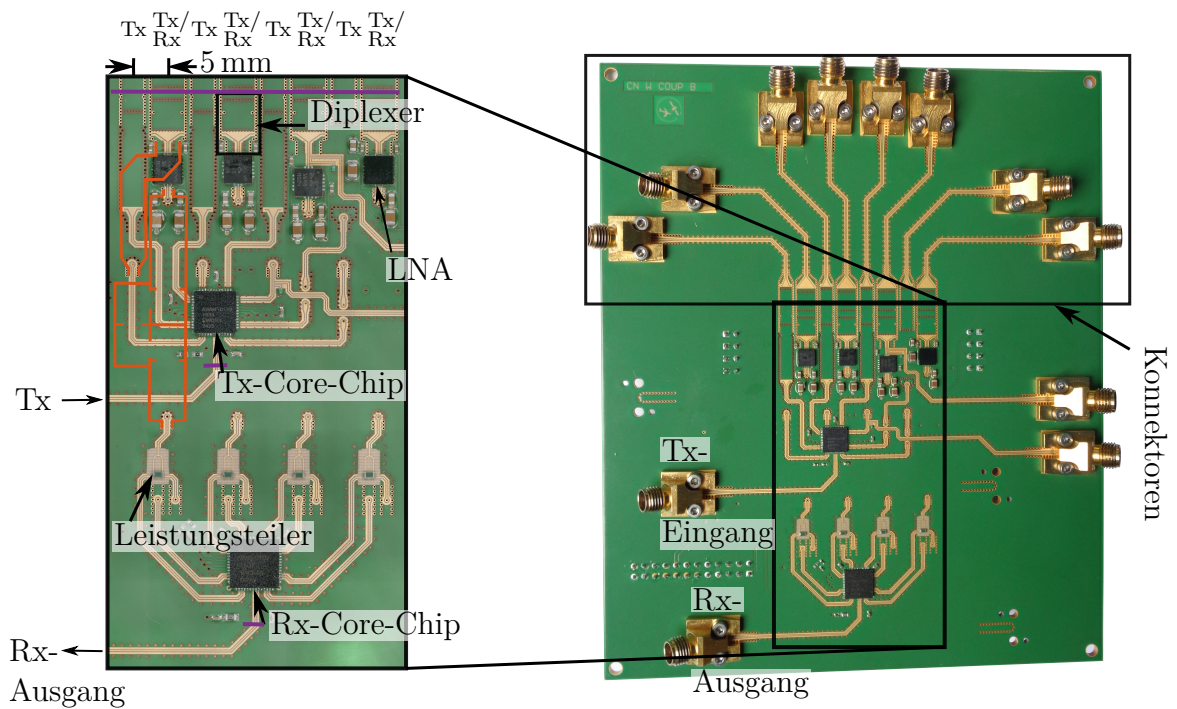


Abbildung 4.30: Foto des hergestellten Strahlformungsnetzwerks. Die SIWs in inneren Lagen sind für die Einheitszelle in rot skizziert, die anderen Elemente sind identisch. Die Kalibrierebenen sind in lila hervorgehoben.

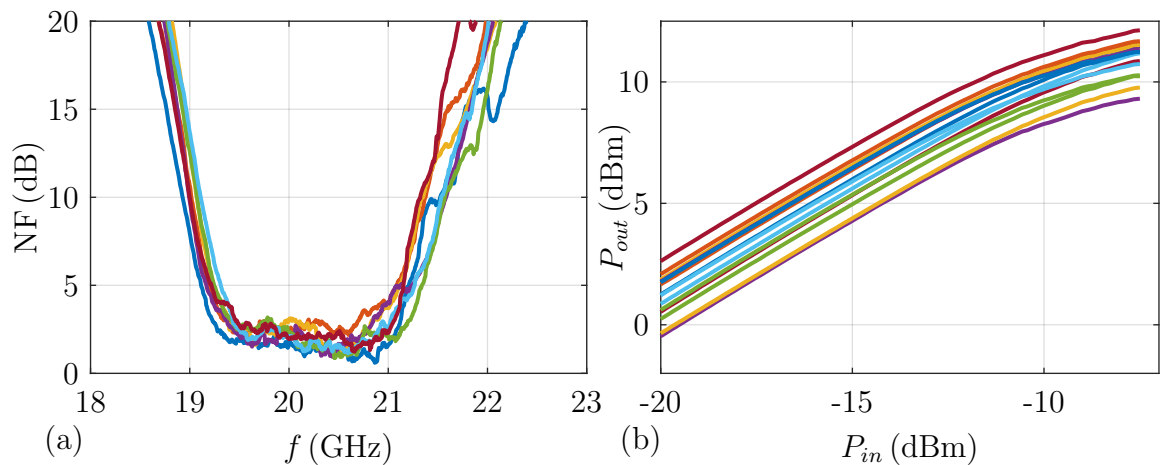


Abbildung 4.31: Messergebnisse aller Kanäle des hergestellten Frontends. (a) Rauschzahl über der Frequenz und (b) Ausgangsleistung P_{out} abhängig von der Eingangsleistung P_{in} bei 30 GHz.

Abb. 4.31(b) zeigt die gemessene Ausgangsleistung aller Kanäle aufgetragen über die Eingangsleistung mit den Referenzebenen aus Abb. 4.30. Die niedrigste Ausgangsleistung liegt bei ca. 9 dBm und die Ausgangsleistung P_{1dB} des Tx-Core-Chips beträgt etwa 12 dBm, was auch der höchsten gemessenen Ausgangsleistung entspricht. Die Streuung liegt somit bei etwa 3 dB. Die Abweichung bei der Ausgangsleistung ist mit den Pfadverlusten auf der Leiterplatte zu erklären. Der Kanal mit der geringsten Ausgangsleistung entspricht dem Kanal mit dem längsten Pfad zwischen dem Ausgang des Core-Chips und dem Eingang des Antennenelements.

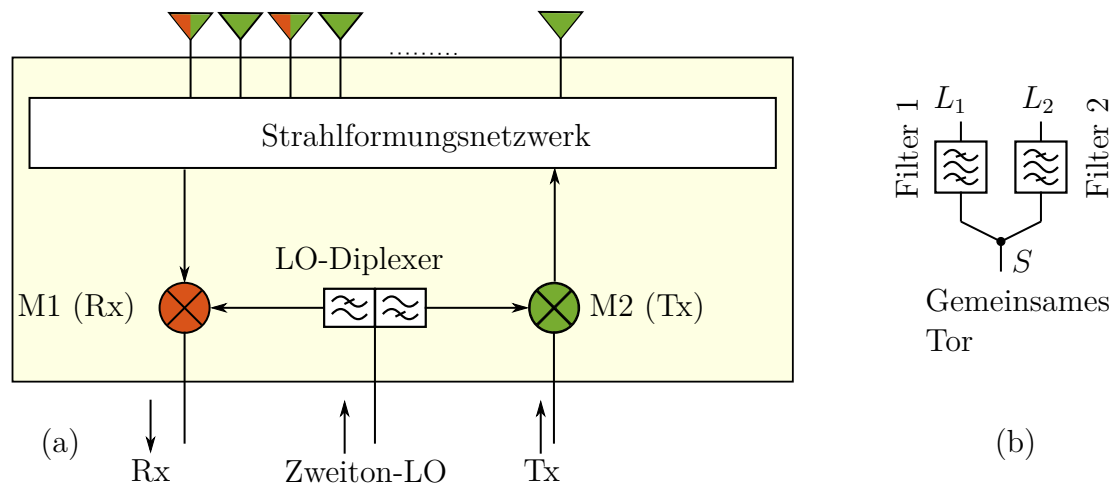


Abbildung 4.32: (a) Schematische Darstellung des Mischernetzwerks und (b) grundlegende Zusammensetzung des LO-Diplexers.

4.3 Mischernetzwerk

Im Folgenden wird das Mischernetzwerk aus Abb. 4.32(a) implementiert. Es wird zunächst der LO-Diplexer entwickelt. Dieser besteht aus zwei separaten Filtern, die durch eine passende Struktur gespeist werden (siehe in Abb. 4.32(b)). Da die LOs bei 9,2 GHz und 14,1 GHz arbeiten, resultiert eine Umsetzung der Filter mit klassischen Kavitäten, wie zum Beispiel mit SIW-Kavitäten, zu einer Komponente mit hohem Platzbedarf. Für einen geringen Platzbedarf eignen sich insbesondere Filterstrukturen, die auf Kavitäten aus sogenannten gefalteten, kreisrunden SIW (engl. *folded circular substrate integrated waveguide*) (FCSIW) basieren [84]. Um die Miniaturisierungsmöglichkeiten mit solchen FCSIW-Filtern zu verdeutlichen, werden diese im Detail diskutiert. Im Anschluss wird der LO-Diplexer mit Halbleitern (siehe Kapitel 3.3.2) zu einem Netzwerk zusammengeschaltet [85]. Die Herstellung und die messtechnische Charakterisierung der Platine schließen das Unterkapitel ab.

4.3.1 Filter mit FCSIW-Kavitäten vom Typ-I

Zunächst werden Filter mit FCSIW-Kavitäten implementiert. Die Grundlagen dafür diskutiert [84]. Abb. 4.33(a) stellt die FCSIW-Kavität vom Typ-I dar. Die Seitenwände der Kavität bestehen aus Vias mit dem Durchmesser d und dem Abstand p , die einen Kreissektorzylinder mit dem Radius R , dem Winkel α und der Höhe $2h$ bilden. Die

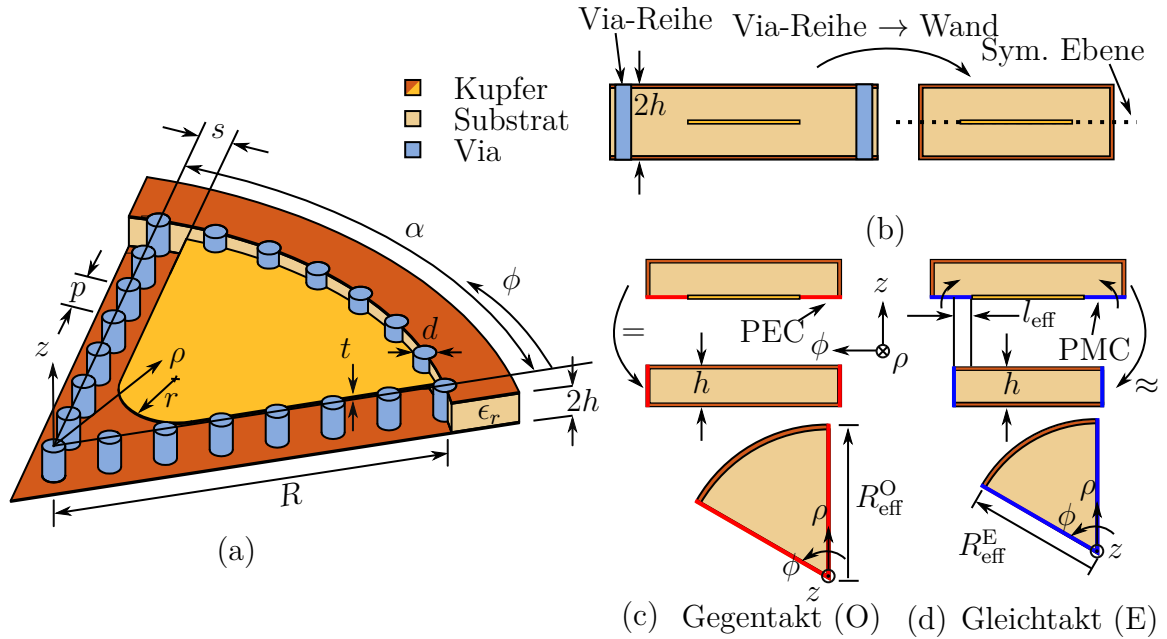


Abbildung 4.33: (a) FCSIW-Kavität vom Typ-I. Zur Sichtbarkeit ist die obere Lage entfernt. (b)-(d) Analyse der FCSIW-Kavität vom Typ-I im Gleich- und Gegentakt.

Kavität ist mit einem Substrat der relativen Permittivität ϵ_r gefüllt. In der Mitte ist ein Septum mit der Dicke t und dem Spalt s entlang der Spitze eingesetzt. Die Spitze ist abgerundet und hat den Radius r .

Unter der Annahme $r = 0$ mm (scharfe Spitze) und $R \gg h \gg t$ wird zur Charakterisierung und quantitativen Abschätzung der Resonanzfrequenzen eine Gegen- (O)- und Gleichtaktzerlegung (E) durchgeführt. Im ersten Schritt werden die Via-Reihen durch durchgehende Wände ersetzt, wie in Abb. 4.33(b) dargestellt. Nach [65] sind diese Wände von den Via-Zentren nach innen um

$$\Delta = \frac{1}{2} \frac{d^2}{0,95p} \quad (4.1)$$

verschoben. Dies führt zu einem Querschnitt mit durchgehenden Wänden. Als nächstes wird die Symmetrieebene durch einen perfekten elektrischen Leiter (engl. *perfect electric conductor*) (PEC) und einen perfekten magnetischen Leiter (engl. *perfect magnetic conductor*) (PMC) für die Gegen- bzw. die Gleichaktanregung ersetzt.

Für die Gegentaktanregung ergibt sich der in Abb. 4.33(c) gezeigte Kreissektorresonator mit der Höhe h . Sein effektiver Radius ist gegeben durch

$$R_{\text{eff}}^{\text{O}} = R - \frac{\Delta}{\sin(\frac{\alpha}{2})} - \Delta \quad (4.2)$$

für $0^\circ < \alpha \leq 180^\circ$.

Der Fall der Gleichtakterlegung ist in Abb. 4.33(d) skizziert. Eine analytische Modellierung dieser Struktur ist recht aufwändig. Ersetzt man sie jedoch durch eine ähnliche, aber geometrisch einfachere Kavität, ist eine mathematische Analyse möglich. Die Vereinfachung ist wie folgt. Die PMC-Randbedingungen in den Spalten werden in die vertikalen Wände gefaltet, wie in Abb. 4.33(d) dargestellt. Das Einfügen der PMC-Randbedingung an der Septumkante vernachlässigt jedoch die Streufelder im Spaltbereich und überschätzt somit die Resonanzfrequenz. Um dies zu korrigieren, wird das Septum um

$$l_{\text{eff}} = \sqrt{(s - \Delta)^2 + h^2} - (s - \Delta) \quad (4.3)$$

verlängert. Dieser empirisch ermittelte Ausdruck ergibt eine sehr gute Übereinstimmung mit einer mit *CST Microwave Studio Eigenmode Solver* für Kavitäten mit $R \gg s \gtrsim h \gg t$ durchgeführten Vollwellensimulation. Die äquivalente Kavität ist ein Kreissektorresonator mit dem Radius

$$R_{\text{eff}}^{\text{E}} = R - \frac{s - l_{\text{eff}}}{\sin(\frac{\alpha}{2})} - \Delta, \quad (4.4)$$

wobei wiederum $0^\circ < \alpha \leq 180^\circ$ gilt.

Die Resonanzfrequenzen des Gegen- und des Gleichtakt-Resonators lassen sich ableiten als [86]

$$f_{np0}^{\text{O/E}} = \frac{c_0}{2\pi R_{\text{eff}}^{\text{O/E}} \sqrt{\epsilon_r}} \eta_{\frac{n\pi}{\alpha}, p} \quad (4.5)$$

mit $p = 1, 2, 3, \dots$ der radialen Modenordnung und $n = 0, 1, 2, \dots$ der azimuthalen. Im Fall der ungeraden Moden (*O*) gilt $n \neq 0$. Der Term $\eta_{\frac{n\pi}{\alpha}, p}$ bezeichnet die p -te Nullstelle der Besselfunktion erster Art und Ordnung $n\pi/\alpha$. Parameter c_0 ist die Lichtgeschwindigkeit im Vakuum. Der Ausdruck (4.5) ist nützlich, um die Kavitäten für gegebene Betriebsfrequenzen auszulegen.

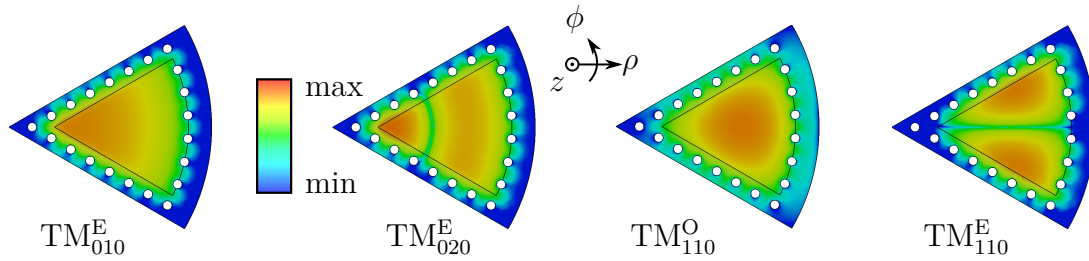


Abbildung 4.34: Betrag der elektrischen Feldstärke der ersten vier Moden der FCSIW-Kavität vom Typ-I.

Wegen $R \gg h$ haben die Felder keine axiale Abhängigkeit und es müssen nur die TM-Moden bzgl. z betrachtet werden. Der Grundmode der FCSIW-Kavität vom Typ-I ist der TM_{010}^E -Mode. Abb. 4.34 zeigt den Betrag der elektrischen Feldstärke der ersten vier Moden.

Eigenschaften der FCSIW-Kavität vom Typ-I mit einer scharfen Spitze

Im Folgenden wird eine FCSIW-Kavität vom Typ-I mit den Parametern $\epsilon_r = 3,62$, $s = 0,35$ mm, $h = 0,3$ mm, $t = 30$ μm , $d = 0,4$ mm und $p = 0,7$ mm untersucht. Der Radius der Spitze wird auf $r = 0$ mm gesetzt. Die Resonanzfrequenz wird in erster Linie durch α und R definiert, wie für den Grundmode in Abb. 4.35(a) gezeigt. Die

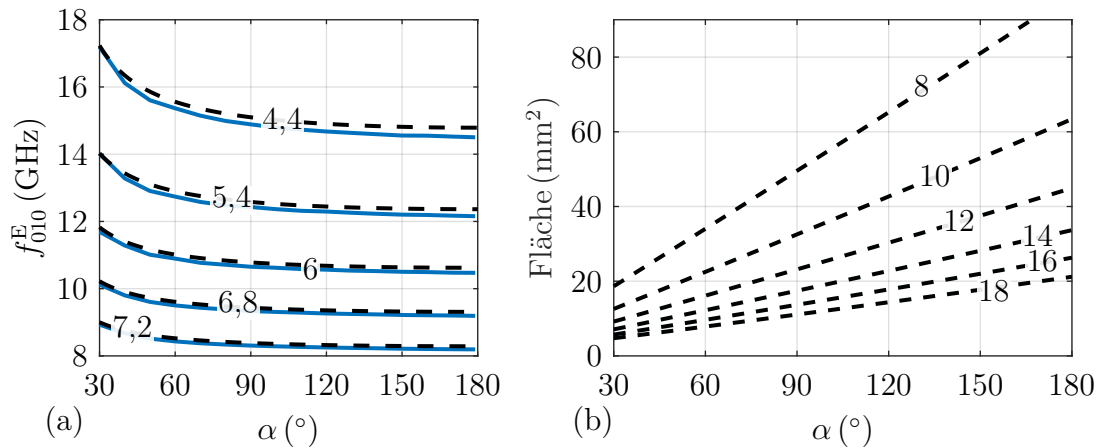


Abbildung 4.35: (a) Resonanzfrequenz des TM_{010}^E -Grundmodes aufgetragen über den Winkel α für verschiedene Radien R in mm (Simulation (—) / empirische Gleichung(---)). (b) Resonatorfläche für verschiedene Resonanzfrequenzen in GHz.

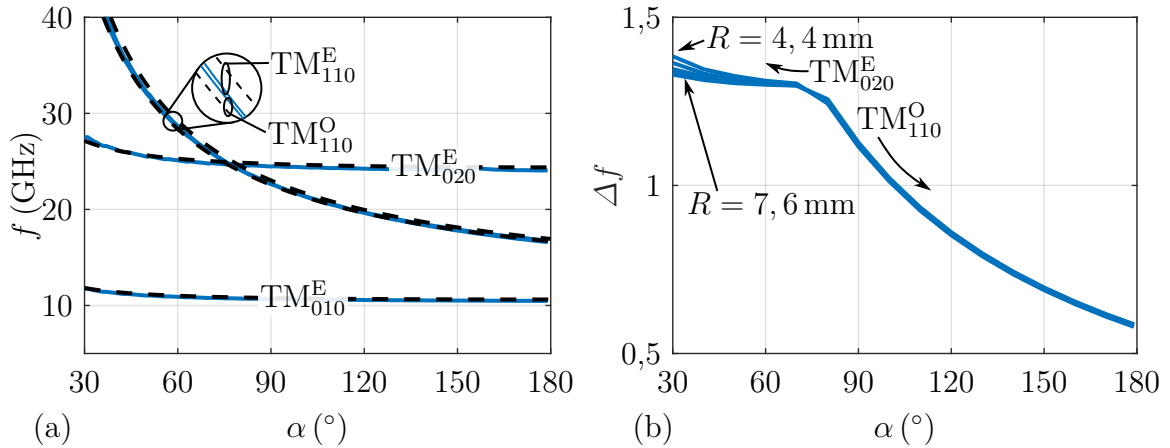


Abbildung 4.36: (a) Resonanzfrequenz der verschiedenen Moden in Abhängigkeit vom Winkel α für Radius $R = 6$ mm (Simulation (—) / empirische Gleichung (---)). (b) Relativer Abstand zum Grund- TM_{010}^E -Mode gegen den Winkel α und für verschiedene Radien R in mm.

Abweichungen von weniger als 2% zeigen die gute Übereinstimmung zwischen den simulierten Daten und dem approximierten Ausdruck (4.5).

Die Ergebnisse zeigen auch die schwache Abhängigkeit der Resonanzfrequenz f_{010}^E von α oberhalb von etwa 60° . So steigt zum Beispiel für $R = 6$ mm f_{010}^E von etwa 10,5 GHz nur um 0,5 GHz, wenn α von 150° auf 50° reduziert wird. Die Fläche des Resonators ist für eine gegebene Resonanzfrequenz annähernd proportional zu α , wie in Abb. 4.35(b) gezeigt. Daraus folgt, dass die empirische Formel (4.5) auch zur Minimierung der Kavitätgröße verwendet werden kann.

Moden höherer Ordnung beeinflussen die Außerband-Unterdrückung von Filtern. Abb. 4.36(a) stellt deren Resonanzfrequenzen über α für $R = 6$ mm dar. In allen Fällen ist der TM_{010}^E -Mode der Grundmode. Der erste Mode höherer Ordnung ist der TM_{020}^E -Mode für $\alpha < 75^\circ$ und andernfalls ist es der TM_{110}^O -Mode. Der relative Abstand zwischen der Resonanzfrequenz des Grundmodes f_{010}^E und des ersten Modes höherer Ordnung f_{\uparrow} ist definiert als

$$\Delta f = \frac{f_{\uparrow} - f_{010}^E}{f_{010}^E}. \quad (4.6)$$

Dieser ist in Abb. 4.36(b) gegen α für verschiedene Werte von R aufgetragen. Bei $\alpha = 60^\circ$ erreicht er mit $\Delta f \approx 1,3$ einen relativ großen Wert, verglichen zum Beispiel mit $\Delta f = 0,58$ für einen quadratischen Hohlraumresonator bei gleicher Resonanzfrequenz. Die Moden der FCSIW-Kavität vom Typ-I liegen also weit auseinander und für

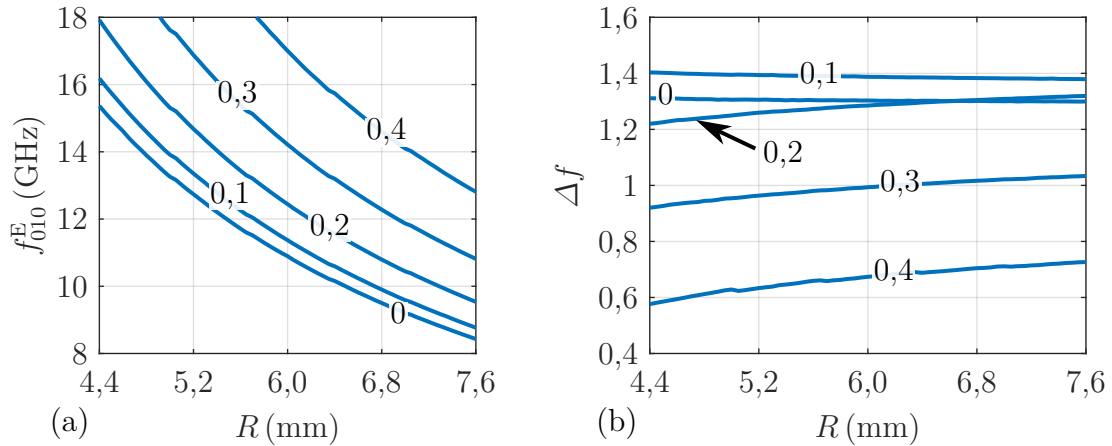


Abbildung 4.37: (a) Resonanzfrequenz des Grund- TM_{010}^E -Modes aufgetragen gegen den Radius R für verschiedene r/R -Werte bei $\alpha = 60^\circ$. (b) Relativer Abstand zum Grund- TM_{010}^E -Mode als Funktion von R für verschiedene r/R -Werte bei $\alpha = 60^\circ$.

ausreichend kleine Winkel wird eine gute Außerband-Unterdrückung erwartet. Zusätzlich zeigt Δf eine schwache Abhängigkeit von R .

Auswirkung der Abrundung der Spitze

Der Einfluss des Radius der Spitze r wird exemplarisch für $\alpha = 60^\circ$ untersucht. Abb. 4.37(a) zeigt den Einfluss von $r \geq 0$ auf die Resonanzfrequenz. Ein größerer Wert erhöht die Resonanzfrequenz, hat aber keinen Einfluss auf die Größe der Kavität. Daraus folgt, dass r ein geeignetes Mittel zur Einstellung der Resonanzfrequenz beim Filterentwurf ist, auch wenn seine Wirkung auf Δf nicht monoton ist, wie in Abb. 4.37(b) dargestellt. Somit ergibt $r = 0$ mm immer die kompakteste Kavität.

Externe Güte und Interresonator-Kopplung

Die externe Güte Q_e wird mit Hilfe einer Vollwellensimulation der belasteten Ein-Tor-Kavität bestimmt [87]. Eine FCSIW-Kavität vom Typ-I mit $R = 6$ mm, $\alpha = 60^\circ$ und $r = 0$ mm wird mit einer Streifenleitung gespeist, wie in Abb. 4.38(a) gezeigt. Die Leiterbreite w_s und γ definieren nach Abb. 4.38(b) die Eingangskopplung. Da die Leiterbreite im Allgemeinen durch den Wellenwiderstand bestimmt wird, wird die externe Güte mit γ eingestellt. Alternativ könnte die Leiterbreite auch lokal eingestellt werden, zum Beispiel durch Anbringen einer Aufweitung.

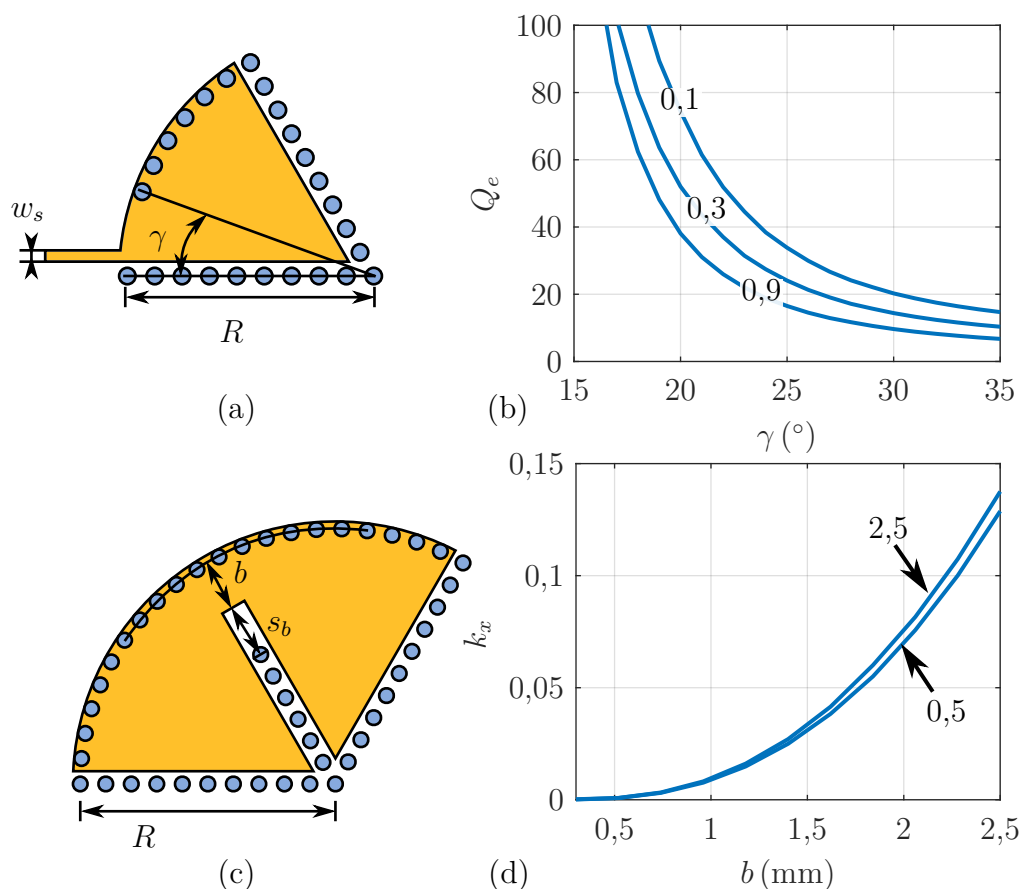


Abbildung 4.38: (a) Schema der Kavitätkopplung. (b) Externe Güte gegen γ für verschiedene w_s in mm. Zwei gekoppelte Kavitäten: (c) Schema und (d) Koppelfaktor k_x gegen b für $s_b = 0,5$ mm und $s_b = 2,5$ mm.

Die einzelnen Kavitäten werden gekoppelt, indem ihre Septa durch Aperturen der Breite $b + s_b$ in den gemeinsamen Via-Zäunen verbunden werden, wie in Abb. 4.38(c) dargestellt. Der Koppelfaktor k_x , definiert nach [87], wird aus der Vollwellensimulation gewonnen. Abb. 4.38(d) zeigt die Ergebnisse. Der Koppelfaktor hängt hauptsächlich von b ab und ist sehr robust gegenüber Änderungen von s_b . Beim Entwurf eines Filters kann s_b deshalb auf einen konstanten Wert gesetzt werden.

Filterentwurf

Im Folgenden wird das Entwurfsverfahren von Filtern mit FCSIW-Kavitäten vom Typ-I skizziert. Es wird zunächst ein Filter mit Tschebyscheff-Charakteristik dritter Ordnung und einer Mittenfrequenz von $f_0 = 10$ GHz mit einer relativen Bandbreite (engl.

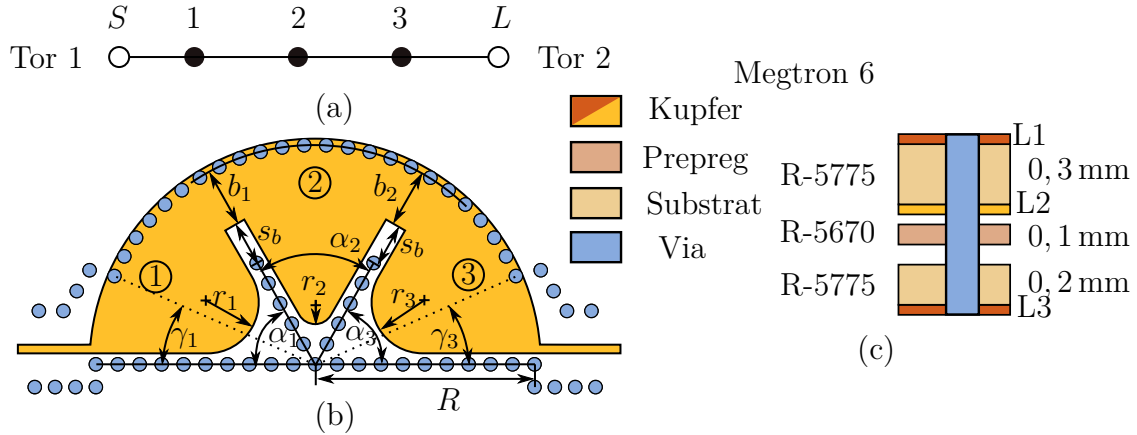


Abbildung 4.39: (a) Koppeltopologie, (b) Filterstruktur und (c) Lagenaufbau des Filters.

fractional bandwidth) (FBW) von 5% und einer Anpassung von 20 dB entworfen. Für alle drei Kavitäten wird $\alpha = 60^\circ$ gewählt. Abb. 4.39(a) und 4.39(b) zeigen die Topologie und den Aufbau des Filters. Die Koppelfaktor $k_{21} = k_{32} = 0,0515$ zwischen den Resonatoren 2(3) und 1(2) sowie der externe Gütefaktor $Q_e = 17$ werden gemäß dem in [87] vorgestellten Verfahren zur Filtersynthese bestimmt. Aufgrund der Tschebyscheff-Charakteristik gilt für die Entwurfsparameter: $b_1 = b_2$, $\alpha_1 = \alpha_3$, $r_1 = r_3$ und $\gamma_1 = \gamma_3$.

Für $\alpha = 60^\circ$ und die in diesem Unterkapitel angegebenen Parameter ergibt (4.5) einen Radius von $R = 6,55$ mm. In der Praxis ist nur $r > 0$ realisierbar. Dadurch wird der TM_{010}^E -Mode zu höheren Frequenzen verschoben. Unter Berücksichtigung dieser Tatsache werden R auf 7 mm gesetzt und r optimiert, um die damit verbundene Reduktion von f_{010}^E zu kompensieren.

Die Leiterbreite w_s wird auf 0,27 mm eingestellt, was einem Wellenwiderstand von 50Ω entspricht. Parameter s_b wird auf 1,4 mm gesetzt.

Die Parameter γ_1, γ_3 dienen zur Einstellung der Eingangs- und der Ausgangskopplung, während b_1, b_2 die Interresonatorkopplung steuern. Die Anfangswerte für diese Parameter werden aus Graphen ähnlich denen aus Abb. 4.38(b) und Abb. 4.38(d) entnommen. Die Filtertopologie wird mit *CST Microwave Studio Filter Designer 3D* mit Hilfe der zugrundeliegenden Koppelmatrix optimiert. Daraus ergeben sich die in Tabelle 4.4 zusammengefassten Parameter. Dieses Filter wird als F1 bezeichnet.

Tabelle 4.4: Abmessungen der Filter F1 und F2 (Längen in (mm) und Winkel in ($^{\circ}$)).

Parameter	R	r_1	r_2	α_1	α_2	b_1	γ_1
F1	7	1,36	0,58	60	60	1,87	23,7
F2	7	0,73	0,75	40	60	1,61	21,8

Die resultierenden Radien r_1 und r_3 sind im Vergleich zu r_2 relativ groß und erlauben eine weitere Verkleinerung der Kavitäten 1 und 3. Basierend auf den Ergebnissen dieses Unterkapitels werden die Winkel α_1 und α_3 verkleinert und die Resonanzfrequenzen durch Reduzierung der entsprechenden Spitzenradien angepasst. Dieser Ansatz führt zu einem kompakteren Filter mit identischer Charakteristik in Passband.

Das Filter wird mit $\alpha_1 = \alpha_3 = 40^{\circ}$ neu entworfen. Die Optimierung ergibt die in Tabelle 4.4 aufgeführten Parameter. Die r_k haben nun ähnliche Werte und die vom Filter, im Folgenden mit F2 bezeichnet, belegte Fläche wird um 22,2% reduziert.

Beide Filter sind auf den Substraten *Megtron 6* von *Panasonic* implementiert. Der Lagenaufbau ist in Abb. 4.39(c) dargestellt und Fotos der realisierten Komponenten in Abb. 4.40.

Die simulierten und die gemessenen Ergebnisse sind in Abb. 4.41(a) aufgetragen. Die Messergebnisse beruhen auf einer *Trough-Reflect-Line* (TRL)-Kalibrierung. Bis auf eine Frequenzverschiebung von weniger als 200 MHz, die aus Fertigungstoleranzen resultiert, ist die Übereinstimmung mit der Simulation gut. Die gemessene Einfügedämpfung beträgt für beide Filter 2,3 dB. Im Durchlassbereich sind die Eigenschaften beider Filter ähnlich.

Abb. 4.41(b) zeigt die simulierten und die gemessenen S -Parameter der beiden Filter über einem größeren Frequenzbereich. Der parasitäre Durchlassbereich von Filter F2

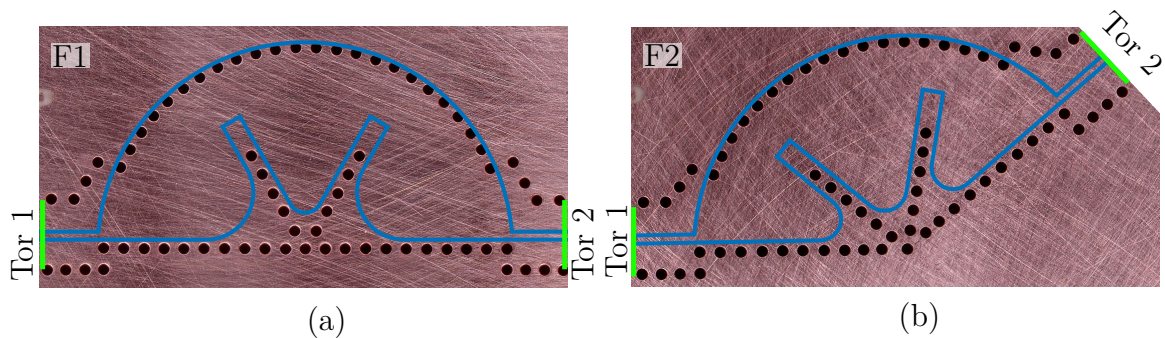


Abbildung 4.40: Fotos der hergestellten Filter (a) F1 und (b) F2. Die Septen auf der mittleren Lage sind mit (—) gekennzeichnet. Die Kalibrierebenen sind grün markiert.

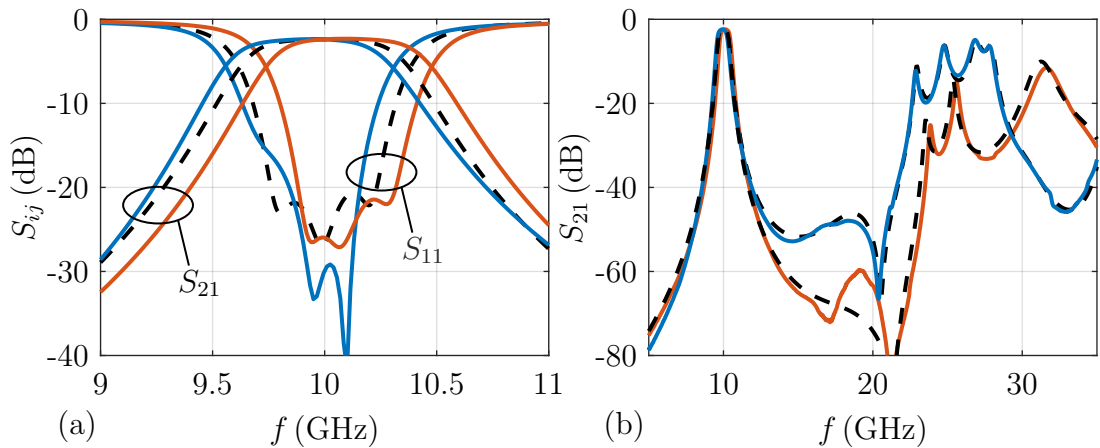


Abbildung 4.41: Gemessene (—) und simulierte (---) S -Parameter der Filter F1 (—) und F2 (—). (a) Details des Passbands und (b) breitbandige Antwort.

ist aufgrund des größeren relativen Modenabstandes Δf in den Kavitäten 1 und 3 zu höheren Frequenzen verschoben. Dadurch wird neben der Größenreduzierung auch die Außerband-Unterdrückung bis zu etwa 23 GHz verbessert.

4.3.2 Filter mit FCSIW-Kavitäten vom Typ-II

Durch eine alternative Anordnung und Geometrie des Septums kann der Flächenbedarf weiter reduziert werden. Dies wird nachfolgend untersucht.

Eigenschaften der Kavität

Abb. 4.42 zeigt die FCSIW-Kavität vom Typ-II aus [88]. In der Mitte befindet sich ein Septum dessen Spalt sich, im Gegensatz zu der Kavität aus Abb. 4.33(a), entlang der gebogenen Via-Wand ausdehnt. Das Septum besitzt einen Schlitz der Breite s und der Länge x_s .

Da $R \gg h$ gilt, müssen in der Analyse nur die Moden berücksichtigt werden, die in Bezug auf z transversal magnetisch sind. Die Modenbezeichnung ist identisch zu der der FCSIW-Kavität vom Typ-I. Für $n \geq 1$ unterscheiden O und E zwischen Moden mit einem perfekten elektrischen Leiter (O) beziehungsweise einem perfekten magnetischen Leiter (E) in der Septum-Ebene. Es wird angenommen, dass $\epsilon_r = 3,62$, $s_0 = 0,35$ mm, $h = 0,3$ mm, $d = 0,4$ mm, und $p = 0,7$ mm gilt.

Für die Analyse wird die Schlitzlänge x_s zunächst auf 0 mm gesetzt. Der Betrag des elektrischen Feldes des Grundmodes TM_{010}^E und der Moden höherer Ordnung TM_{110}^E ,

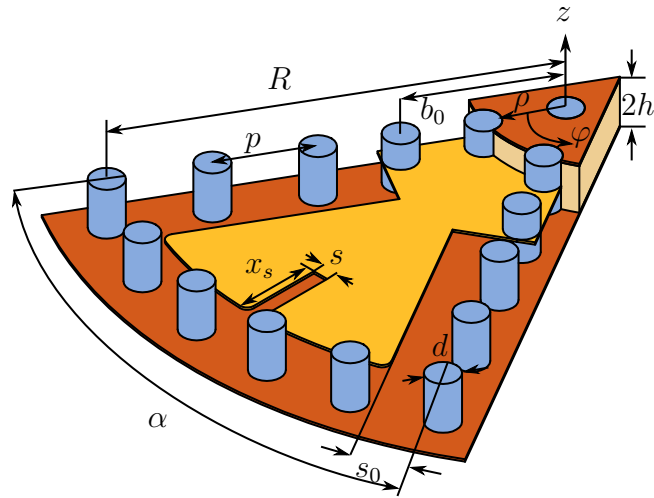


Abbildung 4.42: Modell der FCSIW-Kavität vom Typ-II mit einem geschlitzten Septum.

TM_{110}^E und TM_{020}^E ist in Abb. 4.43(a)-(d) dargestellt. Abb. 4.44(a) zeigt die Resonanzfrequenz des Grund- TM_{010}^E -Modes gegen den Winkel α für verschiedene R . Die Resonanzfrequenz steigt bei kleineren Winkeln an. Wenn man jedoch den Winkel von 90° auf 30° ändert, d.h. die Fläche um den Faktor drei verkleinert, steigt die Resonanzfrequenz nur um etwa 20 %.

Wie in Abb. 4.44(b) dargestellt, sind die Resonanzfrequenzen des Grundmodes und der Moden höherer Ordnung bei kleineren Winkeln voneinander weit entfernt. Aufgrund der ausgeprägten Winkelabhängigkeit der Resonanzen von Moden höherer Ordnung verringert sich jedoch der Modenabstand mit zunehmendem α .

Zweimodenbetrieb

Im Folgenden wird die Kavität für den Zweimodenbetrieb modifiziert. Abb. 4.43(e)-(h) veranschaulichen den Oberflächenstrom auf dem Septum für die ersten vier Moden. Entlang der Kante bei $\varphi = \alpha/2$ fließen die Ströme der TM_{010}^E -, TM_{110}^O - und TM_{020}^E -Moden in radialer Richtung und die des TM_{110}^E -Modes in azimuthaler Richtung. Daher hat ein dort platzierter Schlitz (siehe Abb. 4.42) fast keinen Einfluss auf die drei erstgenannten Moden, stört aber den letzten stark. Dies wird durch Abb. 4.45 bestätigt, die die Resonanzfrequenzen in Abhängigkeit von der Schlitzlänge x_s darstellt. Der Schlitz

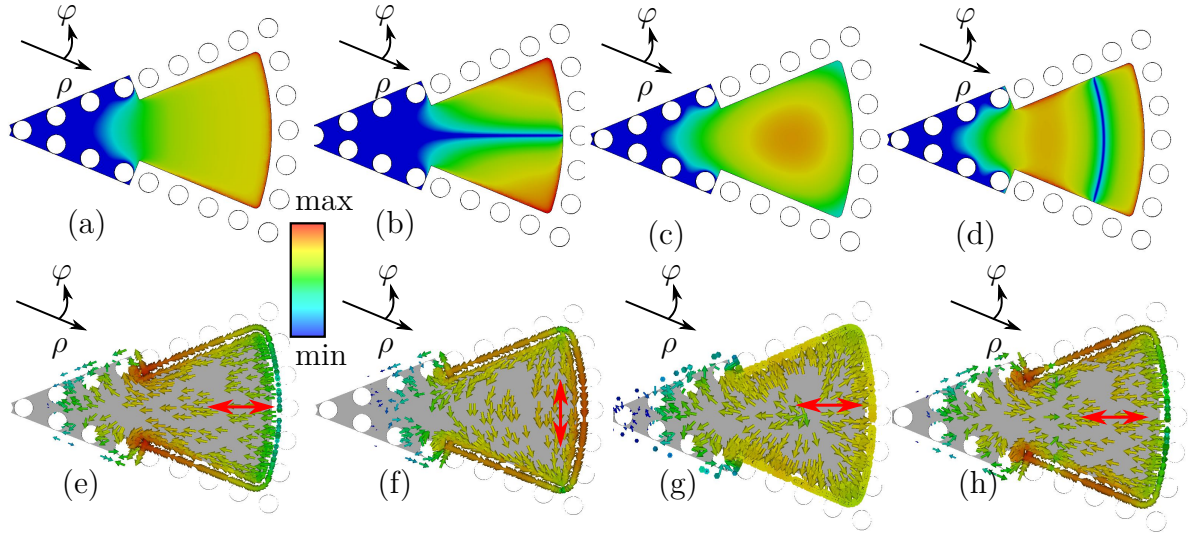


Abbildung 4.43: Betrag des elektrischen Feldes für (a) den TM_{010}^E -, (b) den TM_{110}^E -, (c) den TM_{110}^O - und (d) den TM_{020}^E -Mode und Stromdichte auf dem Septum von (e) dem TM_{010}^E -, (f) dem TM_{110}^E -, (g) dem TM_{110}^O - und (h) dem TM_{020}^E -Mode. Die roten Pfeile verdeutlichen die Flussrichtung der Ströme.

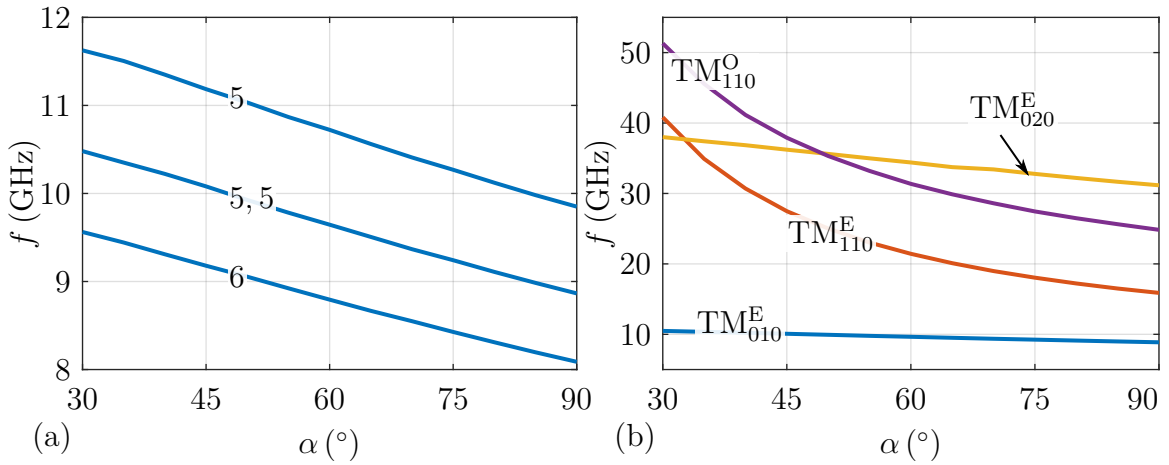


Abbildung 4.44: Resonanzfrequenz der FCSIW-Kavität vom Typ-II mit $b_0/R = 0,45$ aufgetragen über den Winkel α von (a) dem Grund- TM_{010}^E -Mode für verschiedene Radien R in (mm) und (b) Moden höherer Ordnung mit $R = 5,5$ mm.

senkt nur die Resonanzfrequenz des TM_{110}^E -Modes, die für $x_s \approx 3$ mm etwa 10 GHz beträgt und damit sehr nahe an dem TM_{010}^E -Mode liegt. Dies ermöglicht den Zweimodenbetrieb.

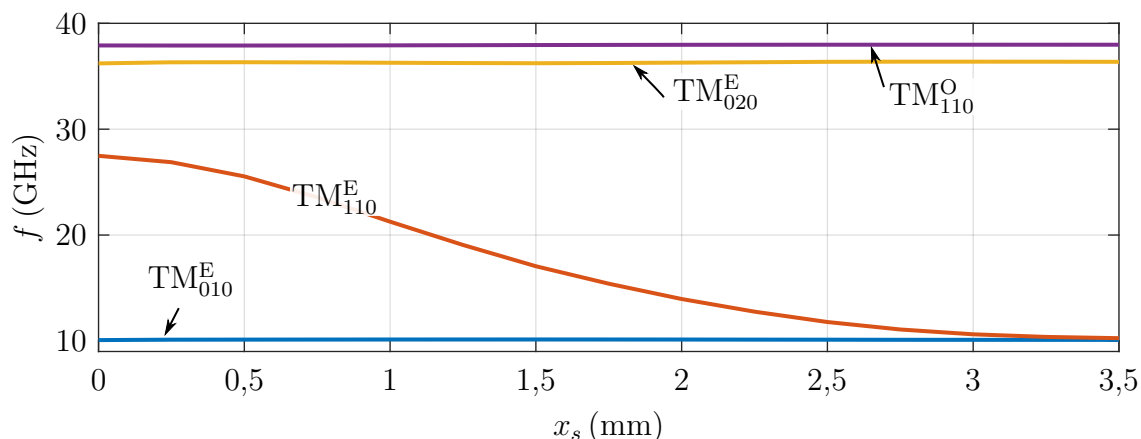


Abbildung 4.45: Resonanzfrequenzen der ersten vier Moden und ihre Abhängigkeit von der Schlitzlänge x_s für eine FCSIW-Kavität vom Typ-II mit $R = 5,5$ mm, $\alpha = 45^\circ$, $b_0/R = 0,45$ und $s = 0,2$ mm.

Modenkopplung innerhalb einer Kavität

Als Nächstes wird die Kopplung zwischen dem TM_{010}^E - und dem TM_{110}^E -Mode innerhalb der Kavität analysiert. Dazu wird die Kavität durch eine Streifenleitung am Ein- und Ausgang schwach gekoppelt, wie in Abb. 4.46(a) dargestellt. Die simulierte Transmission S_{21} (Abb. 4.46(b)) zeigt zwei Resonanzen, wobei f_{01} die Eigenfrequenz des TM_{010}^E -Modes ist. Um zu klären, ob sie durch Modenaufspaltung entstehen, werden die Eigenfrequenzen der Kavität bestimmt. Wegen der PMC- beziehungsweise PEC-

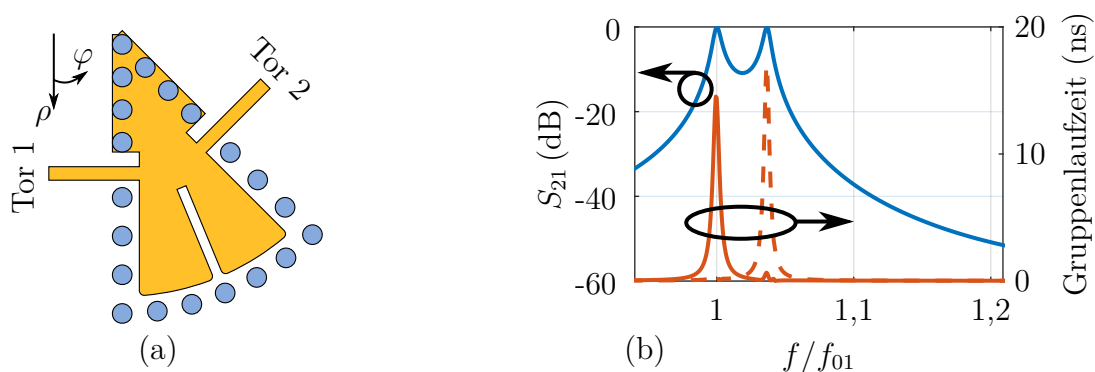


Abbildung 4.46: (a) FCSIW-Kavität vom Typ-II, die mit einer Streifenleitung am Eingang (Tor 1) und am Ausgang (Tor 2) gekoppelt ist und (b) S_{21} (—) und Gruppenlaufzeit von $S_{11,e}$ (—) und $S_{11,o}$ (---) einer schwach gekoppelten Zweimodenkavität.

Symmetrie in der $\varphi = \alpha/2$ -Ebene, wird die Kavität für den TM_{010}^E -Mode im Gleichtakt und für den TM_{110}^E -Mode im Gegentakt angeregt.

Dies übersetzt sich in

$$S_{11,e} = S_{11} + S_{21},$$

$$S_{11,o} = S_{11} - S_{21},$$

wobei $S_{11,e}$ und $S_{11,o}$ die Reflexionskoeffizienten der Gleich- und Gegentaktanregung sind. Die zugehörigen Gruppenlaufzeiten sind in Abb. 4.46(b) dargestellt. Ihre Maxima, die die Eigenfrequenzen der Kavität markieren, fallen mit den Maxima von S_{21} zusammen. Es findet also keine Modenaufspaltung statt und die Moden sind nicht gekoppelt [87].

Filterentwurf

Als Beispiel wird ein Filter mit einer Tschebyscheff-Charakteristik vierter Ordnung im Durchlassbereich, einer Mittenfrequenz von $f_0 = 10$ GHz und einer FBW von 10%, sowie einer Anpassung von 20 dB aufgebaut. Abb. 4.47(a) zeigt den entsprechenden Entwurf. Er besteht aus zwei symmetrisch angeordneten Zweimodenkavitäten mit $\alpha = 45^\circ$.

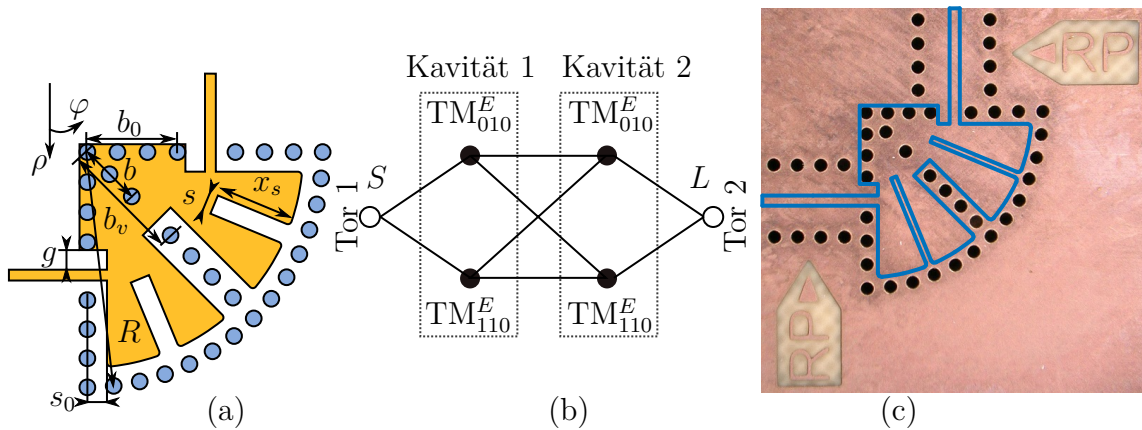


Abbildung 4.47: (a) Schematische Darstellung des Filters, (b) Koppeltopologie des Filters, wobei S und L die Quelle beziehungsweise die Last darstellen, und (c) hergestelltes Filter, wobei (—) die Septumkontur und RP die Kalibrierebenen markieren.

Tabelle 4.5: Abmessungen des gefertigten Filters F3 mit FCSIW-Kavitäten vom Typ-II.

Parameter	b_0	b	b_v	g	x_s	R	s
Wert (mm)	1,93	1,66	2,68	0,38	2,85	5,29	0,2

Die Parameter b_0 und g stellen die Ein- und die Ausgangskopplung ein. Die Interresonator-Kopplung wird durch b und b_v bestimmt. Wie oben erläutert, werden die Resonanzfrequenzen durch den Radius R und die Schlitzlänge x_s eingestellt. Der Ein- und der Ausgang sind über eine $50\ \Omega$ -Streifenleitung gekoppelt. Die Koppeltopologie ist in Abb. 4.47(b) dargestellt. Die Moden TM_{010}^E und TM_{110}^E derselben Kavität sind entkoppelt. Die beiden Zweimodenkavitäten führen somit zu vier Transmissionspolstellen und zwei Transmissionsnullstellen, die aufgrund der Symmetrie bei der gleichen Frequenz auftreten [89]. Die Transmissionsnullstelle resultiert aus der gleichzeitigen Anregung des TM_{010}^E - und des TM_{110}^E -Modes. Das elektrische Feld des TM_{010}^E -Modes zeigt am Eingang und am Ausgang in dieselbe Richtung, während es bei dem TM_{110}^E -Mode das Vorzeichen wechselt. Dies führt zu destruktiver Interferenz [89, 90]. Die endgültigen Filterabmessungen ergeben sich aus einer Optimierung mit *CST Microwave Studio Filter Designer 3D*.

Das Filter wird mit dem Lagenaufbau aus Abb. 4.39(c) implementiert. Abb. 4.47(c) zeigt das hergestellte Bauteil. Es wird nachfolgend als F3 bezeichnet. In Tabelle 4.5 sind die Abmessungen des Filters aufgelistet.

Eine TRL-Kalibrierung wird an den in Abb. 4.47(c) mit *RP* markierten Referenzebenen durchgeführt. Bis auf eine Frequenzverschiebung von 70 MHz zeigt Abb. 4.48 eine gute Übereinstimmung zwischen den simulierten und den gemessenen Ergebnissen. Im Durchlassbereich bleibt die Einfügedämpfung unter 2,4 dB und der Reflexionskoeffizient unter -18 dB. Die Außerband-Unterdrückung übersteigt 40 dB zwischen 11,1 GHz und 30 GHz. Tabelle 4.6 vergleicht die hergestellten FCSIW-Filter mit SIW-Filtern aus der Literatur. Dabei ist λ_0 die Substrat-Wellenlänge bei der Mittenfrequenz f_0 . Die letzte Spalte gibt das auf f_0 normierte Stoppband an. Im Vergleich zu dem Filter F1 und F2, ergibt F3 eine deutlich kleinere Fläche und eine verbesserte Sperrbandcharakteristik. Das Filter F3 hat die beste Leistungsfähigkeit in Bezug auf die Kompaktheit und die Außerband-Unterdrückung.

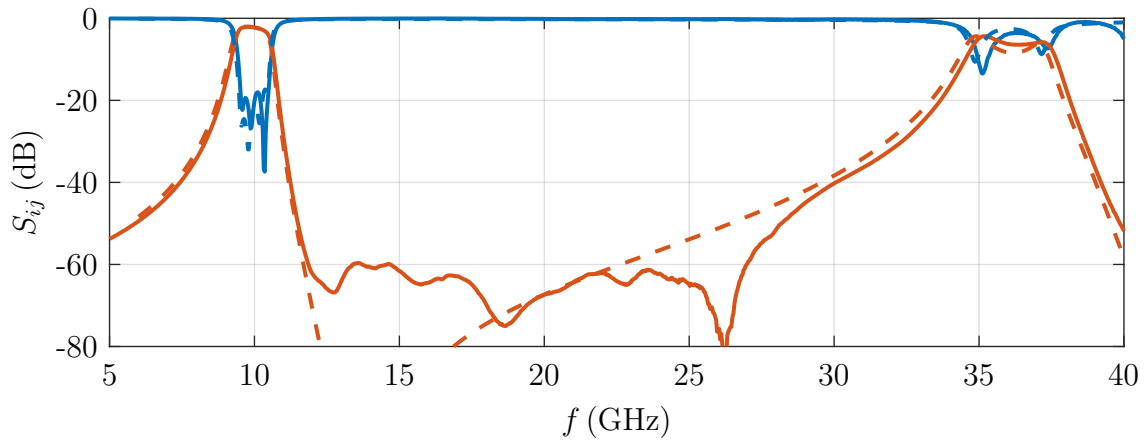


Abbildung 4.48: Simulierte (---) und gemessene (—) S_{11} (—) und S_{21} (—).

Tabelle 4.6: Vergleich der hergestellten FCSIW-Filter mit SIW-Filtern aus der Literatur.

Ref.	f_0 (GHz)	Ordnung	FBW (%)	IL (dB)	Größe ($/\lambda_0^2$)	Stoppband (dB), ($/f_0$)
F1	10	3	5	2,4	0,31	40, 1, 19 – 2, 16
F2	10	3	5	2,4	0,24	40, 1, 17 – 2, 35
F3	10	4	10	2,4	0,09	40, 1, 12 – 3, 00
[67]	10	4	10	3,0	1,46	N.A.
[91]	32,85	4	39,6	1,8	0,10	35, 1, 27 – 2, 62
[92]	4,5	2	12	1,5	0,27	40, 1, 11 – 2, 22
[93]	5,36	4	10	2,6	0,14	40, 1, 21 – 1, 87
[94]	8	3	11	1,2	0,32	23, 1, 10 – 1, 96
[95]	7	5	5,71	2,0	1,40	30, 1, 07 – 1, 57

4.3.3 Filter beliebig hoher Ordnung

Aus geometrischen Gründen können mit gleichem Kavitätstyp nicht Filter mit beliebiger Ordnung realisiert werden, da sich sonst der Ein- und der Ausgang des Filters überlappen würden.

Ein Filter mit beliebig hoher Ordnung kann jedoch durch eine Kombination der Typ-I und Typ-II Kavitäten umgesetzt werden. Als Demonstration hierfür wird im Folgenden ein Filter siebter Ordnung bestehend aus zwei FCSIW-Kavitäten vom Typ-I und fünf FCSIW-Kavitäten vom Typ-II implementiert [96]. Alle Kavitäten werden mit einem Mode betrieben.

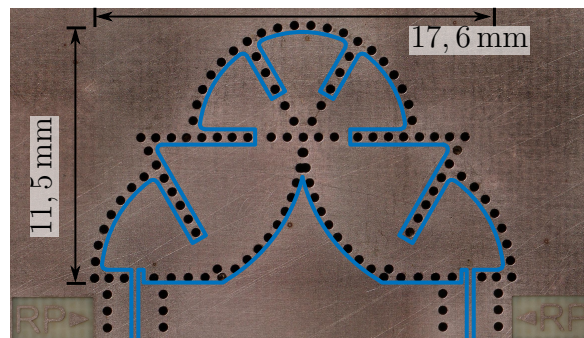


Abbildung 4.49: Foto des hergestellten Filters siebter Ordnung mit dem Septum in der Mittelage (—) und der Kennzeichnung der Kalibrierebenen (*RP*).

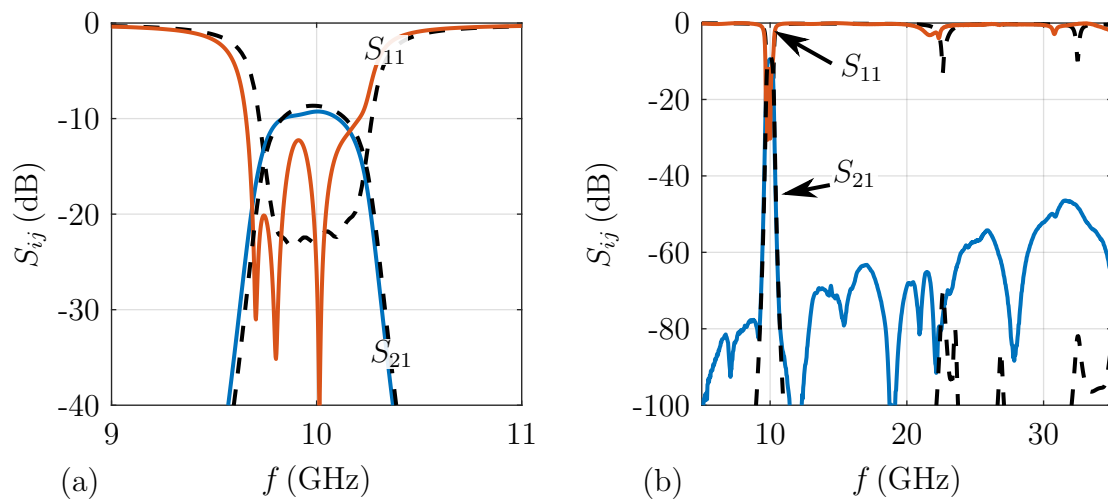


Abbildung 4.50: Gemessene (—) und simulierte (---) S -Parameter des Filters siebter Ordnung. (a) Details des Passbands und (b) breitbandige Antwort.

Das gefertigte Filter zeigt Abb. 4.49. Abb. 4.50(a) zeigt die Simulations- und die Messergebnisse im Band um 10 GHz mit einer FBW von 5%, sowie einer Anpassung von 20 dB. Die leichte Verstimmung der Reflexion wird durch die Fertigungstoleranzen verursacht. Die gemessene Transmission folgt der Simulation. Die Verluste im Dielektrikum in Kombination mit der hohen Filterordnung erzeugen eine Einfügedämpfung von etwa 10 dB. Filter höherer Ordnung weisen im Allgemeinen eine hohe Einfügedämpfung durch die große elektrische Länge auf [97–99].

Abb. 4.50(b) präsentiert die simulierten und die gemessenen Streuparameter über einen großen Frequenzbereich. Außerhalb des Bandes ist die gemessene Isolation niedriger als in der Simulation. Dies resultiert aus der internen Verkopplung des Netzwerk-

analysators und ist nicht auf die Filterstruktur zurückzuführen. Die Isolation zeigt, entsprechend der hohen Filterordnung, einen hohen Wert über einen großen Frequenzbereich.

Insgesamt demonstriert das Filter, dass die Kombination der beiden Kavitäten genutzt werden kann, um Filter mit beliebig hoher Filterordnung zu realisieren.

4.3.4 Entwurf des LO-Diplexers

Im Folgenden werden die vorgestellten FCSIW-Filter des Typs I zur Realisierung eines Diplexers verwendet. Das Funktionsprinzip der Speisestruktur wird beispielhaft für einen 10/15 GHz-Diplexer beschrieben. Ein zweiter Diplexer für 12/13,5 GHz wird anschließend vorgestellt, um zu demonstrieren, dass auch nah beieinanderliegende Bänder getrennt werden können. Abschließend wird die erreichte Kompaktheit mit Lösungen aus der Literatur verglichen.

10/15 GHz Diplexer

Das Funktionsprinzip des Diplexers wird anhand eines Entwurfs mit den Mittenfrequenzen $f_{c1} = 10$ GHz und $f_{c2} = 15$ GHz verdeutlicht. Es wird eine Tschebyscheff-Charakteristik dritter Ordnung mit einer Anpassung von 20 dB gewählt. Der Diplexer besteht aus zwei Bandpassfiltern vom Typ F2. Die Koppeltopologie ist in Abb. 4.51(a) dargestellt. Für den angestrebten Frequenzbereich müssen die externen Güten der Eingangskavitäten 1 und 1' auf $Q_e = 16,75$ beziehungsweise $Q'_e = 25,02$ eingestellt werden. Die Filter werden separat entworfen. Der gemeinsame Anschluss des Diplexers

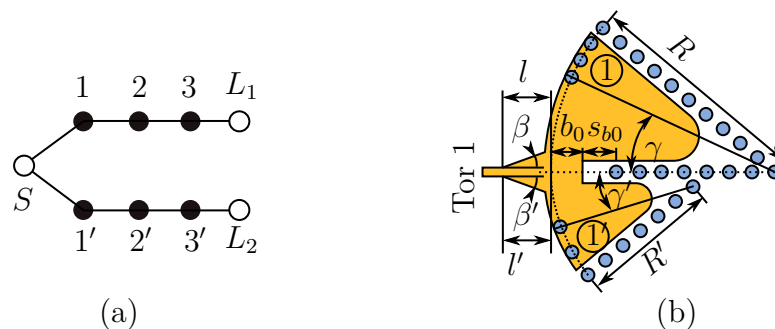


Abbildung 4.51: (a) Diplexer-Koppeltopologie und (b) Anordnung mit zwei Kavitäten (keine Ausgangsanschlüsse) und asymmetrischer Aufweitung der Speiseleitung.

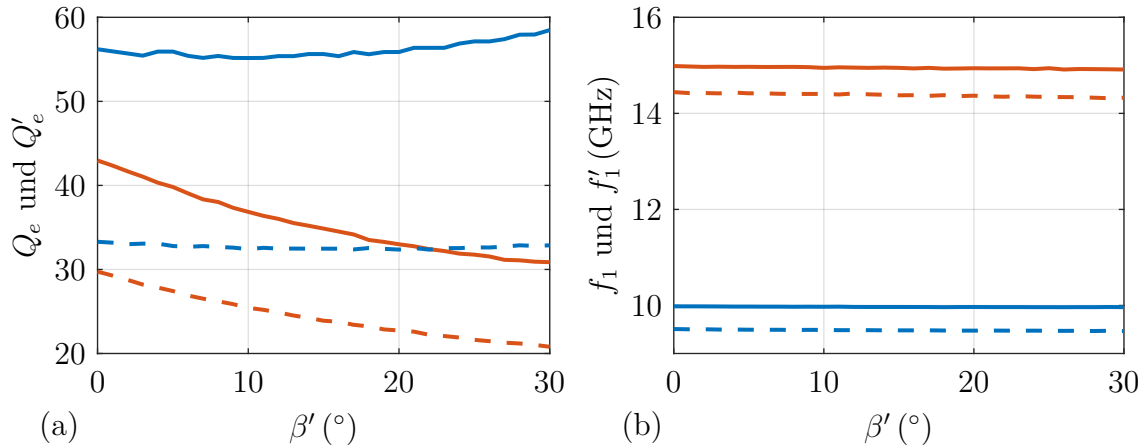


Abbildung 4.52: (a) Externe Güten und (b) Resonanzfrequenzen der Kavitäten 1 (—) und 1' (—) für die Winkel $(\gamma, \gamma') = (21, 8^\circ, 20, 8^\circ)$ (—) und $\gamma = \gamma' = 28^\circ$ (- - -). Die übrigen Parameter sind $r = 0,73$ mm, $r' = 0,28$ mm, $s_{b0} = 1$ mm, $b_0 = 1,4$ mm, $l = l' = 1$ mm und $\beta = 0^\circ$.

wird durch eine Aufweitung der Speiseleitung realisiert, wie in Abb. 4.51(b) gezeigt. Da der Speisepunkt im Vergleich zum separaten Filter leicht verschoben ist, wird die externe Güte erhöht.

Im ersten Schritt werden die Winkel β und β' auf null gesetzt und nur γ und γ' variiert, um die externe Güte anzupassen. Wie beispielhaft in Abb. 4.52(a) gezeigt, reduzieren sich die externen Güten durch die Erhöhung von γ und γ' aus dem Filterentwurf auf die Werte $\gamma = \gamma' = 28^\circ$, bleiben aber immer noch zu groß. Für eine weitere Reduzierung und um die Form der Kavität nicht zu beeinträchtigen, werden die Winkel β und β' erhöht. Wie in Abb. 4.52(a) für β' dargestellt, führt dies zu dem gewünschten Ergebnis für Q_e' . Abb. 4.52(b) zeigt den Einfluss von β' auf die Resonanzfrequenz der Kavitäten 1 und 1'. Die Simulationsergebnisse zeigen, dass die Parameter der Aufweitung im Gegensatz zu γ nur einen geringen Einfluss auf die Resonanzfrequenzen der Kavitäten haben.

Abb. 4.53 zeigt die schematische Darstellung des Diplexers. Bei der Optimierung werden die Parameter $\gamma_1, \gamma_1', r_1, r_1', b_1, b_1'$ und die Parameter der Aufweitung neu angepasst. Die nachfolgenden Kavitäten 2 und 3 beziehungsweise 2' und 3', und die entsprechenden Koppelöffnungen behalten ihre Abmessungen aus der Filteroptimierung. Der optimierte Diplexer wird als D1 bezeichnet. Abb. 4.54(a) zeigt die gefertigte Komponente. Die Abmessungen sind in Tabelle 4.7 zusammengefasst. Im Text und in den Abbildungen sind die Parameter des 15 GHz-Kanals als gestrichene Größen gekennzeichnet.

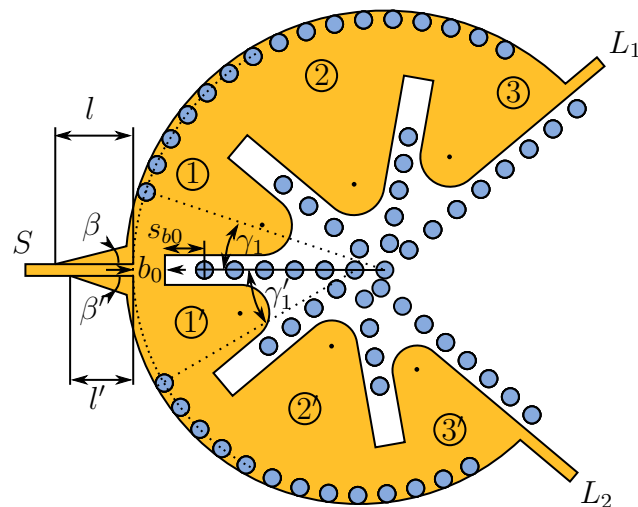


Abbildung 4.53: Schematische Darstellung des LO-Diplexers.

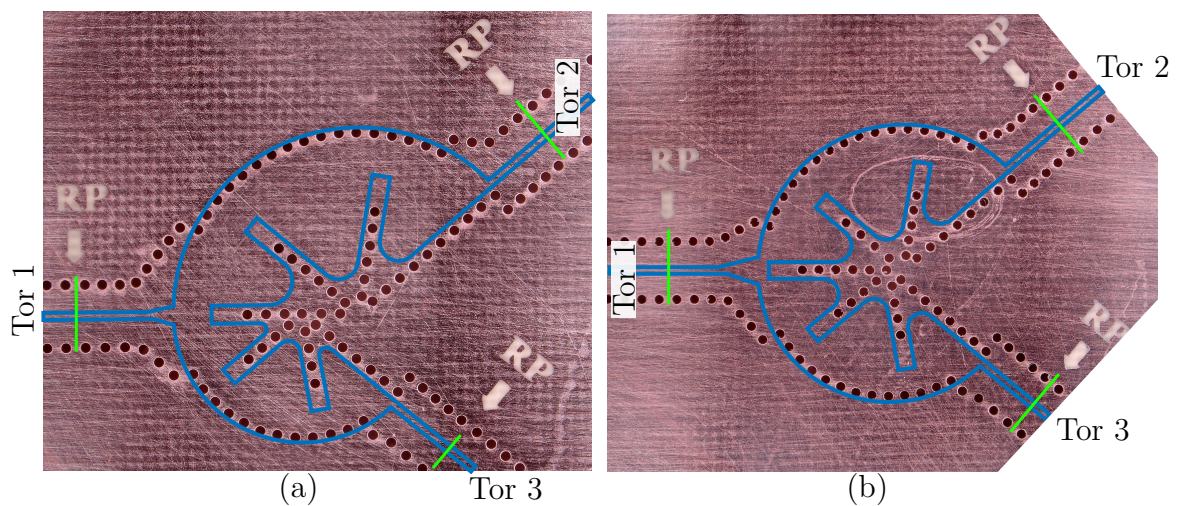
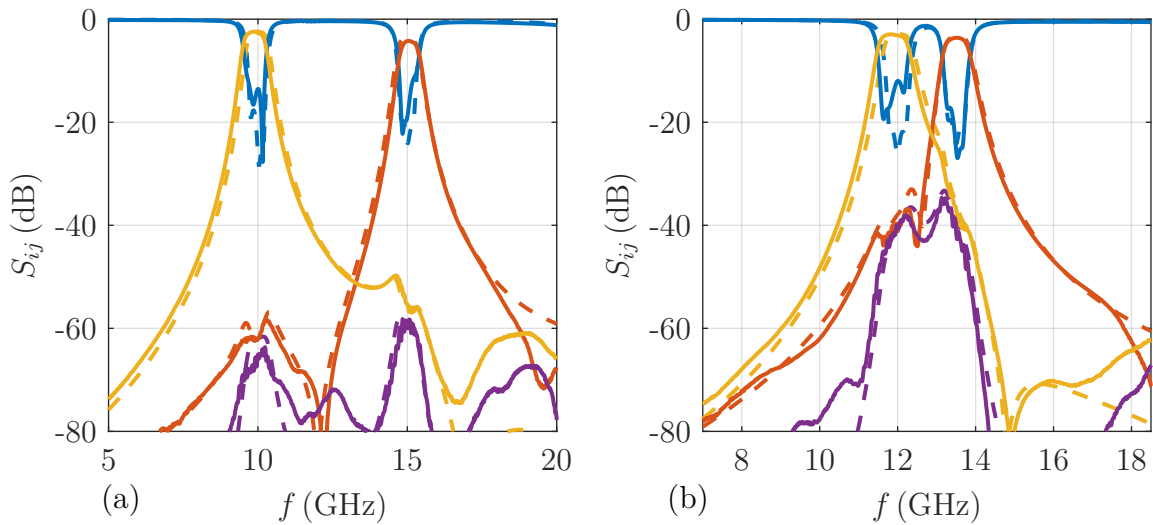


Abbildung 4.54: Foto der hergestellten Diplexer (a) D1 und (b) D2 mit grün markierten Bezugsebenen. Die Septen in der Mittelage sind in (—) markiert.

Abb. 4.55(a) zeigt die simulierten und die gemessenen Streuparameter und demonstriert deren gute Übereinstimmung. Die Isolation überschreitet 58 dB bei 10 GHz und 50 dB bei 15 GHz. Die gemessene (simulierte) Einfügedämpfung beträgt 2,4 (2,4) dB beziehungsweise 4,2 (3,6) dB in diesen Kanälen. Die Leistungsfähigkeit im Durchlassbereich wird durch den hohen Verlustfaktor des Substrats beeinträchtigt. Insgesamt nimmt der Diplexer eine Fläche von nur 98,19 mm² einschließlich der Aufweitung ein.

Tabelle 4.7: Abmessungen des Diplexers D1 (Längen in (mm), Winkel in ($^{\circ}$)).

Parameter	R	r_1	r_2	r_3	α_1	α_2	α_3
10 GHz-Kanal	7	0,92	0,75	0,73	40	60	40
15 GHz-Kanal	4,8	0,24	0,45	0,28	40	60	40
Parameter	b_1	b_2	β	l	γ_1	γ_3	s_b
10 GHz-Kanal	1,6	1,61	11,8	1,19	28,1	21,8	1,4
15 GHz-Kanal	1,05	1	16,8	0,97	28,3	20,8	1,05
$b_0 = 1,29$ mm, $s_{b0} = 1,4$ mm							

Abbildung 4.55: Gemessene (—) und simulierte (-.-) S -Parameter der Diplexer (a) D1 und (b) D2 (S_{11} —, S_{21} —, S_{31} —, and S_{32} —).

12/13,5 GHz-Diplexer

Im zweiten Beispiel wird ein Diplexer mit deutlich reduziertem Schutzband zwischen den beiden Durchlassbändern betrachtet. Dies soll demonstrieren, dass der Diplexer prinzipiell auch für eng benachbarte Bänder verwendet werden kann. Hier werden f_{c1} und f_{c2} auf 12 GHz beziehungsweise 13,5 GHz gesetzt. Bei 500 MHz Durchlassbändern beträgt das Schutzband 1 GHz. Dieser Diplexer wird als D2 bezeichnet. Tabelle 4.8 listet die optimierten Parameter auf, Abb. 4.54(b) zeigt das Foto der gefertigten Struktur, und Abb. 4.55(b) die Frequenzantwort. Die gemessene Einfügedämpfung in den Durchlassbändern 12 GHz und 13,5 GHz bleibt unter 2,9 dB beziehungsweise 3,6 dB. Die Isolation im 13,5 GHz-Durchlassbereich übersteigt 32 dB und erreicht 37 dB bei 12 GHz. Für weiter reduzierte Schutzbänder sind Filter höherer Ordnung für eine hohe Isolation erforderlich. Da hierfür die Winkel α verkleinert werden müssen, ist eine belie-

Tabelle 4.8: Abmessungen des Diplexers D2 (Längen in (mm), Winkel in ($^{\circ}$)).

Parameter	R	r_1	r_2	r_3	α_1	α_2	α_3
12 GHz-Kanal	5,9	0,37	0,6	0,5	40	60	40
13,5 GHz-Kanal	5,3	0,66	0,56	0,38	40	60	40
Parameter	b_1	b_2	β	l	γ_1	γ_3	s_b
12 GHz-Kanal	1,38	1,32	14,1	1,85	18,1	21,3	1,4
13,5 GHz-Kanal	1,11	1,13	18,6	1,49	30,1	20,6	1,4
$b_0 = 0,26 \text{ mm}, s_{b0} = 1,4 \text{ mm}$							

bige Filterordnung mit der Kavität aus Abb. 4.33(a) nicht implementierbar. Stattdessen müssen die beiden Filterzweige aus beiden FCSIW-Kavitätstypen bestehen, ähnlich wie in Abb. 4.49 dargestellt.

Vergleich mit Literatur

Tabelle 4.9 vergleicht die FCSIW-Diplexer mit Komponenten aus der Literatur. Eine vollständige Tabelle mit den jeweiligen Einfügedämpfungen und gewählten Technologien ist in [84] zu finden. Die letzte Spalte gibt die Fläche normiert auf die Substrat-Wellenlänge λ_{c1} bei f_{c1} an. Nur die SIW-Komponente mit sogenannten komplementären Split-Ring-Resonatoren aus [106] ergibt eine kleinere relative Größe. Die Komponente operiert jedoch im C-Band, sodass die Struktur aus fertigungstechnischer Sicht nur

Tabelle 4.9: Vergleich der Diplexer D1 und D2 mit Implementierungen aus der Literatur.

Referenz	ϵ_r	Ordnung	f_0 (GHz)		FBW (%)		Isolation (dB)		Fläche / λ_{c1}^2
			1	2	1	2	1	2	
D1	3,62	3	10	15	5	3,3	58	50	0,4
D2	3,62	3	12	13,5	4,2	3,7	37	32	0,57
[100]	2,2	2	24,96	26,64	5,4	5,3	40	50	7,49
[101]	3,38	3	9,5	10,5	4,2	3,8	46	37	3,71
[102]	2,55	3	8	9	3,7	3,6	40	40	1,76
[103]	2,2	3	12	14	3,2	3,7	28	28	2,65
[104]	2,2	3	9,7	10,3	3,1	3	30	30	3,73
[105]	2,2	2	24,97	26,64	5,4	5,2	40	50	5,35
[106]	2,2	2	4,66	5,8	3 ~ 5	3 ~ 5	43	28	0,13
[107]	10,2	4	10	15	5	3,3	25	25	1,37
[108]	2,2	3	7,75	8,25	2,6	2,4	20	20	2,74
[79]	3,38	4	20	30	2,5	1,7	38	45	4,96
[109]	3,38	2	10,5	13,5	3,7	1,7	42	42	2,65

schwer auf die hier betrachteten höheren Frequenzen skaliert werden kann, da die Abmessungen sonst zu klein sind. In allen anderen Fällen sind die beiden Diplexer D1 und D2 deutlich kompakter, ohne Einbußen bei der elektrischen Leistungsfähigkeit. Die Diplexer weisen insbesondere eine hohe Isolation auf, was für die Anwendung als LO-Diplexer besonders gut geeignet ist.

4.3.5 Realisierung des Mischernetzwerks

Das Mischernetzwerk aus Abb. 4.32(a) wird mit dem entwickelten LO-Diplexer aufgebaut und vermessen.

Abb. 4.56(a) zeigt die realisierte Testschaltung des Mischernetzwerks. Sie ist entsprechend Abb. 4.39 auf einem dreilagigen Aufbau realisiert. Als LO-Diplexer dient ein FCSIW-Diplexer mit den Mittenfrequenzen 9,2 GHz und 14,1 GHz. Der Diplexer trennt das Zweiton-LO-Signal und speist die beiden Mischer M_1 und M_2 . Beide Filterzweige bestehen jeweils aus drei 60° FCSIW-Kavitäten des Typs I. Eine Kombination beider Kavitätstypen hinsichtlich der Kompaktheit ist prinzipiell möglich, wurde hier jedoch nicht durchgeführt. Der Diplexer wird für die erforderlichen Frequenzen

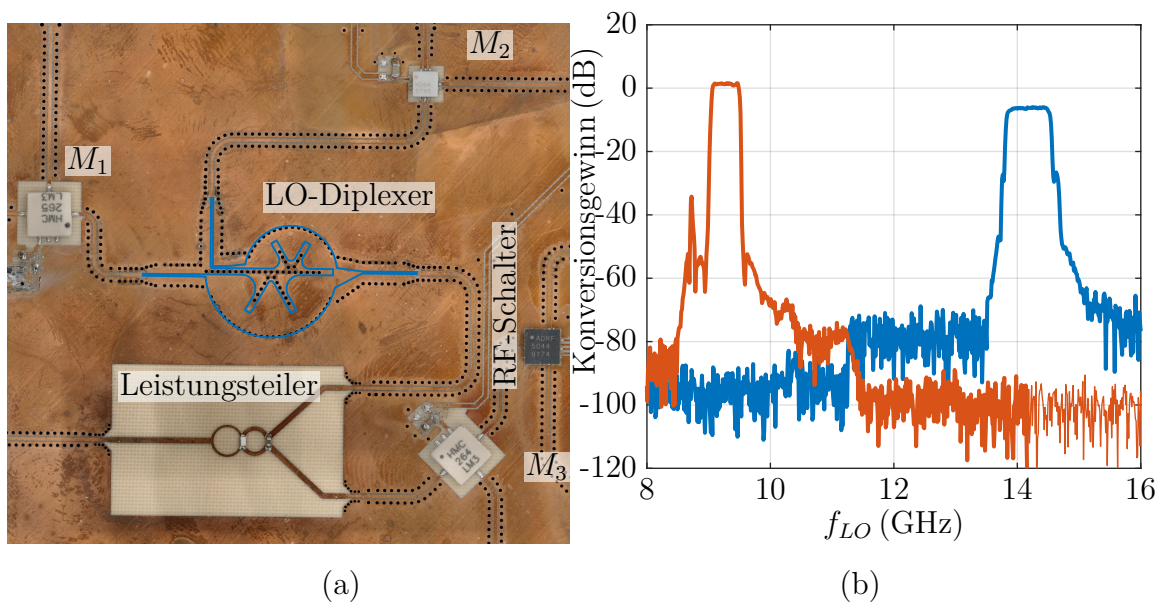


Abbildung 4.56: (a) Foto der hergestellten Mischernetzwerkschaltung mit dem Septum des Diplexers in der Mittelage (—) und (b) Konversionsgewinn von Abwärtsrichter M_1 (—) und Aufwärtsrichter M_2 (—) gegen die LO-Frequenz.

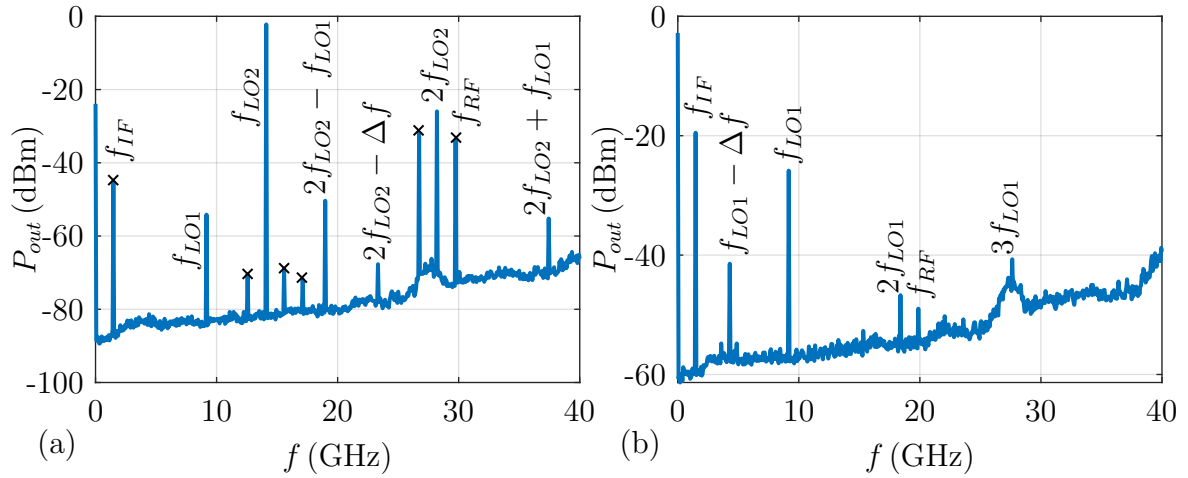


Abbildung 4.57: Ausgangsspektren von (a) Aufwärtsmischer M_2 mit einem -20 dBm-IF-Eingang bei $1,5$ GHz und beiden eingeschalteten LO-Signalen. Hier ist $\Delta f = f_{LO2} - f_{LO1}$. "x" bezeichnet die Mischprodukte bei $n \cdot f_{LO2} \pm m \cdot f_{IF}$ und (b) Abwärtsmischer M_1 mit einem -20 dBm RF-Eingang bei 20 GHz und beiden eingeschalteten LO-Signalen. Dabei ist $\Delta f = f_{LO2} - f_{LO1}$.

optimiert. In Abb. 4.56(a) erkennt man einen Leistungsteiler und einen zusätzlichen Mischer M_3 , sowie einen RF-Schalter. Als Teil des Moduls erlauben die Bauteile die Selbstkalibrierung der Antenne [110–112]. Eine detaillierte Beschreibung deren Funktion, sowie die Leistungsfähigkeit diskutiert [85] und wird hier nicht weiter vertieft.

Zunächst werden die Konversionsgewinne gemessen. Für die Mischer M_1 und M_2 wird die IF auf $1,5$ GHz eingestellt, während die LO- und die RF-Frequenzen variiert werden. Es wird ein Einton-LO verwendet. Die in Abb. 4.56(b) dargestellten Ergebnisse entsprechen dem Frequenzgang des Diplexers. Mit Werten von 2 dB für den Abwärtsmischer M_1 und -8 dB für den Aufwärtsmischer M_2 entspricht der Gewinn den Referenzwerten aus den Datenblättern.

Als nächstes wird ein Zweitton-Signal an das gemeinsame LO-Eingangstor angelegt. Abb. 4.57(a) zeigt das Ausgangsspektrum des Aufwärtsmischers M_2 für ein -20 dBm-Signal bei $1,5$ GHz am IF-Eingang. Es zeigt, dass der Mischer effektiv nur von LO_2 gespeist wird. Tatsächlich, und wie beabsichtigt, wird LO_1 durch den Diplexer stark unterdrückt und erzeugt daher weder Oberwellen $n \cdot LO_1$ noch Mischprodukte $n \cdot LO_1 \pm IF$. Da das einzige stärkere parasitäre Signal bei $2 \cdot f_{LO2}$ auftritt, ist hier keine weitere Filterung im Vergleich mit einer Einton-Aussteuerung erforderlich.

Wie aus dem Spektrum in Abb. 4.57(b) ersichtlich, ergeben sich ähnliche Schlussfolgerungen, wenn ein -20 dBm-Signal bei 20 GHz an den RF-Eingang des Abwärtsmischers M_1 angelegt wird. Auch hier unterdrückt der Diplexer das unerwünschte LO-Signal, das heißt in diesem Fall LO_2 .

Die Messergebnisse bestätigen, dass die parasitären LO-Signale in den relevanten Pfaden gut unterdrückt werden. Die von ihnen erzeugten Mischprodukte liegen außerhalb der interessierenden Bänder und können leicht gefiltert werden.

4.4 Arbeitspunktregelung der LNAs

Für die Einstellung des Arbeitspunkts der LNAs wird eine Schaltung gemäß Abb. 3.8 entworfen. Abb. 4.58 zeigt das implementierte Netzwerk.

Das Netzwerk erlaubt eine flexible und kontinuierliche Einstellung des Arbeitspunkts. So kann beispielsweise der Drain-Strom im Vergleich zu dem Nennwert reduziert werden, was die Rauschzahl zunächst verschlechtert. Die Reduktion des Drain-Stroms führt zu einer Reduktion der Systemtemperatur, was wiederum zu einer verbesserten Rauschzahl führt. Aus diesen gegensätzlichen Abhängigkeiten lässt sich ein Optimum finden.

Referenz [113] beschäftigt sich mit der systematischen Ermittlung des Optimums durch Anpassung des Arbeitspunkts von LNAs. Im Rahmen dieser Arbeit wird der zu-

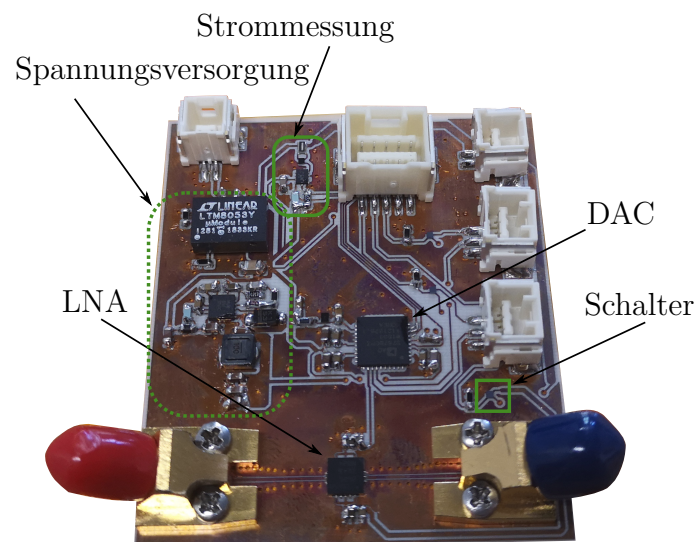


Abbildung 4.58: Realisierung des Netzwerks für die Arbeitspunktregelung der LNAs.

grundlegende Effekt verdeutlicht. Hierfür wird die Rauschzahl des LNAs als Funktion des Drain-Stroms und der Umgebungstemperatur gemessen. Mithilfe eines thermischen Ersatzschaltbildes wird der optimale Arbeitspunkt für den thermisch eingeschränkten LNA bestimmt.

LNA-Charakterisierung

Abb. 4.59(a) zeigt die gemessene Rauschzahl und die Kleinsignalverstärkung (S_{21}) in Abhängigkeit des Drain-Stroms bei 25 °C und 20 GHz. Ein niedrigerer Drain-Strom hat negative Auswirkungen auf beide Größen. Dennoch bleibt die Leistungsfähigkeit des Bauelements mit einer Rauschzahl unter 1,6 dB und einer Kleinsignalverstärkung über 20 dB sehr gut bis zu 30 mA. Da die Verstärkung laut Datenblatt nur schwach von der Temperatur abhängt, kann der Rauschbeitrag der nachfolgenden Stufen in der Empfangskette vernachlässigt werden.

Die Rauschzahl des LNAs wird in Abhängigkeit von I_D und der Umgebungstemperatur T_0 gemessen. Zu diesem Zweck wird der LNA mit der Schaltung zur Arbeitspunktregelung in einem Klimaschrank untergebracht, wie in Abb. 4.59(b) gezeigt. Er ist auf einem Kühlkörper montiert, um die Temperatur der Leiterplatte T_{PCB} nahe der Umgebungstemperatur T_0 zu halten. Letztere wird von 0 °C bis 80 °C variiert und I_D durch das Einstellen von V_G von 30 mA bis 100 mA, während V_D bei 3,5 V gehalten wird.

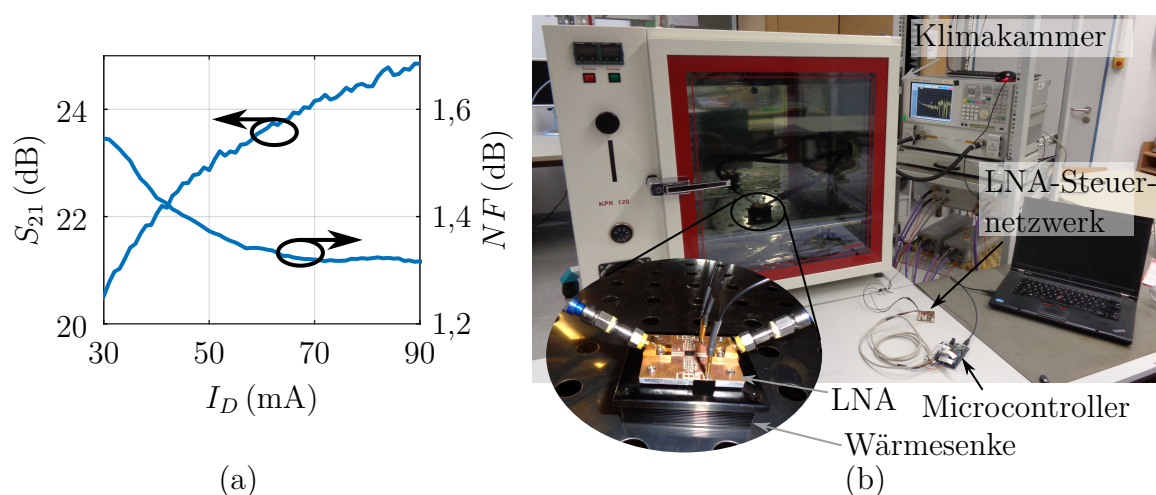


Abbildung 4.59: (a) Verstärkung und Rauschzahl des LNAs bei 20 GHz, gemessen in Abhängigkeit des Drain-Stroms bei Raumtemperatur und (b) der Messaufbau.

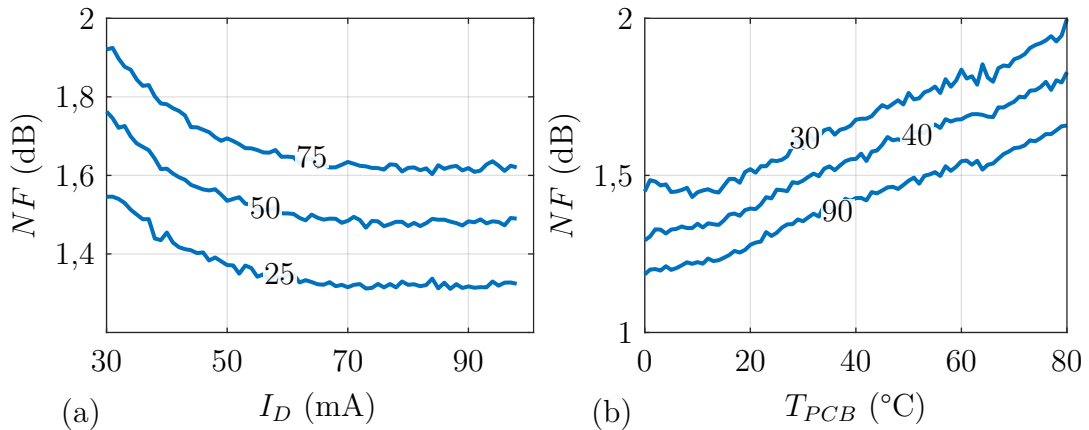


Abbildung 4.60: Rauschzahl (a) gegen I_D für verschiedene T_{PCB} (in °C) und (b) gegen T_{PCB} für verschiedene I_D (in mA).

Abb. 4.60(a) dokumentiert die Abhängigkeit der Rauschzahl von I_D für verschiedene T_{PCB} -Werte. In Übereinstimmung mit [114] sinkt die Rauschzahl bei steigendem I_D .

Wie in [115–117] berichtet und für verschiedene I_D in Abb. 4.60(b) gezeigt, ist die Temperaturabhängigkeit der Rauschzahl im Wesentlichen linear.

Einfluss der thermischen Umgebung

In der Praxis bestimmt die Kühlung des Antennensystems die Temperatur des LNAs und damit auch dessen Rauschverhalten. Durch die Ziegelarchitektur erfordert die vorgegebene Anwendung ein aufwendiges Kühlnetzwerk, was eine Einschränkung darstellt. Im Folgenden wird untersucht, wie man unter der Berücksichtigung dieser Einschränkung ein Optimum für den Betriebspunkt des LNAs ermittelt. Die Leistungsfähigkeit des LNAs hängt von seinem Wärmewiderstand und der Umgebungstemperatur ab. Abb. 4.61(a) stellt ein thermisches Ersatzschaltbild dar. Dabei ist R_{th} der Wärmewiderstand des Kühlsystems. Für den hier betrachteten LNA ist R_{th} ein zu untersuchender Parameter.

Die Analyse der Schaltung in Abb. 4.61(a) ergibt $T_{PCB} = T_0 + I_D V_D R_{th}$. Als ein generisches Beispiel wird T_0 auf 25 °C und R_{th} auf 0 K/W, 100 K/W und 200 K/W gesetzt. Die Rauschzahl wird anhand der gemessenen Daten ermittelt. In Abb. 4.61(b) ist sie gegen I_D mit R_{th} als Parameter aufgetragen. Der optimale Arbeitspunkt ist für jede R_{th} -Kurve markiert. Zur Ermittlung des optimalen Punkts werden die gemessenen Daten mit dem Modell M1 aus [113] gefittet. Für $R_{th} = 0$ K/W beträgt $I_D = 85$ mA und

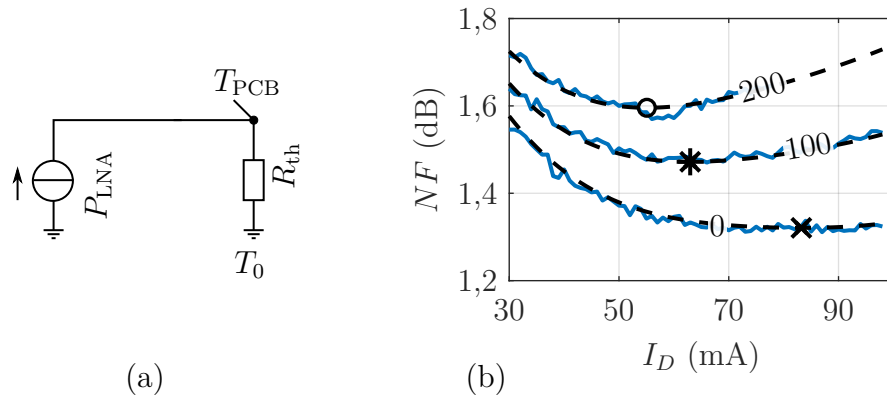


Abbildung 4.61: (a) Thermisches Ersatzschaltbild und (b) Rauschzahl für drei R_{th} -Werte in K/W (gemessen (—) und modelliert gemäß [113] (---) für $T_0 = 25^\circ\text{C}$).

weicht damit aufgrund des Wärmewiderstands des LNA-Gehäuses, der in Abb. 4.61(a) aus Gründen der Anschaulichkeit nicht berücksichtigt ist, geringfügig vom Datenblatt-Nennwert von 90 mA ab. Für $R_{th} = 100$ K/W und $R_{th} = 200$ K/W sinkt der optimale Drain-Strom auf 63 mA bzw. 55 mA und damit um 30% bzw. 45% im Vergleich zu den nominalen 90 mA. Die optimale Rauschzahl verschiebt sich zu kleineren I_D -Werten für größere R_{th} .

Darüber hinaus erlauben mathematische Modellierungen aus [113] die Vorhersage des optimalen Betriebspunkts der LNAs, dessen Bestimmung in der genannten Referenz ausführlich behandelt wird. Hierfür müssen der konkrete Wärmewiderstand R_{th} und Umgebungstemperatur T_0 bekannt sein.

Herstellung und Charakterisierung des Moduls 5

Dieses Kapitel diskutiert den Aufbau, die Herstellung und die messtechnische Charakterisierung des Moduls, das aus den Komponenten, den Netzwerken und Antennen aus Kapitel 4 besteht. Diese werden auf einer gemeinsamen Leiterplatte zusammengeschaltet.

5.1 Herstellung

Abb. 5.1 gibt einen Überblick über die Herstellung des Moduls. Eine ausführliche Diskussion über die Fertigung ist nicht Teil dieser Arbeit. Es werden zunächst drei separate mehrlagige Leiterplatten hergestellt, wie in Abb. 5.1(a) verdeutlicht. Die Leiter-

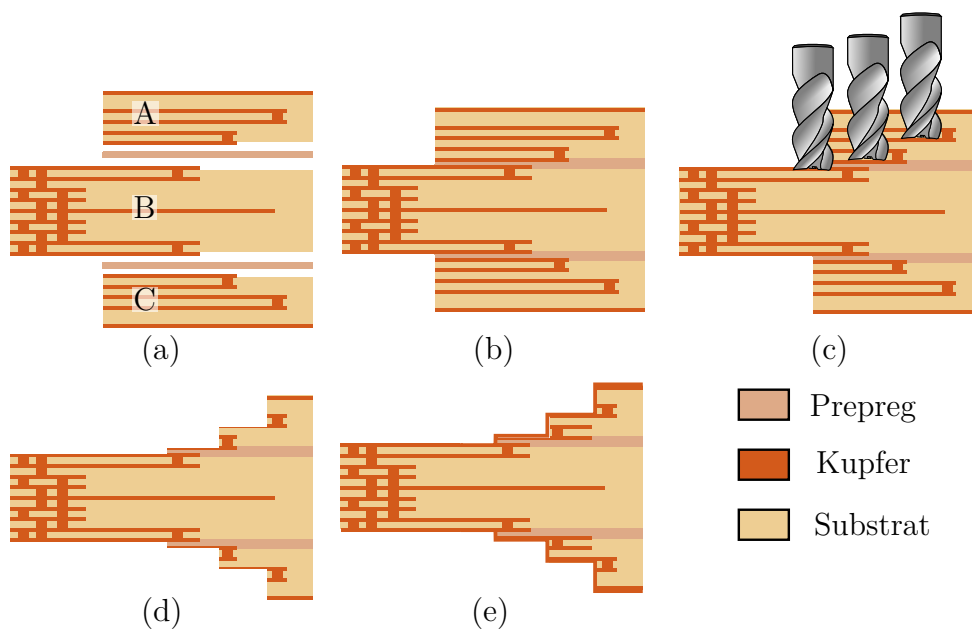


Abbildung 5.1: Fertigungsschritte des Moduls.

platten A und C beinhalten hierbei ausschließlich Strukturen für die Strahler. Leiterplatte B dient hauptsächlich für die Umsetzung des Frontends. Der Lagenaufbau der Leiterplatte B ist identisch mit dem aus Abb. 4.29. Im ersten Schnitt werden die drei Leiterplatten miteinander verpresst, wodurch die gesamte Leiterplatte aus Abb. 5.1(b) entsteht. Hierbei wird das Prepreg so zugeschnitten, dass der Bereich, in dem später die aktiven Komponenten platziert werden, frei bleibt. Im nächsten Schritt werden die Stufen der Antennen von oben und unten gefräst (Abb. 5.1(c)). Die Seitenwände der SIWs auf der Antennenseite entstehen ebenfalls durch Fräsungen. Dies führt zu dem Ergebnis aus Abb. 5.1(d). Die Leiterplatte wird anschließend galvanisiert, sowie mit der Endoberflächenbehandlung *Immersion Silver/Immersion Gold* (ISIG) versehen. Ausfräsungen der Leiterplatten im letzten Fertigungsschritt ergeben die fertigen Module aus Abb. 5.1(e).

Abb 5.2 zeigt die Vorderseite eines hergestellten und bestückten Moduls und Abb. 5.3 dessen Rückseite. Oben befinden sich die Antennen und unten die Schnittstellen zu

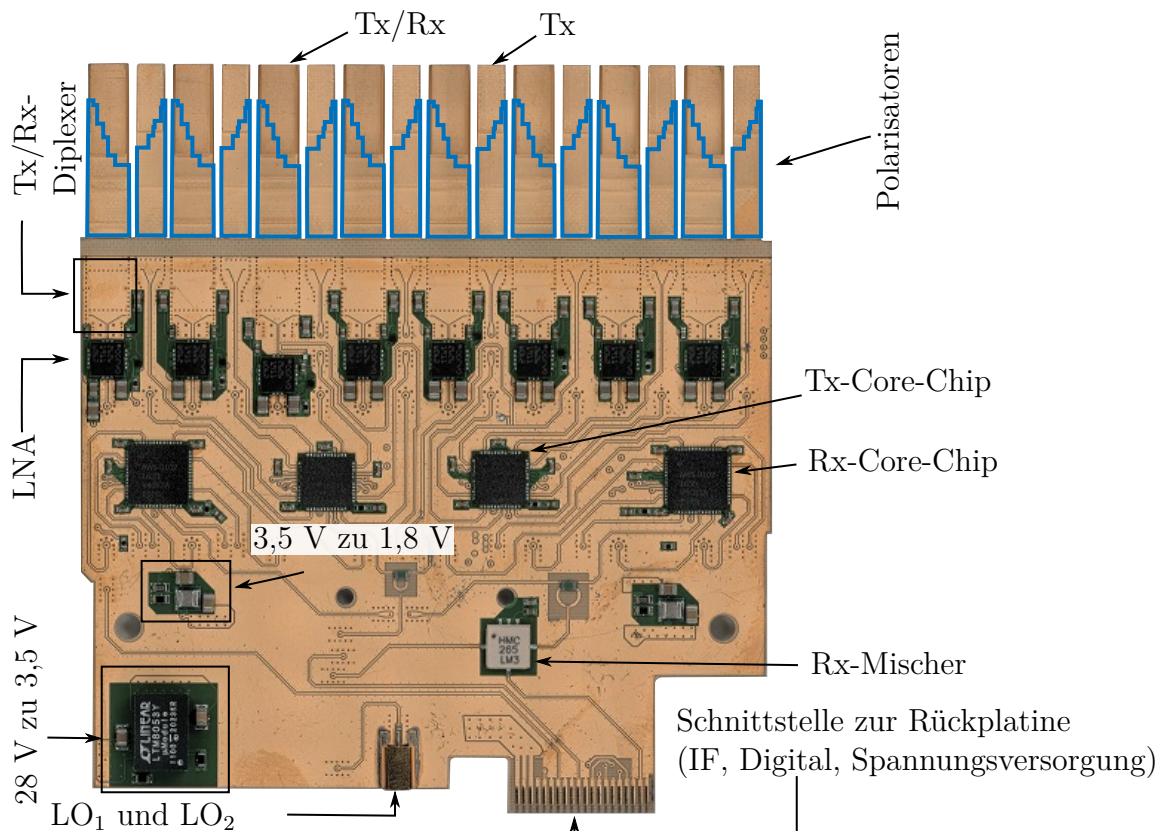


Abbildung 5.2: Vorderseite des hergestellten Moduls mit eingezeichneten Septumpolarisatoren in (—) in den Innenlagen.

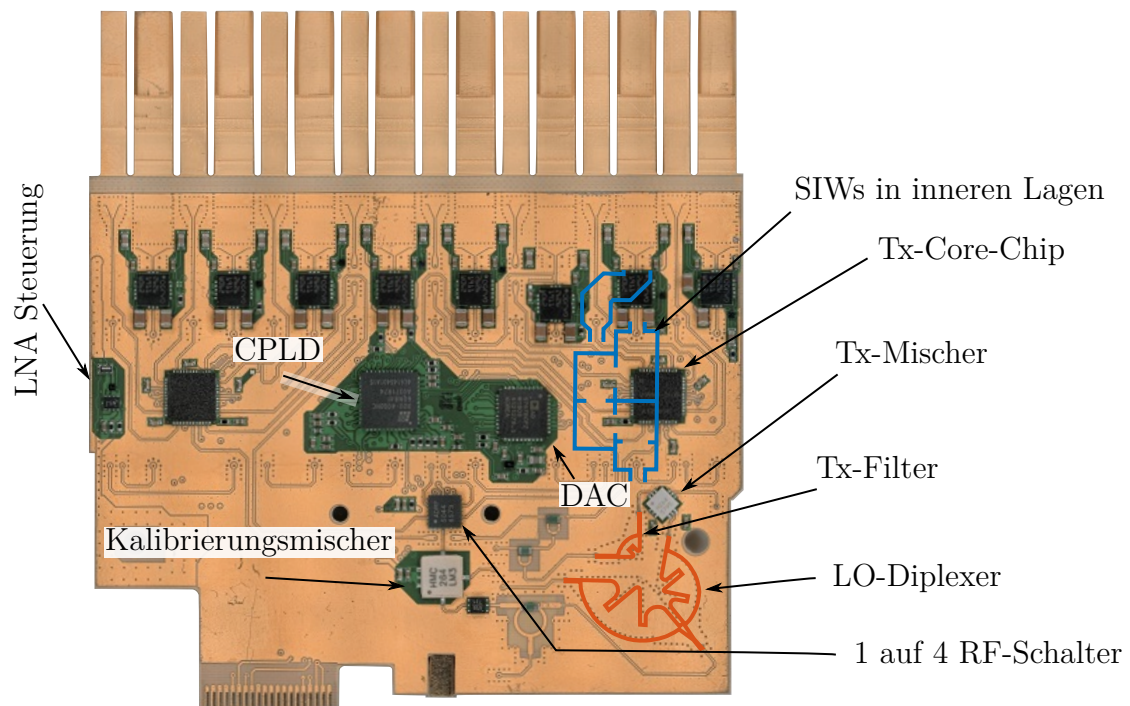


Abbildung 5.3: Rückseite des hergestellten Moduls mit eingezeichneten Via-Wänden (—) und Konturen der Septen (—) in den Innenlagen.

der Rückplatte. Dies ist eine Leiste für den Steckverbinder *HSEC8-120* von *Samtec*. Dieser verbindet alle IF-Signale, die digitalen Signale und die Spannungsversorgung. Zusätzlich befindet sich auf der unteren Seite ein *Mini-SMP*-Stecker als Schnittstelle für das Zweiton-LO-Signal. Die Komponenten und Funktionen entsprechen Abb. 3.4. In Abb 5.2 sind die Konturen der Septum-Polarisatoren in den Innenlagen der Antennenelemente eingezeichnet. Abb. 5.3 verdeutlicht dagegen die Lage der Septen des LO-Diplexers und des Tx-Filters, sowie die inneren Vias eines Tx/Rx-Kanals. Alle weiteren Kanäle sind identisch. Beim Tx-Filter handelt es sich um ein Filter zweiter Ordnung mit FCSIW-Kavitäten vom Typ-I und 1 GHz Bandbreite. Wie schon das Mischernetzwerk aus Abb.4.56(a), beinhaltet das Modul Komponenten zur Kalibrierung, die hier nicht behandelt werden.

Abb. 5.4(a) zeigt das Modul von oben. Man erkennt die zwei unterschiedlichen Tx/Rx- und Tx-SIW-Antennen. Zusätzlich deutet Abb. 5.4(a) die Orientierung der Septum-Polarisatoren im Inneren der einzelnen Strahler an. Tor 1 bezeichnet die An-

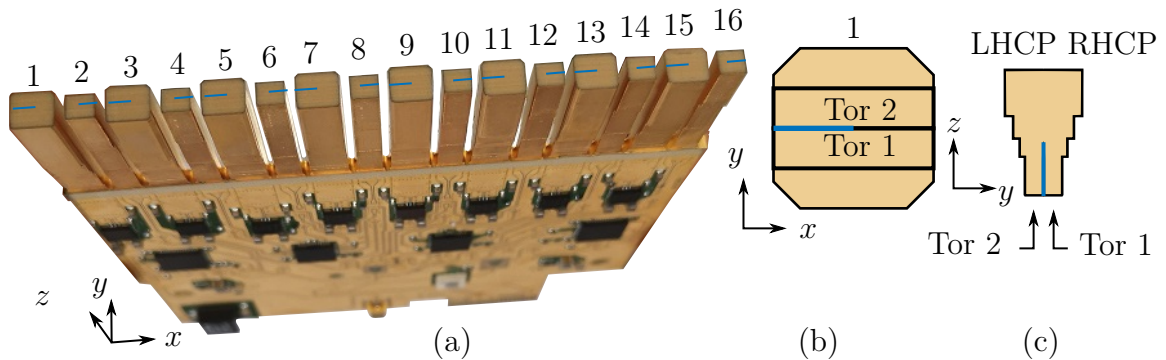


Abbildung 5.4: (a) Hergestelltes Modul. Ansicht von oben auf die SIW-Strahler mit eingezeichnete Orientierung der Septum-Polarisatoren in (—). (b) Anregung der Polarisationen an dem Antennenelement 1, Blick von oben. (c) Anregung der Polarisationen an dem Antennenelement 1, Blick von der Seite.

tenneingänge auf der Vorderseite der Leiterplatte und Tor 2 die auf der Rückseite. Die Anregung der Polarisationen wird in Abb. 5.4(b) und Abb. 5.4(c) anhand des Tx/Rx-Antennenelements 1 gezeigt. So führt die Anregung am Tor 1 zu der RHCP am Antennenausgang und die Anregung am Tor 2 zu der LHCP. Im Modul sind die Septen alternierend zueinander angeordnet (siehe Abb. 5.2). Um die LHCP für Rx zu erzeugen, müssen alle Tx/Rx-Elemente am Tor 2 angeregt werden. Für die Anregung der LHCP für Tx, müssen die Tx/Rx-Elemente am Tor 2 und die Tx-Elemente am Tor 1 angeregt werden. Für RHCP ist die notwendige Anregung entsprechend andersherum.

5.2 Charakterisierung

Die Charakterisierung des Moduls erfolgt mit einer Fernfeldmessung in einer Antennemesskammer. Charakteristische Antennengrößen, wie das G/T, EIRP oder das Achsenverhältnis, sowie die Polarisationsreinheit usw. werden hier nicht untersucht. Eine aussagekräftige Messung dieser Größen erfordert konzeptionell bedingt die dielektrische Linse, sowie mehrere Module. Die durchgeführten Messungen demonstrieren die prinzipielle Funktion des Moduls. Abb. 5.5 zeigt ein Foto des Aufbaus. Hierfür wird das Modul auf eine Rückplatine gesteckt, damit es mit einer programmierbaren Logik-/Gatter-Anordnung (engl. *field programmable gate array*) (FPGA) gesteuert werden

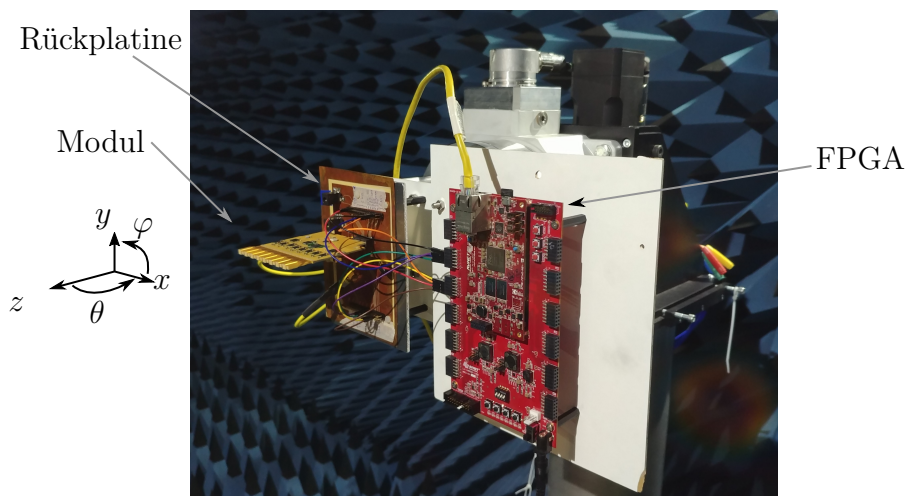


Abbildung 5.5: Messaufbau der Fernfeldmessung des Moduls. Absorber sind für bessere Sichtbarkeit entfernt.

kann. Die Rückplatte versorgt das Modul mit den LO-Signalen und der Versorgungsspannung und besitzt die Schnittstelle zu den IF-Signalen.

Für die Charakterisierung werden beide Polarisierungen aller Sendee- und Empfangskanäle gemessen. Zusätzlich dazu wird die elektronische Strahlschwenkung mit den Core-Chips für das hergestellte Modul ebenfalls für Tx und Rx messtechnisch verifiziert. Das Modul wird mit einer Referenzantenne bestrahlt und es wird zunächst ein Kanal vermessen. Dieser dient als Referenz. Anschließend erfolgen Messungen mit der Phasendifferenz aller anderen Kanäle bezüglich des Referenzkanals. Diese Phasenunterschiede, die unter anderem durch die unterschiedlichen Kanallängen zustande kommen, können mit den Phasenschiebern der Core-Chips ausgeglichen werden.

5.2.1 Sendefunktion

Beim hergestellten Modul zeigt der Tx-Durchlassbereich des LO-Diplexers eine Frequenzverschiebung von etwa 500 MHz zu höheren Frequenzen hin. Die Ursache hierfür sind Fertigungstoleranzen, insbesondere die Lagenverschiebungen bei der Herstellung der Mehrlagenplatine. Um dem entgegenzuwirken, erfolgt die Verstimmung des LO-Signals für das Tx auf 14,7 GHz. Das Tx-IF-Signal hat somit eine Frequenz von 600 MHz und wird mit dem LO-Signal auf 30 GHz hochgemischt.

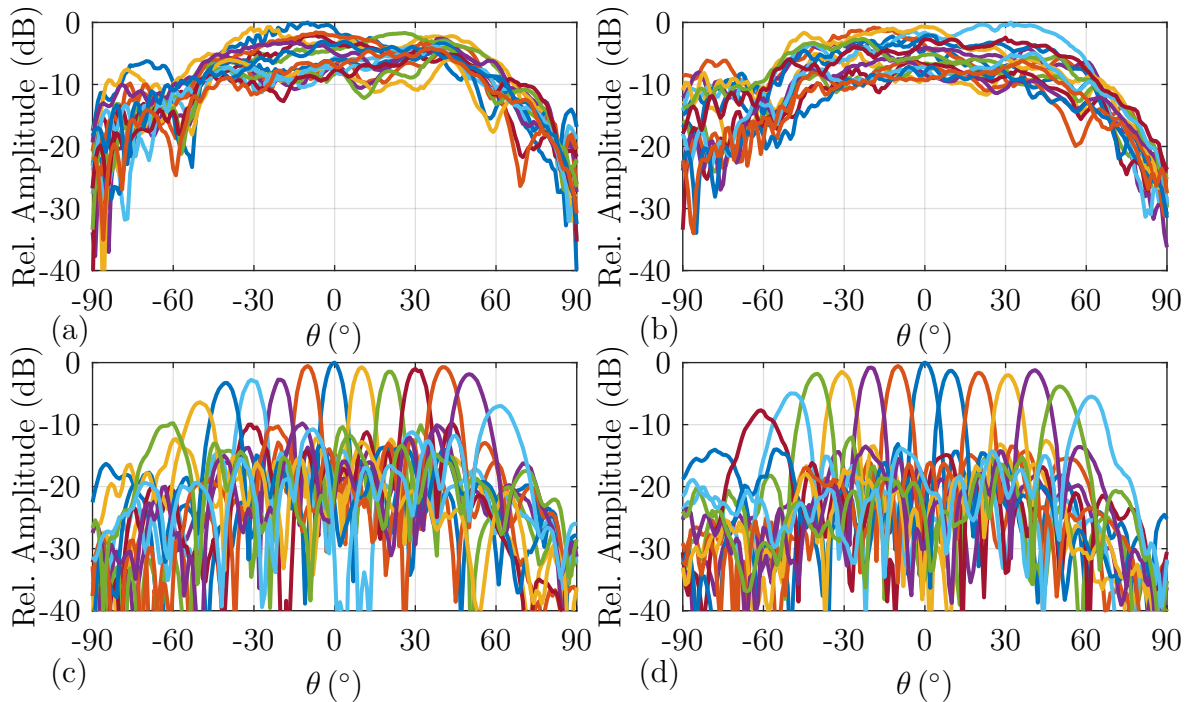


Abbildung 5.6: Messergebnisse der Sendefunktion des Moduls. Alle Einzelelemente der (a) RHCP und (b) LHCP. Elektronisch geschwenkter Hauptstrahl in einem Bereich von $\theta = -60^\circ$ bis $\theta = 60^\circ$ in 10° -Schritten für (c) RHCP und (d) LHCP.

Abb. 5.6 zeigt die Messergebnisse der Sendefunktion des Moduls. Alle Messwerte sind relativ und auf den Maximalwert normiert. Die Gewinne der Einzelkanäle über den Elevationswinkel werden in Abb. 5.6(a) und (b) für beide Polarisierungen dargestellt. Die Kanäle zeigen grundsätzlich einen ähnlichen Verlauf. Es ist eine hohe Streuung in der Amplitude erkennbar. Die Ursache dafür sind die unterschiedlich langen Leitungen zwischen den Ausgängen der Core-Chips und den Antenneneingängen, sowie die unterschiedlichen Strahlertypen für Tx und deren Fertigungstoleranzen, als auch die Streuung der Core-Chip-Kanäle. Diese Unterschiede können mit den Core-Chips ausgeglichen werden. Jedoch führt dies zu einer reduzierten EIRP, da zur Kompensation Kanäle mit hoher Ausgangsleistung gedämpft werden müssen.

In einer anschließenden Messung wird der Hauptstrahl beider Polarisierungen zwischen $\theta = -60^\circ$ und $\theta = 60^\circ$ elektronisch geschwenkt. Für die Messungen wird an den einzelnen Kanälen die maximale Ausgangsleistung eingestellt. Eine Amplitudenkompensation wird nicht durchgeführt. Abb. 5.6(c) zeigt die Ergebnisse für RHCP und

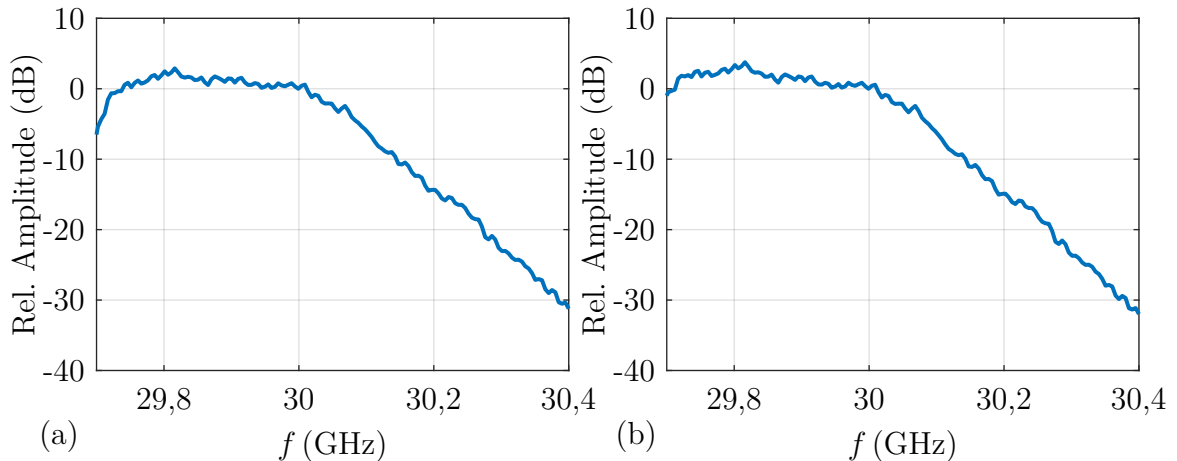


Abbildung 5.7: Messergebnisse der Sendefunktion des Moduls mit elektronisch auf $\theta = 0^\circ$ geschwenktem Hauptstrahl über der Frequenz für (a) RHCP und (b) LHCP.

Abb. 5.6(d) die für LHCP. Man erkennt, dass der Hauptstrahl für beide Polarisierungen in einem großen Winkelbereich elektronisch geschwenkt werden kann.

Abb. 5.7 präsentiert die Messergebnisse über der Frequenz. Die Ergebnisse sind auf den Wert bei 30 GHz normiert. Die schmalbandigen Antworten resultieren aus den Fertigungstoleranzen des LO-Diplexers und des Tx-Filters. Zwei Gegenmaßnahmen können die Schmalbandigkeit beheben. Einerseits ist es die Erhöhung der Bandbreite des LO-Diplexers im Passband von 500 MHz auf beispielsweise 1 GHz. Andererseits kann ein anderes Tx-Filter eingesetzt werden. So hat eine SIW-Leitung mit einer Grenzfrequenz bei etwa 29 GHz eine hohe Unterdrückung bei der Spiegelfrequenz von 27 GHz. Beide Maßnahmen führen somit zu einer geringen Toleranzsensitivität.

5.2.2 Empfangsfunktion

Bei der Empfangsfunktion zeigt der LO-Diplexer die erwünschte Charakteristik. Somit wird für die Messung das LO-Signal auf 9,2 GHz festgelegt. Die Frequenz des RF-Signals beträgt 20 GHz.

Abb. 5.8 zeigt die Messergebnisse der Empfangsfunktion. Die Charakteristika der Einzelkanäle sind hierbei in Abb. 5.8(a) und (b), jeweils für die unterschiedlichen Polarisierungen, aufgetragen. Man erkennt auch hier eine Streuung der einzelnen Kanäle. Diese entsteht durch die unterschiedlichen Weglängen zwischen den Ausgängen des 20-GHz-Filters und den Eingängen der Rx-Core-Chips. Dadurch, dass sich die LNAs in

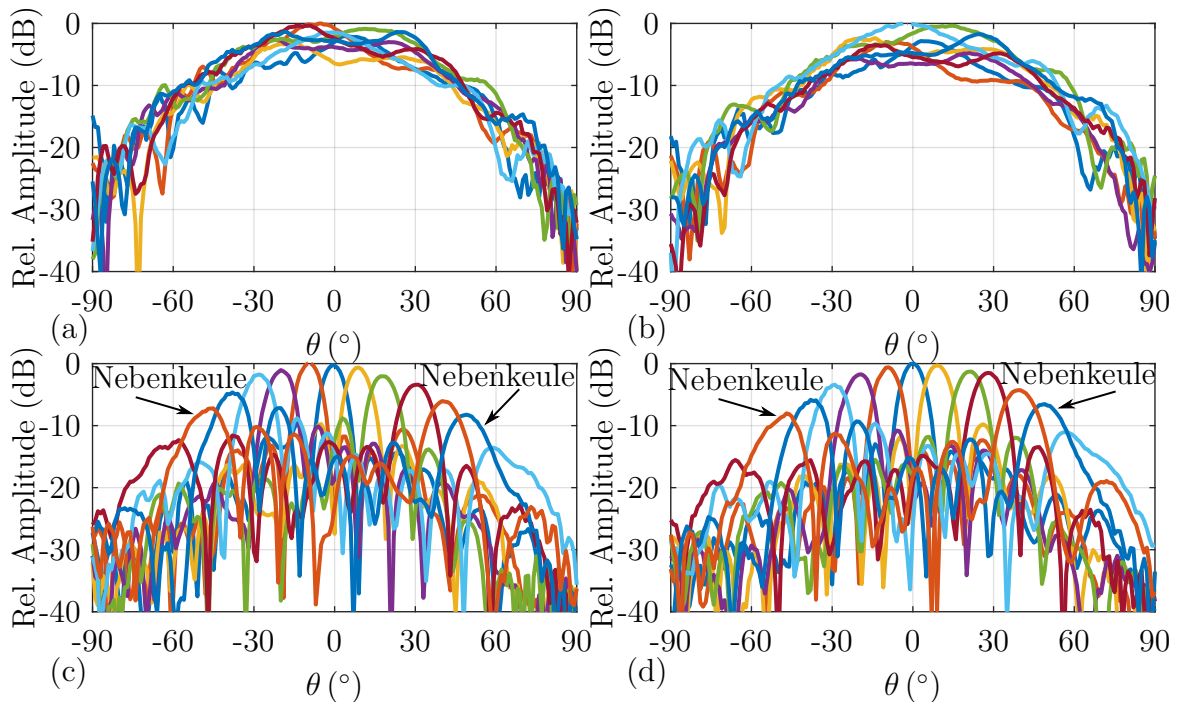


Abbildung 5.8: Messergebnisse der Empfangsfunktion des Moduls. Alle Einzelemente der (a) RHCP und (b) LHCP. Elektronisch geschwenkter Hauptstrahl in einem Bereich von $\theta = -40^\circ$ bis $\theta = 40^\circ$ in 10° -Schritten für (c) RHCP und (d) LHCP.

der Empfangskette vor den Filtern befinden, hat dies nur eine sehr geringe Auswirkung auf die Rauschzahl des Empfängers.

Die Messergebnisse des elektronisch geschwenkten Hauptstrahls des Moduls sind in Abb. 5.8(c) und (d) gezeigt. Diese bestätigen die Empfangsfunktionalität des Moduls. Beim Schwenken auf $\theta = 40^\circ$ erscheint eine ausgeprägte Nebenkeule bei $\theta \approx -50^\circ$. Diese entsteht durch den Elementabstand zwischen zwei Tx/Rx-Elementen, der 10 mm beträgt und somit mehr als $\lambda_{20}/2$ bei 20 GHz, weswegen das Modul nicht wie bei der Tx-Messung bis $\theta = \pm 60^\circ$ geschwenkt wird. Das Zusammenschalten mehrerer Module in einem Subsystem entsprechend Abb.3.3(b) führt zum Elementabstand kleiner als $\lambda_{20}/2$, wie im Abschnitt 3.2 erläutert.

Abb. 5.9 stellt die Messergebnisse über der Frequenz dar. Diese sind auf den Wert bei $\theta = 0^\circ$ und 20 GHz normiert. Die Messergebnisse spiegeln im Wesentlichen die Filtercharakteristik des Rx-Filters wieder.

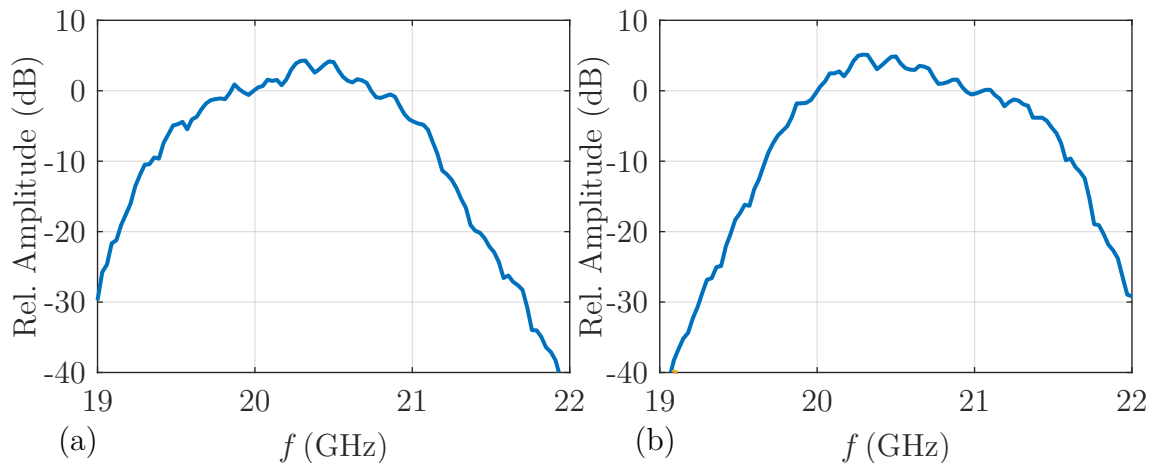


Abbildung 5.9: Messergebnisse der Empfangsfunktion des Moduls mit elektronisch auf $\theta = 0^\circ$ geschwenktem Hauptstrahl über der Frequenz für (a) RHCP und (b) LHCP.

5.3 Diskussion der Ergebnisse

Die Messergebnisse demonstrieren die volle Sende- und Empfangsfunktion des Moduls. Es können alle Sende- und Empfangskanäle angesteuert und vermessen werden. Eine Amplitudenstreuung ist vorhanden, die für Tx stärker als für Rx ausgeprägt ist. Diese resultiert aus unterschiedlichen Strahlertypen, sowie den unterschiedlichen Pfadlängen und Fertigungstoleranzen. Letztere führen zu einer reduzierten Bandbreite für Tx. Das Strahlformungsnetzwerk erlaubt elektronische Strahlschwenkung für Tx und für Rx. Dies wird sowohl für Tx, als auch für Rx für beide Polarisierungen ohne Amplitudenkompensation demonstriert. Da das Modul nur über IF- und LO-Schnittstellen verfügt, zeigt es implizit die Funktion des Mischernetzwerks.

Implizit lässt sich durch die Messergebnisse auf die Funktion des Ansteuernetzwerks und der Spannungsversorgung schließen, die vor allem im Hinblick auf die Skalierbarkeit und den Einsatz im Flugzeug ausgelegt sind.

Der Abstand zwischen benachbarten Elementen beträgt 5 mm und somit $\lambda_{30}/2$. Die gewünschte Stärke der Leiterplatte von 4,6 mm erlaubt die Anordnung aus Abb. 3.3(b) für das verschachtelte Antennengitter, was einen Rx-Elementabstand von weniger als $\lambda_{20}/2$ garantiert.

Zusammenfassung 6

In dieser Arbeit wird ein aktives Modul für Gruppenstrahler im K/Ka-Band für die Satellitenkommunikation entwickelt und seine Funktion experimentell ermittelt.

Zunächst werden die Grundlagen phasengesteuerter Antennen und deren grundsätzlicher Aufbau, sowie der Einsatz in der Satellitenkommunikation erläutert.

Anschließend wird das zugrundeliegende Antennensystem vorgestellt und dessen Spezifikationen definiert. Diese umfassen die Unterstützung zweier orthogonaler Polarisationen (RHCP und LHCP) mit jeweils einem Vollduplex-Betrieb. Weiterhin wird ein modularer Aufbau angestrebt. Diese sehr hohen Anforderungen führen zu einer hohen Integrationsdichte. Daher wird die Ziegelarchitektur für den Aufbau der Antenne gewählt.

Das gesamte Antennensystem wird auf schematischer Ebene ausführlich diskutiert und in Teilnetzwerke unterteilt. Der modulare Aufbau ist dabei eine Besonderheit des Systems. Ein Modul besitzt alternierend angeordnete Tx/Rx- und Tx-Elemente.

Im Hinblick auf die Halbleiterkomponenten beruht das Modul auf kommerziell erhältlichen LNAs und Strahlformungs-Core-Chips, sowie Mischer, die für die Konversion der Signale verantwortlich sind. Die Kombination erfolgt auf der IF, was die Verluste reduziert und den Aufbau eines großen Antennensystems mit identischen Modulen ermöglicht. Mit diesem Hintergrund werden sowohl die digitale Ansteuerung als auch die Spannungsversorgung ausgelegt.

Anschließend werden einzelne Netzwerke des Moduls entwickelt. Das Strahlformungsnetzwerk, das für die elektronische Strahlschwenkung verantwortlich ist, und das Mischernetzwerk, das für die Frequenzkonversion zuständig ist, bilden den Schwerpunkt. Dabei werden notwendige elektrische Kenngrößen ausgearbeitet. Entsprechende passive Komponenten, wie Filter und Diplexer, werden passend zu diesen Kenngrößen entwickelt, hergestellt und vermessen. Aktive Komponenten werden aufgebaut und

messtechnisch untersucht. Anschließend werden die einzelnen Netzwerke realisiert und vermessen.

Die hergestellten Netzwerke werden schließlich mit den Antennen zu einem Modul zusammengeschaltet. Dieses Modul wird hergestellt und in einer Antennenmesskammer erfolgreich messtechnisch untersucht. Hierfür werden zunächst die Strahlungscharakteristika der Einzelemente beider Polarisierungen vermessen und die Funktionsfähigkeit aller Kanäle wird gezeigt. Der Hauptstrahl des Moduls wird elektronisch für Tx und Rx geschwenkt. Hier wird der Tx bis zu einem Elevationswinkel von 60° und der Rx bis zu einem Winkel von 40° geschwenkt.

Im nächsten Schritt kann das vorgestellte und erfolgreich implementierte Modul zu einem Subsystem erweitert werden. Dies erfordert die Entwicklung einer Rückplatte mit Schnittstellen zu 16 Modulen. In diesem Zusammenhang muss ein passendes Kühlsystem entwickelt werden. Ein letzter Schritt ist der Aufbau einer Gesamtantenne bestehend aus mehreren Subsystemen. Neben der elektrischen Erweiterung ist hierfür eine passende mechanische Halterung notwendig. Das fertige System kann anschließend in ein Flugzeug eingebaut und getestet werden. Das aktive Modul zeigt die Realisierbarkeit eines solchen Systems, sowie dessen großes Integrationspotential.

Literaturverzeichnis

- [1] *The European Table of Frequency Allocations and Applications in the Frequency Range 8.3 kHz to 3000 GHz*, Electronic Communications Committee, ERC Report 25, 2019.
- [2] 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 Antennas and Wireless Propag. Lett.*, Jg. 20, Nr. 10, S. 1859–1862, 2021.
- [3] B. Sanadgol, S. Holzwarth und J. Kassner, „30 GHz Liquid Crystal Phased Array,“ in *Proc. Loughborough Antennas Propag. Conf.*, 2009, S. 589–592.
- [4] H. Maune, M. Jost, R. Reese, E. Polat, M. Nickel und R. Jakoby, „Microwave Liquid Crystal Technology,“ *Crystals*, Jg. 8, Nr. 9, S. 355, 2018.
- [5] X. Sun, S. Fu, K. Xu, J. Zhou, P. Shum, J. Yin, X. Hong, J. Wu und J. Lin, „Photonic RF Phase Shifter Based on a Vector-Sum Technique Using Stimulated Brillouin Scattering in Dispersion Shifted Fiber,“ *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, Jg. 58, Nr. 11, S. 3206–3212, 2010.
- [6] A. B. Smolders, A. Dubok, N. M. Tessema, Z. Chen, A. Al Rawi, U. Johannsen, T. Bressner, D. Milosevic, H. Gao, E. Tangdiongga, G. Gerini, P. G. M. Baltus, M. Geurts und A. M. J. T. Koonen, „Building 5G Millimeter-Wave Wireless Infrastructure: Wide-Scan Focal-Plane Arrays With Broadband Optical Beamforming,“ *IEEE Antennas Propag. Mag.*, Jg. 61, Nr. 2, S. 53–62, 2019.
- [7] J. Verpoorte, H. Schippers, P. Jorna, A. Hulzinga, C. G. H. Roeloffzen, D. A. I. Marpaung, B. Sanadgol, R. Baggen, Q. Wang, B. Noharet, W. Beeker, A. Leinse und R. G. Heideman, „Development of the SANDRA Antenna for Airborne

- Satellite Communication,” in *Proc. IEEE Aerospace Conf.*, IEEE, 2011, S. 1–15.
- [8] A. Dreher, N. Niklasch, F. Klefenz und A. Schroth, „Antenna and Receiver System With Digital Beamforming for Satellite Navigation and Communications,” *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Jg. 51, Nr. 7, S. 1815–1821, 2003.
- [9] L. Baggen und S. Holzwarth, „Satcom-on-the-Move: Digital Beam Forming Versus Phased Array,” in *Proc. Eur. Conf. Antennas Propag. (EuCAP)*, IEEE, 2014, S. 2610–2614.
- [10] I. Chiba, R. Miura, T. Tanaka und Y. Karasawa, „Digital Beam Forming (DBF) Antenna System for Mobile Communications,” *IEEE Aerosp. Electron. Syst. Mag.*, Jg. 12, Nr. 9, S. 31–41, 1997.
- [11] H. Pawlak, L. C. Stange, A. Molke, A. F. Jacob, O. Litschke und S. Holzwarth, „Miniaturized 30 GHz DBF Transmitter Module for Broadband Mobile Satellite Communications,” in *Proc. Eur. Microw. Conf. (EuMC)*, 2004, S. 1–4.
- [12] W. Theunissen, V. Jain und G. Menon, „Development of a Receive Phased Array Antenna for High Altitude Platform Stations using Integrated Beamformer Modules,” in *MTT-S Int. Microw. Symp. (IMS)*, IEEE, 2018, S. 779–782.
- [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 *MTT-S Int. Microw. Symp. (IMS)*, IEEE, 2019, S. 1076–1079.
- [14] A. H. Aljuhani, T. Kanar, S. Zehir und G. M. Rebeiz, „A Scalable Dual-Polarized 256-Element Ku-Band Phased-Array SATCOM Receiver with $\pm 70^\circ$ Beam Scanning,” in *MTT-S Int. Microw. Symp. (IMS)*, IEEE, 2018, S. 1203–1206.
- [15] A. H. Aljuhani, T. Kanar, S. Zehir und G. M. Rebeiz, „A Scalable Dual-Polarized 256-Element Ku-Band SATCOM Phased-Array Transmitter with 36.5 dBW EIRP Per Polarization,” in *Proc. Eur. Microw. Conf. (EuMC)*, 2018, S. 938–941.

-
- [16] K. K. W. Low, G. M. Rebeiz, S. Zehir und T. Kanar, „A Reconfigurable Dual-Polarized 1024-Element Ka-Band SATCOM Transmit Phased-Array with Large Scan Volume and +48 dBW EIRP,“ in *MTT-S Int. Microw. Symp. (IMS)*, IEEE, 2021, S. 638–640.
- [17] Q. Luo, S. Gao, T. Chaloun, W. Menzel, L. Boccia, E. Arneri, G. Amendola und V. Ziegler, „Antenna Array Elements for Ka-Band Satellite Communication on the Move,“ in *Proc. Loughborough Antennas Propag. Conf. (LAPC)*, 2013, S. 135–139.
- [18] W. Simon, D. Schaefer, S. Bruni, M. A. Campo, O. Litschke, S. Otto und S. Holzwarth, „Highly Integrated Ka-Band Frontend Module for SATCOM and 5G,“ in *Proc. Asia-Pacific Microw. Conf. (APMC)*, 2019, S. 441–443.
- [19] K. K. Wei Low, A. Nafe, S. Zehir, T. Kanar und G. M. Rebeiz, „A Scalable Circularly-Polarized 256-Element Ka-Band Phased-Array SATCOM Transmitter with $\pm 60^\circ$ Beam Scanning and 34.5 dBW EIRP,“ in *MTT-S Int. Microw. Symp. (IMS)*, IEEE, 2019, S. 1064–1067.
- [20] K. K. Wei Low, S. Zehir, T. Kanar und G. M. Rebeiz, „A Scalable Switchable Dual-Polarized 256-Element Ka-Band SATCOM Transmit Phased-Array with Embedded RF Driver and $\pm 70^\circ$ Beam Scanning,“ in *MTT-S Int. Microw. Symp. (IMS)*, IEEE, 2020, S. 821–824.
- [21] T. Takahashi, K. Yamamoto, T. Sakamoto, H. Suzuki, H. Arai, H. Joba, T. Okura und H. Tsuji, „Wide-Angle Beam Steering AESA with Three-Dimensional Stacked PCB for Ka-Band In-Flight Connectivity,“ in *Proc. IEEE Int. Symp. Phased Array Syst. Technol. (PAST)*, IEEE, 2019, S. 1–5.
- [22] X. Luo, J. Ouyang, Z.-H. Chen, Y. Yan, L. Han, Z. Wu, T. Yu und K. Zheng, „A Scalable Ka-Band 1024-Element Transmit Dual-Circularly-Polarized Planar Phased Array for SATCOM Application,“ *IEEE Access*, Jg. 8, S. 156 084–156 095, 2020.
- [23] 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. Microwave Theory Techn.*, Jg. 70, Nr. 3, S. 1757–1768, 2022.

-
- [24] 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. Microwave Theory Techn.*, Nr. 70, S. 1769–1778, 2022.
- [25] F. Tabarani, L. Boccia, T. Purtova, A. Shamsafar, H. Schumacher und G. Amendola, „0.25 μm BiCMOS System-on-Chip for K-/Ka-Band Satellite Communication Transmit–Receive Active Phased Arrays,“ *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Jg. 66, Nr. 5, S. 2325–2339, 2018.
- [26] B.-W. Min und G. M. Rebeiz, „Single-Ended and Differential Ka-Band BiCMOS Phased Array Front-Ends,“ *IEEE J. Solid-State Circuits*, Jg. 43, Nr. 10, S. 2239–2250, 2008.
- [27] F. de Paolis, E. Lia, V. Valenta und P. Jankovic, „Novel RF Architectures and Technologies for VSAT,“ in *Int. Commun. Satell. Syst. Conf. (ICSSC)*, 2018, S. 1–6.
- [28] K. Kuhlmann und A. F. Jacob, „Active 30 GHz Antenna Array for Digital Beamforming and Polarization Multiplexing,“ in *MTT-S Int. Microw. Symp. (IMS)*, IEEE, 2010, S. 1276–1279.
- [29] A. Geise und A. F. Jacob, „Flex-Rigid Architecture for Active Millimeter-Wave Antenna Arrays,“ in *MTT-S Int. Microw. Symp. (IMS)*, IEEE, 2009, S. 809–812.
- [30] X. Luo, J. Ouyang, Z. Chen, L. Han und W. Yan, „A Low-Profile 36-Element K-Band Active Phased Array for Ultra-Small Aperture Application,“ *IEEE Access*, Jg. 8, S. 62 286–62 297, 2020.
- [31] 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.
- [32] T. Jaschke, H. K. Mitto und A. F. Jacob, „K/Ka-Band Dual-Polarized SIW-Fed Lens Antennas for Rx/Tx Integration,“ *Int. J. Microw. Wireless Technol.*, Jg. 10, Nr. 5-6, S. 627–634, 2018.

- [33] T. Jaschke, B. Rohrdantz, H. K. Mitto und A. F. Jacob, „Ultrawideband SIW-Fed Lens Antenna,“ *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, Jg. 16, S. 2010–2013, 2017.
- [34] 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. Wireless Technol.*, Jg. 8, Nr. 6, S. 963–972, 2016.
- [35] C. Liu, Q. Li, Y. Li, X.-D. Deng, H. Tang, R. Wang, H. Liu und Y.-Z. Xiong, „A Ka-Band Single-Chip SiGe BiCMOS Phased-Array Transmit/Receive Front-End,“ *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, Jg. 64, Nr. 11, S. 3667–3677, 2016.
- [36] B.-W. Min, M. Chang und G. M. Rebeiz, „SiGe T/R Modules for Ka-Band Phased Arrays,“ in *IEEE Compound Semicond. Integr. Circuit Symp. (CSIS)*, 2007, S. 1–4.
- [37] T. Chaloun, C. Hillebrand, C. Waldschmidt und W. Menzel, „Active Transmitarray Submodule for K/Ka Band Satcom Applications,“ in *Proc. German Microw. Conf. (GeMiC)*, 2015, S. 198–201.
- [38] 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.
- [39] T. Jaschke, „Substrate Integrated Waveguide Technology for Rx/Tx Integrated Array Antennas,“ Diss., TUHH, 2021.
- [40] O. Vidal, G. Verelst, J. Lacan, E. Alberty, J. Radzik und M. Bousquet, „Next Generation High Throughput Satellite System,“ in *AESS Eur. Conf. Satell. Telecommun. (ESTEL)*, 2012, S. 1–7.
- [41] D. Serrano-Velarde, E. Lance, H. Fenech und G. Rodriguez-Guisantes, „Novel Dimensioning Method for High-Throughput Satellites: Forward Link,“ *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, Jg. 50, Nr. 3, S. 2146–2163, 2014.
- [42] H. Fenech, S. Amos, A. Tomatis und V. Soumholphakdy, „High Throughput Satellite Systems: An Analytical Approach,“ *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, Jg. 51, Nr. 1, S. 192–202, 2015.

-
- [43] *Digital Video Broadcasting (DVB); Second Generation Framing Structure, Channel Coding and Modulation Systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and Other Broadband Satellite Applications; Part 1: DVB-S2*, European Telecommunications Standards Institute, EN 302 307-1, 2014.
- [44] *Digital Video Broadcasting (DVB); Second Generation Framing Structure, Channel Coding and Modulation Systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and Other Broadband Satellite Applications; Part 2: DVB-S2 Extensions (DVB-S2X)*, European Telecommunications Standards Institute, EN 302 307-2, 2014.
- [45] H. T. Friis, „A Note on a Simple Transmission Formula,“ *Proc. IRE*, Jg. 34, Nr. 5, S. 254–256, 1946.
- [46] *Satellite Earth Stations and Systems (SES) - Harmonised Standard for Earth Stations on Mobile Platforms (ESOMP)*, European Telecommunications Standards Institute, EN 303 978 V2.1.2, 2016.
- [47] C. A. Balanis, *Antenna theory: Analysis and design*, 3. Aufl. Wiley-Interscience, s.l., 2012.
- [48] R. C. Hansen, *Phased array antennas*, 2nd ed. Wiley, Hoboken, N.J, 2009.
- [49] R. J. Mailloux, *Phased array antenna handbook*, Second edition, Ser. Artech House antennas and propagation library. Artech House, Boston und London, 2005.
- [50] J. S. Herd und M. D. Conway, „The Evolution to Modern Phased Array Architectures,“ *Proc. IEEE*, Jg. 104, Nr. 3, S. 519–529, 2016.
- [51] P. Uhlig, A. Friedrich, U. Lewark und O. Litschke, „Brick or Tile? Evaluation of Integration Concepts for Microwave Phased Array Antennas,“ in *Electron. Syst. Integr. Technol. Conf. (ESTC)*, 2020, S. 1–5.
- [52] L. Li, C. Zhang, Y. Shao, J. Yin und J. Luo, „A SIW-Fed Double-Helix Antenna With Broadband Circular Polarization for MMW Applications,“ *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, Jg. 21, Nr. 2, S. 361–365, 2022.

- [53] K. Al-Amoodi, M. M. Honari, R. Mirzavand, J. Melzer, D. G. Elliott und P. Mousavi, „Circularly-Polarised End-Fire Antenna and Arrays for 5G Millimetre-Wave Beam-Steering Systems,“ *IET Microw., Antennas Propag.*, Jg. 14, Nr. 9, S. 980–987, 2020.
- [54] H. Kahkonen, J. Ala-Laurinaho und V. Viikari, „Dual-Polarized Ka-Band Vivaldi Antenna Array,“ *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Jg. 68, Nr. 4, S. 2675–2683, 2020.
- [55] K. Carver und J. Mink, „Microstrip Antenna Technology,“ *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Jg. 29, Nr. 1, S. 2–24, 1981.
- [56] A. Nafe, M. Sayginer, K. Kibaroglu und G. M. Rebeiz, „2x 64-Element Dual-Polarized Dual-Beam Single-Aperture 28-GHz Phased Array With 2x 30 Gb/s Links for 5G Polarization MIMO,“ *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, S. 3872–3884, 2020.
- [57] E. J. Wilkinson, „An N-Way Hybrid Power Divider,“ *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Jg. 8, Nr. 1, S. 116–118, 1960.
- [58] S. B. Cohn, „A Class of Broadband Three-Port TEM-Mode Hybrids,“ *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Jg. 16, Nr. 2, S. 110–116, 1968.
- [59] Ming Chen und G. Tsandoulas, „A Wide-Band Square-Waveguide Array Polarizer,“ *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Jg. 21, Nr. 3, S. 389–391, 1973.
- [60] *Digital Video Broadcasting (DVB); Measurement guidelines for DVB systems*, European Telecommunications Standards Institute, TR 101 290, 2020.
- [61] D. M. Pozar, *Microwave engineering*, Fourth edition. Wiley, Hoboken, 2012.
- [62] L. Li, T. Liu, Y. Ye, Y. Zhang und J. Li, „Embedded ARM-Based Automatic Gate Bias Control System for LDMOS RF Power Amplifiers,“ in *Proc. Int. Conf. Electron., Commun. Control (ICECC)*, 2011, S. 2636–2639.
- [63] R. Garg, I. Bahl und M. Bozzi, *Microstrip Lines and Slotlines*, 3rd ed. Artech House, Norwood, 2013.
- [64] C. P. Wen, „Coplanar Waveguide, a Surface Strip Transmission Line Suitable for Nonreciprocal Gyromagnetic Device Applications,“ in *MTT-S Int. Microw. Symp. (IMS)*, IEEE, 1969, S. 110–115.

- [65] F. Xu und K. Wu, „Guided-Wave and Leakage Characteristics of Substrate Integrated Waveguide,“ *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Jg. 53, Nr. 1, S. 66–73, 2005.
- [66] F. Xu, Y. Zhang, W. Hong, K. Wu und T. J. Cui, „Finite-Difference Frequency-Domain Algorithm for Modeling Guided-Wave Properties of Substrate Integrated Waveguide,“ *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Jg. 51, Nr. 11, S. 2221–2227, 2003.
- [67] N. Grigoropoulos, B. Sanz-Izquierdo und P. R. Young, „Substrate Integrated Folded Waveguides (SIFW) and Filters,“ *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, Jg. 15, Nr. 12, S. 829–831, 2005.
- [68] Z. Kordiboroujeni und J. Bornemann, „New Wideband Transition From Microstrip Line to Substrate Integrated Waveguide,“ *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Jg. 62, Nr. 12, S. 2983–2989, 2014.
- [69] X.-P. Chen und K. Wu, „Low-Loss Ultra-Wideband Transition Between Conductor-Backed Coplanar Waveguide and Substrate Integrated Waveguide,“ in *MTT-S Int. Microw. Symp. (IMS)*, IEEE, 2009, S. 349–352.
- [70] C. Rave und A. F. Jacob, „A Design Approach for Tapered Waveguide to Substrate-Integrated Waveguide Transitions,“ *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Jg. 64, Nr. 8, S. 2502–2510, 2016.
- [71] D. Deslandes und K. Wu, „Single-Substrate Integration Technique of Planar Circuits and Waveguide Filters,“ *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Jg. 51, Nr. 2, S. 593–596, 2003.
- [72] T. Jaschke, B. Rohrdantz und A. F. Jacob, „Dual-Band Stepped-Impedance Transformer to Full-Height Substrate-Integrated Waveguide,“ in *Proc. Eur. Microw. Conf. (EuMC)*, 2015, S. 367–370.
- [73] T. Jaschke und A. F. Jacob, „Novel Multilayer SIW Tapers Synthesized Using an Extended Transverse Resonance Method,“ in *MTT-S Int. Microw. Symp. (IMS)*, IEEE, 2017, S. 715–718.
- [74] A. Sieganschin, T. Jaschke, D. Safi und A. F. Jacob, „On the Design of Active Rx/Tx-Diplexers with Wide Frequency Spread,“ in *Proc. German Microw. Conf. (GeMiC)*, 2018, S. 315–318.

- [75] A. Sieganschin, T. Jaschke, H. K. Mitto, N. J. Lamann, J. Waldhelm und A. F. Jacob, „A Compact Low-Loss Multilayer SIW Diplexer at K/Ka-Band,“ in *Proc. German Microw. Conf. (GeMiC)*, 2019, S. 51–54.
- [76] M. Hiebel, *Grundlagen der vektoriellen Netzwerkanalyse*, 4. Auflage. Rohde & Schwarz, München, 2018.
- [77] A. Sieganschin, T. Jaschke und A. F. Jacob, „A Compact Diplexer for Circularly Polarized 20/30 GHz SIW-Antennas,“ in *MTT-S Int. Microw. Symp. (IMS)*, IEEE, 2020, S. 599–602.
- [78] R. Klopfenstein, „A Transmission Line Taper of Improved Design,“ *Proc. IRE*, Jg. 44, Nr. 1, S. 31–35, 1956.
- [79] T. Jaschke, B. Rohrdantz, J.-P. Mohncke und A. F. Jacob, „A Ka-Band Substrate-Integrated Waveguide Diplexer With Wide Frequency Spread,“ in *Proc. Eur. Microw. Conf. (EuMC)*, 2016, S. 779–782.
- [80] 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. Wireless Technol.*, Jg. 13, Nr. 6, S. 595–601, 2021.
- [81] A. Sieganschin, T. Jaschke und A. F. Jacob, „A Compact Low-Noise Frontend for Rx/Tx-Integrated SatCom Arrays,“ in *2020 Proc. Eur. Microw. Conf. (EuMC)*, 2021, S. 820–823.
- [82] A. Sieganschin, T. Jaschke, J. Waldhelm, N. J. Lamann und A. F. Jacob, „A K/Ka-Band Front-End for Dual-Beam, Dual-Polarized Tx/Rx Phased Arrays,“ in *2021 Proc. Eur. Microw. Conf. (EuMC)*, 2022, S. 192–195.
- [83] A. Paech, S. Neidhardt und M. Beer, *Noise Figure Measurement Without a Noise Source on a Vector Network Analyzer: Application Note*, Rohde & Schwarz, Hrsg., 2010.
- [84] 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.

-
- [85] A. Sieganschin, N. C. Albrecht, B. Tegowski, T. Jaschke, J. Waldhelm, N. J. Lamann und A. F. Jacob, „A Heterodyne Transceiver With Integrated Calibrator for K/Ka-Band Phased Arrays,“ in *2021 Proc. Eur. Microw. Conf. (EuMC)*, 2022, S. 188–191.
- [86] R. F. Harrington, *Time-Harmonic Electromagnetic Fields*, Ser. McGraw-Hill classic textbook reissue series. McGraw-Hill, New York, 1961.
- [87] J.-S. Hong, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. John Wiley & Sons, Inc, Hoboken, NJ, USA, 2011.
- [88] A. Sieganschin, B. Tegowski und A. F. Jacob, „A Compact Filter With Dual-Mode Folded Circular SIW Cavities,“ in *2021 Proc. Eur. Microw. Conf. (EuMC)*, 2022, S. 429–432.
- [89] M. Guglielmi, O. Roquebrun, P. Jarry, E. Kerherve, M. Capurso und M. Piloni, „Low-Cost Dual-Mode Asymmetric Filters in Rectangular Waveguide,“ in *MTT-S Int. Microw. Symp. (IMS)*, IEEE, 2001, S. 1787–1790.
- [90] Q. Liu, D. Zhang, M. Tang, H. Deng und D. Zhou, „A Class of Box-Like Band-pass Filters With Wide Stopband Based on New Dual-Mode Rectangular SIW Cavities,“ *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, Jg. 69, Nr. 1, S. 101–110, 2021.
- [91] X.-L. Huang, L. Zhou und J.-F. Mao, „Modified FSIW Filter With N Transmission Zeros Using BCB-Based MEMS Technology,“ *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, Jg. 29, Nr. 8, S. 520–522, 2019.
- [92] 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. Wireless Compon. Lett.*, Jg. 25, Nr. 4, S. 214–216, 2015.
- [93] Y. D. Dong, T. Yang und T. Itoh, „Substrate Integrated Waveguide Loaded by Complementary Split-Ring Resonators and Its Applications to Miniaturized Waveguide Filters,“ *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Jg. 57, Nr. 9, S. 2211–2223, 2009.

-
- [94] P. Kim und Y. Jeong, „Compact and Wide Stopband Substrate Integrated Waveguide Bandpass Filter Using Mixed Quarter- and One-Eighth Modes Cavities,“ *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, Jg. 30, Nr. 1, S. 16–19, 2020.
- [95] C. Zhao, C. Fumeaux und C.-C. Lim, „Folded Substrate-Integrated Waveguide Band-Pass Post Filter,“ *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, Jg. 27, Nr. 1, S. 22–24, 2017.
- [96] A. Sieganschin, B. Tegowski, A. Koelpin und A. F. Jacob, „Higher-Order Filters With Folded Circular SIW Cavities,“ in *Proc. Int. Microw. Radar Conf. (MIKON)*, 2022, S. 1–4.
- [97] L. Szydłowski, A. Lamecki und M. Mrozowski, „Design of Microwave Lossy Filter Based on Substrate Integrated Waveguide (SIW),“ *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, Jg. 21, Nr. 5, S. 249–251, 2011.
- [98] M. Dong, D. Shen, X. Zhang, W. Ren, Z.-H. Ma, R. Qian und H. Yuan, „Substrate Integrated Gap Waveguide Bandpass Filters with High Selectivity and Wide Stopband,“ in *MTT-S Int. Microw. Symp. (IMS)*, IEEE, 2018, S. 285–288.
- [99] C. J. You, Z. N. Chen und X. W. Zhu, „Design of Inline Sixth Order Single-Layered SIW Filter With Cross Couplings Based on Meandering Electric Coupling Structure,“ in *Proc. Asia-Pacific Microw. Conf. (APMC)*, 2017, S. 1–3.
- [100] P. Chu, W. Hong, M. Tuo, K.-L. Zheng, W.-W. Yang, F. Xu und K. Wu, „Dual-Mode Substrate Integrated Waveguide Filter With Flexible Response,“ *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Jg. 65, Nr. 3, S. 824–830, 2017.
- [101] S. Sirci, J. D. Martinez, J. Vague und V. E. Boria, „Substrate Integrated Waveguide Diplexer Based on Circular Triplet Combline Filters,“ *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, Jg. 25, Nr. 7, S. 430–432, 2015.
- [102] F. Cheng, X. Lin, K. Song, Y. Jiang und Y. Fan, „Compact Diplexer With High Isolation Using the Dual-Mode Substrate Integrated Waveguide Resonator,“ *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, Jg. 23, Nr. 9, S. 459–461, 2013.
- [103] K. Zhou, C.-X. Zhou und W. Wu, „Compact SIW Diplexer With Flexibly Allocated Bandwidths Using Common Dual-Mode Cavities,“ *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, Jg. 28, Nr. 4, S. 317–319, 2018.

-
- [104] A. Garcia-Lamperez, M. Salazar-Palma und S. H. Yeung, „Compact Diplexer with Dual-Mode SIW Resonators,“ in *Proc. Eur. Microw. Conf. (EuMC)*, 2014, S. 857–860.
- [105] H. J. Tang, W. Hong, J.-X. Chen, G. Q. Luo und K. Wu, „Development of Millimeter-Wave Planar Diplexers Based on Complementary Characters of Dual-Mode Substrate Integrated Waveguide Filters With Circular and Elliptic Cavities,“ *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Jg. 55, Nr. 4, S. 776–782, 2007.
- [106] Y. Dong und T. Itoh, „Substrate Integrated Waveguide Loaded by Complementary Split-Ring Resonators for Miniaturized Diplexer Design,“ *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, Jg. 21, Nr. 1, S. 10–12, 2011.
- [107] E. Djoumessi und K. Wu, „Compact Packaged Diplexer Based on Highly Selective Dual-Mode Bandpass Filter,“ *IEEE Microw. Mag.*, Jg. 12, Nr. 1, S. 89–93, 2011.
- [108] A. Garcia-Lamperez, M. Salazar-Palma und S. H. Yeung, „SIW Compact Diplexer,“ in *MTT-S Int. Microw. Symp. (IMS)*, IEEE, 2014, S. 1–4.
- [109] A. Iqbal, J. J. Tiang, C. K. Lee und B. M. Lee, „Tunable Substrate Integrated Waveguide Diplexer With High Isolation and Wide Stopband,“ *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, Jg. 29, Nr. 7, S. 456–458, 2019.
- [110] S.-C. Chae, H.-W. Jo, J.-I. Oh, G. Kim und J.-W. Yu, „Coupler Integrated Microstrip Patch Linear Phased Array for Self-Calibration,“ *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, Jg. 19, Nr. 9, S. 1615–1619, 2020.
- [111] A. Nafe, K. Kibaroglu, M. Sayginer und G. M. Rebeiz, „An In-Situ Self-Test and Self-Calibration Technique Utilizing Antenna Mutual Coupling for 5G Multi-Beam TRX Phased Arrays,“ in *MTT-S Int. Microw. Symp. (IMS)*, IEEE, 2019, S. 1229–1232.
- [112] A. Nafe, A. H. Aljuhani, K. Kibaroglu, M. Sayginer und G. M. Rebeiz, „In-Situ Self-Test and Self-Calibration of Dual-Polarized 5G TRX Phased Arrays Leveraging Orthogonal-Polarization Antenna Couplings,“ in *MTT-S Int. Microw. Symp. (IMS)*, IEEE, 2020, S. 1081–1084.

-
- [113] A. Sieganschin, N. C. Albrecht, T. Jaschke und A. F. Jacob, „Amplifier Bias for Minimum Noise Figure in Thermally Constrained Systems,“ in *2021 Proc. Eur. Microw. Conf. (EuMC)*, 2022, S. 281–284.
- [114] H. Statz, H. A. Haus und R. A. Pucel, „Noise Characteristics of Gallium Arsenide Field-Effect Transistors,“ *IEEE Trans. Electron Devices*, Jg. 21, Nr. 9, S. 549–562, 1974.
- [115] A. Boudiaf und C. Dubon-Chevallier, „Over-Temperature Noise Modeling of PHEMTs,“ in *Proc. IEEE Microw. Syst. Conf.* 1995, S. 247–250.
- [116] R. E. Anholt und S. E. Swirhun, „Experimental Investigation of the Temperature Dependence of GaAs FET Equivalent Circuits,“ *IEEE Trans. Electron Devices*, Jg. 39, Nr. 9, S. 2029–2036, 1992.
- [117] Z. H. Liu, S. Arulkumaran und G. I. Ng, „Temperature Dependent Microwave Noise Parameters and Modeling of AlGaIn/GaN HEMTs on Si Substrate,“ in *MTT-S Int. Microw. Symp. (IMS)*, IEEE, 2009, S. 777–780.