

Hybridintegrierte Patchantennen für kompakte Funksysteme bei 60 GHz

Dissertation
zur Erlangung des akademischen Grades
Doktoringenieur (Dr.-Ing.)

vorgelegt der
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
der Technischen Universität Ilmenau

von Dipl.-Ing. Luay Alhoury
geboren am 20.02.1964 in Damaskus

Gutachter: 1. Univ.-Prof. Dr. rer. nat. habil. Matthias A. Hein
2. Univ.- Prof. Dr.-Ing. Jens Müller
3. Dr.-Ing. Marta Martínez-Vázquez

Vorgelegt am: 13.10.2008

Verteidigung am: 06.03.2009

urn:nbn:de:gbv:ilm1-2009000052

Danksagung

Diese Arbeit entstand an der Technischen Universität Ilmenau im Fachgebiet „Hochfrequenz- und Mikrowellentechnik“ in enger Zusammenarbeit mit der Nachwuchsforschergruppe „Funktionalisierte Peripherik“. Bei den Mitgliedern dieser Arbeitsgruppen möchte ich mich ganz herzlich für die Unterstützung bei der Durchführung der Untersuchungen, dem intensiven Gedankenaustausch und die freundliche Arbeitsatmosphäre bedanken.

Mein besonderer Dank gilt Herrn Univ.-Prof. Dr. rer. nat. habil. Matthias Hein, der als Doktorvater durch motivierende und fördernde fachliche Unterstützung zur Fertigstellung der Arbeit entscheidend beitrug. Ebenso Herrn Dr.-Ing. Ralf Stephan für viele helfende Diskussionen. Für die Unterstützung bei der Fertigstellung der schriftlichen Form der Arbeit danke ich den daran beteiligten Kollegen meines Fachgebiets ganz herzlich, besonders sei hier Herr Dipl.-Ing. Stefan Humbla genannt. Für die praktische Umsetzung der Entwürfe danke ich den beteiligten Mitarbeitern der Nachwuchsforschergruppe „Funktionalisierte Peripherik“.

Schließlich möchte ich mich bei meiner Frau und meiner Familie für den Rückhalt und die Geduld bedanken.

Kurzfassung

Die hier präsentierte Arbeit beschreibt den Entwurf unsymmetrisch und differentiell gespeister planarer Patchantennen im Frequenzbereich um 60 GHz . Dabei wurden sowohl Einzelantennen als auch Gruppenstrahler betrachtet, um Antennen für verschiedene Szenarien der drahtlosen Kurzstrecken Datenübertragung zu entwickeln.

In der Schaltungstechnik integrierter Hochfrequenzschaltungen wird zunehmend das Konzept symmetrischer Übertragungsleitungen verwendet. Daher fand die direkte Speisung von Patchantennen mit solchen symmetrischen Leitungen besondere Beachtung und durch Messungen an realisierten Antennen konnte bestätigt werden, dass im Vergleich mit konventionellen Patchantennen eine größere Bandbreite und ein höherer Antennengewinn realisiert werden konnten.

Die Antennen wurden in LTCC-Technologie entworfen. Diese Aufbautechnik bietet den Vorteil einer definierten und kostengünstigen Fertigung mit der Option einer gleichzeitigen Integration der Halbleiterchips auf dem gleichen Trägersubstrat.

Für die Messung symmetrischer Antennen, an Messtechnik mit konventionellen coaxialen Anschlüssen, war der Entwurf und der Einsatz von Baluns notwendig, um die Leistungsfähigkeit der hergestellten Bauteile zu überprüfen. Das Antennenmesslabor der TU Ilmenau konnte erst gegen Ende der Bearbeitungszeit der Promotion auf den 60-GHz Frequenzbereich erweitert werden. Daher wurde der überwiegende Teil der Messungen in einer nicht abgeschirmten Laborumgebung ausgeführt. Der Vergleich mit ausgewählten Referenzmessungen im Antennenmesslabor bestätigt jedoch die erhaltenen Ergebnisse.

Die Mehrlagen-Keramik-Technologie DuPont 943 erlaubt die Fertigung von Antennen mit flexibel formbaren Richtcharakteristiken im betrachteten Frequenzbereich. Einzelpatchantennen erreichten in der Messung einen Gewinn von 5 dBi und 4-Element-Antennengruppen zeigten 10 dBi in Hauptstrahlrichtung.

Abstract

The present thesis is concerned with the design of asymmetrically and symmetrically fed planar patch antennas in the frequency range around 60 GHz. Single antenna elements as well as antenna arrays were investigated to develop antenna solutions for various short range data transmission scenarios.

Modern circuit designs increasingly employ the concept of symmetrical transmission lines. Thus, the direct feeding of patch antennas with such symmetric lines was given special consideration. Measurements of fabricated antennas confirmed the larger bandwidth and higher gain of antenna setups based on this alternative feeding network.

All antennas were designed in LTCC technology, which promises a well defined and low cost component production combined with the potential to integrate any semiconductor chips on the same carrier substrate.

Conventional microwave test equipment with coaxial ports demands the implementation of baluns for measuring the performance of symmetric antennas. The extension of the TU Ilmenau antenna measurement laboratory with respect to the 60 GHz frequency range was delayed until the final stage of the presented work. Therefore, the major part of the measurements was carried out in an unshielded environment. The comparison with selected reference measurements in the anechoic antenna measurement chamber, however, confirmed the previously collected data.

The multi-layer ceramics technology DuPont 943 allows the fabrication of planar antennas with adjustable directional patterns even within the millimeter wave range. Single patches showed a gain of 5 dBi, and groups of four antenna element achieved 10 dBi maximum realized gain.

Inhaltsverzeichnis

1. Einleitung	1
2. Systeme zur drahtlosen Übertragung hoher Datenraten	6
2.1. Drahtlose Datenübertragung	6
2.2. Aufbau- und Verbindungstechnik	11
2.3. Niedertemperaturkeramik-Technologie (LTCC)	14
3. Entwurf und Simulation von LTCC Leitungsstrukturen und Speisernetzwerken für 60 GHz	20
3.1. Numerische Feldsimulation	20
3.1.1. Das Entwurfsverfahren	20
3.1.2. Die Simulationswerkzeuge	21
3.1.3. Finite-Elemente-Methode (FEM)	21
3.1.4. Finite-Integral-Methode im Zeitbereich	22
3.2. Planare Übertragungsleitungen	23
3.2.1. Mikrostreifenleitung	24
3.2.2. Koplanarleitung	26
3.2.3. Die koplanare Zweidrahtleitung (CPS)	30
3.3. Leitungsübergänge	33
3.4. Symmetrierglieder	35
4. Entwurf und Simulation von hybridintegrierten Patchantennen für 60 GHz	42
4.1. Antennen	42
4.2. Theoretische Beschreibungssätze der Patchantennen	45
4.2.1. Strahlungsmechanismus	45
4.2.2. Modellierung von Patchantennen	47
4.2.3. Patchantennenparameter	49
4.2.4. Link Budget	54
4.2.5. Speisetechniken	55

4.3.	Einzelstrahler	59
4.3.1.	<i>Unsymmetrisch gespeiste Patchantenne (U-EA)</i>	61
4.3.2.	<i>Differentiell gespeiste Patchantenne (D-EA)</i>	66
4.4.	Gruppenstrahler	72
4.4.1.	<i>Unsymmetrisch gespeiste Patchantennengruppen (U-AG)</i>	75
4.4.2.	<i>Differentiell gespeiste Patchantennengruppen (D-AG)</i>	86
5.	Experimentelle Untersuchungen der 60 GHz LTCC-Antennen	94
5.1.	Das Messsystem	94
5.1.1.	<i>Prinzipielle Forderungen an das Messverfahren</i>	94
5.1.2.	<i>On-Wafer-Messplatz</i>	95
5.1.3.	<i>Kalibrierung</i>	95
5.2.	Reflexionsmessungen	96
5.2.1.	<i>Zweiter S-Parameter-Messtechnik</i>	96
5.2.2.	<i>Reflexionsmessung an differentiell und unsymmetrisch gespeisten Einzelpatchantennen</i>	97
5.2.3.	<i>Reflexionsmessungen an differentiell und unsymmetrisch gespeisten Patchantennengruppen</i>	99
5.2.4.	<i>Profilometermessung der Antennen</i>	102
5.2.5.	<i>Vergleichende Bewertung</i>	109
5.3.	Antennenmessungen am On-Wafer-Messplatz	112
5.3.1.	<i>Beschreibung der Transmissionsmessungen</i>	112
5.3.2.	<i>Exemplarische Messergebnisse</i>	113
5.3.3.	<i>Bewertung</i>	118
5.4.	Richtdiagramm-Messungen einer ausgewählten Antenne	120
6.	Zusammenfassung	123
7.	Anhang	126

1. Einleitung

Bevor Samuel Morse 1837 den Telegraf erfand, konnten die Menschen miteinander nur durch einfache Methoden kommunizieren. Mit der Erfindung des Telegrafen haben die Menschen den ersten Schritt in der Geschichte der modernen Kommunikationstechnik getan. Knapp 40 Jahre nach der Erfindung des Telegrafen konnte Graham Bell 1876 die erste Sprachübertragung durch das Telefon vorstellen [01]. Mit diesen Erfindungen wurden die grundlegenden drahtgebundenen Datenübertragungssysteme eingeführt.

Ein weiterer Meilenstein in der Kommunikationsgeschichte wurde 1865 mit der theoretischen Beschreibung der elektromagnetischen Wellenausbreitung im Raum durch James Clerk Maxwell vorbereitet. Damit lieferte er die theoretischen Grundlagen der Antennen, die 1886 durch Heinrich Hertz praktisch verifiziert wurden. Hertz konnte mit Funkenentladungen erzeugte elektromagnetische Wellen von einer Sendeantenne (Dipolantenne) zu einer Empfangsantenne (Schleifenantenne) über einen Abstand von einigen Metern in seinem Labor übertragen.

Einige Jahre später präsentierte Alexander Popov 1897 die erste Übertragung in einem ersten praktisch interessanten Szenario, indem er ein Signal von einem Schiff zum Ufer über eine Entfernung von drei Meilen sendete. Aber die kommerziell erfolgreiche Nutzung der Funktechnik gelang 1901 Guglielmo Marconi, dem z. B. die erste transatlantische Funkübertragung gelang und der kompakte und kostengünstige Anlagen entwickelte und sehr erfolgreich vermarktete [02]. Mit der Entwicklung der Theorie der elektromagnetischen Wellen und der Anlagen zu ihrer praktischen Nutzung wurde eine neue Technik für die Datenübertragung eröffnet, die auf drahtlosen Übertragungssystemen basiert und bei der die Antenne eines der entscheidenden Elemente ist.

1906 führte Reginald Fessenden die erste Rundfunkübertragung durch, bei der er Musik und Sprache über ein amplitudenmoduliertes Signal sendete. 15 Jahre später setzte die Polizei von Detroit mobile Übertragungssysteme ein. Das erste öffentliche mobile Telefon ging 1947 in den USA in Betrieb und 1988 begann in Europa der Siegeszug des digitalen Mobiltelefons [35].

Der Fortschritt der modernen Informationstechnik und insbesondere ihre Digitalisierung haben zur Forderung nach Übertragungssystemen mit immer höheren Datenübertragungsraten bis in den Bereich von *Gbit/s* geführt. Bei diesen Kapazitäten ist man derzeit noch auf leitungsgebundene Systeme angewiesen. Der enorme Bedarf wird jedoch in naher Zukunft zu

Funksystemen mit höheren Datenübertragungsraten insbesondere für die Kurzstreckenübertragung führen.

Ein vielversprechender Ansatz zur Erhöhung der Datenübertragungsraten ist die Vergrößerung der Hochfrequenzbandbreite, bei gleichzeitiger Erhöhung der Arbeitsfrequenz. Die wachsenden Arbeitsfrequenzen ermöglichen damit eine schnelle drahtlose Datenübertragung im Bereich von *Gbit/s*.

Mit der Definition des ISM-Bandes (Industrial, Scientific, Medical) bei 60 *GHz* ist in weiten Teilen der Welt ein Spektrum von mindestens 3 *GHz* nutzbar [39]. In den USA beträgt nach dem Standard der FCC (Federal Communications Commission) die unlicenziert verfügbare Bandbreite 7 *GHz* im Bereich von 57 *GHz* bis 64 *GHz* [43].

Voraussetzung für eine praktische Nutzung im Konsumgüterbereich ist, dass die Halbleitertechnik für die Bereitstellung der Übertragungssysteme sorgt, die bei den beschriebenen Frequenzen arbeiten. Die GaAs und die SiGe Technologie stellen für solche Breitband-Systeme geeignete integrierte Schaltkreise bereit, die Arbeitsfrequenzen bis zum V- und W-Band abdecken (u. a. [04]). Die ersten drahtlosen Übertragungssysteme befinden sich kurz vor ihrer Markteinführung.

Um die Datenübertragungssysteme kompakt und für einen breiten Markt zu entwickeln, müssen die Schaltungen mit hohem Integrationsgrad gefertigt werden. Das heißt, die zukünftigen drahtlosen Transceiver müssen einschließlich der benötigten Sende- und Empfangsantennen integriert werden. Integrierte Antennen bieten eine optimale Lösung für die Antennenleitungsverbindung und auch für ihre Fertigung selbst, wobei damit gemeint ist, die Antenne möglichst nahe dem Empfänger auf der Leiterplatte neben den anderen elektronischen Bauelementen zu platzieren. Eine Integration auf dem Halbleiterchip (on-chip-antenna) scheidet nach dem heutigen technologischen Stand wegen zu hoher Verluste des Materials aus.

Für niedrige Kosten, zuverlässige Herstellungstechnologie, ausgezeichnete Leistung, hohen Integrationsgrad und definierte Strukturierung hat die keramische Mehrlagentechnik, die auf Niedertemperatur-Sinterkeramik (LTCC) basiert, attraktive Vorteile auch bei höchsten Betriebsfrequenzen bewiesen. Dies gilt auch für die Integration der Antennen in die HF-Schaltungen [63-65].

Für die Auswahl des Antennentyps bedeutet in diesem Fall eine planare Bauform der Antennen die Voraussetzung für die problemlose Hybridintegration mit den elektronischen Schaltungen. Unter den planaren Antennen haben die Patchantennen hinsichtlich ihres Richtdiagramms, ihrer Speisung und ihres Gewinns gegenüber anderen planaren Antennen

wie z.B. gedruckten Dipolen zahlreiche Vorzüge für die Integration in Mikrowellenschaltungen. Sie bieten kleinen Flächenbedarf bei echter planarer Geometrie, geringes Gewicht und Volumen und den relativ einfachen Aufbau von Antennengruppen (AG) [03], [13], [16].

Die genaue Ausführungsform der optimalen Antennen hängt sehr vom betrachteten Einsatzfall ab. Varianten entstehen nicht nur durch unterschiedliche Forderungen an den Antennengewinn, die Form des Richtdiagramms und die gewünschte Polarisierung. Auch die Speisung der Antennen muss zur betrachteten Transceiverschaltung passen. Das betrifft sowohl die Leitungsform (Mikrostreifen, Koplantarleitung) als auch die Speisung mit unsymmetrischen oder differentiellen Ein- und Ausgängen. Die Patchantennen sollen unmittelbar mit den Transceivern verbunden werden, und müssen deswegen sowohl single-ended als auch differentiell gespeist verfügbar sein.

Aufgrund der Verwendung eines On-Wafer-Messplatzes, dessen Tastspitzen nur Koplantarleitungen (CPW) definiert kontaktieren können, müssen im Rahmen dieser Arbeit sowohl die single-ended als auch die differentiell gespeisten Antennen für die Antennenmessung mit erdunsymmetrisch aufgebauten Koplantarleitungen verbunden werden.

Deswegen werden breitbandige Symmetrierglieder (Baluns: English „balanced-unbalanced“) für den Anschluss symmetrischer Leitungen und Übergänge an erdunsymmetrische Koplantarleitungen benötigt. Diese stehen allerdings im betrachteten Frequenzbereich nicht als handelsübliche Bauteile zur Verfügung. Daher war zusätzlich zu den eigentlichen Antennen auch der Entwurf von Baluns und Übergängen notwendig.

Im Rahmen dieser Arbeit werden planare Einzelpatchantennen (EA) und Patchantennengruppen (AG) mit single-ended und differentieller Speisung im Millimeterwellenbereich entworfen, simuliert, exemplarisch hergestellt und experimentell charakterisiert. Das Hauptaugenmerk dieser Arbeit liegt auf der Bewertung des Potentials von Patchantennen, die sich auf dem Verdrahtungsträger in LTCC integrieren lassen.

Die geplanten Arbeiten in Ilmenau zum Aufbau planarer Antennen auf der Trägerleiterplatte der aktiven Komponenten sind auf die Umsetzung der vom IMST GmbH und dem IHP (Innovations for High Performance Microelectronics) festgelegten Anforderungen an die Antennen zukünftiger Systeme gerichtet.

Der Antennenentwurf profitiert von Vorarbeiten, die im Zusammenhang mit dem vorausgehenden BMBF-Verbundvorhaben WIGWAM in Ilmenau durchgeführt worden sind. Das Akronym WIGWAM steht für "Wireless Gigabit With Advanced Multimedia Support" und ist Teil des zentralen Innovationsprogramms "Mobile Internet", das durch das Bundesministe-

rium für Bildung und Forschung (BMBF) finanziert wurde. Zielsetzung von WIGWAM war das Design eines kompletten drahtlosen Datenübertragungssystems mit maximalen Datenraten von 1 *Gbit/s*. Als Betriebsfrequenzen sind das 5 *GHz* Band und die Erweiterungsbänder 17, 24 und 60 *GHz* vorgesehen. Das Ergebnis der Arbeiten kann als „1 *Gbit/s*-Komponente“ eines zukünftigen Mobilsystems bezeichnet werden. Das Hauptanwendungsgebiet soll die Übertragung multimedialer Inhalte in Heimbereich und in Büroumgebungen sein [60]. Über die vorgelegte Arbeit hinaus werden die beschriebenen Anwendungen im Projekt EASY-A ("Enablers for Ambient Services & Systems") unter Förderung des BMBF fortgesetzt. Die Beiträge der TU Ilmenau im Rahmen des F&E-Projektes AIRFUN dienen der Entwicklung und Optimierung elementarer Hardware- und Softwarekomponenten drahtloser Übertragungssysteme bei 60 *GHz* im Rahmen des EASY-A-Projekts.

Das Anwendungsziel ist die Integration dieser Antennen in die Transceiver, die im Verlauf der Arbeiten zur IC-Entwicklung sowohl unsymmetrische als auch differentielle Ein- und Ausgänge benutzen. Die Antennen müssen im ISM-Band bei einer Arbeitsfrequenz von 60 *GHz* eingesetzt werden, einen Gewinn von mindestens 10 *dBi* erreichen und eine hohe Bandbreite (Zielwert 2 *GHz*) haben.

Das Ergebnis dieser Arbeit ist als Beitrag für die zukünftigen, über 1 *Gbit/s* hinausgehenden, drahtlosen Datenübertragungssysteme vorgesehen. Das Hauptanwendungsgebiet ist die drahtlose Übertragung von multimedialen Inhalten über vergleichsweise kurze Strecken (z. B. in Bahnen, in Flugzeugen, in Bürobereichen, in öffentlichen Räumen, im Privatbereich). Bei dieser Kurzstreckenübertragung ist eine enorme Übertragungskapazität notwendig, um dem Anwender große Datenmenge in kurzer Zeit zur Verfügung stellen zu können.

In Kapitel 2 werden der Stand der Technik in der Übertragung hoher Datenraten, die Motivation und die Zielsetzung der Arbeit sowie notwendige Systemaspekte ausführlich erläutert. Grundlegende Definitionen und Begriffe der Aufbau- und Verbindungstechnik sowie der LTCC-Technologie werden vorgestellt.

Das Simulationsverfahren und die Simulationswerkzeuge werden im Kapitel 3 beschrieben. Die verschiedenen Ausführungsformen planarer Übertragungsleitungen bei 60 *GHz*, in LTCC-Technologie, werden untersucht. Als zusätzlich notwendige Entwicklung werden die erforderlichen Komponenten (z.B. Leitungsübergänge und Baluns) für die Verbindung der Komponenten bei Messungen, in der Entwicklungsphase und beim späteren Einsatz entwickelt. Die theoretischen Grundlagen und die technischen Umsetzungen verschiedener

Baluns werden vorgestellt. Der für die gegebene Aufgabenstellung in dieser Arbeit erforderliche Balun wird entworfen, realisiert und gemessen.

Das Kapitel 4 beschreibt die theoretischen Grundlagen, Definitionen und Begriffe der Antennen und speziell der Patchantennen. Die für die Optimierung wichtigen Entwurfsparameter werden beschrieben. In diesem Kapitel werden Entwurf und Simulation von Einzelpatchantennen (EA) und Patchantennengruppen (AG) zusammen mit den notwendigen Speisernetzwerken für unsymmetrische und differentielle Speisung beschrieben.

Nach der detaillierten Beschreibung der Antennenentwürfe werden die praktischen Ergebnisse der Präparation und Messung der beschriebenen Antennen in Kapitel 5 dargestellt. Mit einem Netzwerkanalysator werden die S -Parameter der Antennen an einem On-Wafer-Messplatz gemessen. Aufgrund der zunächst noch fehlenden Möglichkeit der direkten Messung des Antennengewinns wird das Abstrahlungsverhalten der Antennen durch die Messung des Transmissionskoeffizienten S_{21} mit einer Referenzantenne (Hornantenne) über die Friis'sche Transmissionsgleichung ermittelt. Kurz vor Abschluss der Arbeit konnte der Gewinn einer Antenne im Antennenmesslabor der TU Ilmenau gemessen werden. Die Messergebnisse der verschiedenen realisierten Antennen werden verglichen und bewertet.

Kapitel 6 schließt die Arbeit mit einer Zusammenfassung und Diskussion der in den vorausgehenden Kapiteln erzielten Ergebnisse ab.

2. Systeme zur drahtlosen Übertragung hoher Datenraten

2.1. Drahtlose Datenübertragung

Das Ziel der Datenübertragung ist die Übermittlung von Informationen bzw. der Austausch von Informationen. Sie ist eine bestimmte Art der Kommunikation. Für diese sind prinzipiell drei Komponenten nötig: Sender, Empfänger und Übertragungskanal.

Ein alltägliches Beispiel ist das Gespräch zweier Menschen. Einer spricht (Sender), der andere hört (Empfänger) und die Information wird über Schall durch die Luft (Medium) übertragen. Seit der Urzeit haben die Menschen miteinander entweder akustisch durch Sprache und Schallzeichen (Rufe und Trommeln) oder optisch durch Flaggenzeichen, Rauchsignale und Feuersignale kommuniziert [01].

Die Informationsmenge, die Reichweite und die Geschwindigkeit der Datenübertragung sind mit dem oben genannten Übertragungsverfahren begrenzt. Deswegen war es nötig für die Datenübertragung andere Techniken zu entwickeln.

Mit der Erfindung des Telegrafens von Morse und des Telefons von Bell und Reis [48 - 49] wurde eine neue Technik für die Datenübertragung eingesetzt, mit der größere Datenmengen elektrisch mit Lichtgeschwindigkeit durch Drähte übertragen werden können.

Weitere Fortschritte der Datenübertragung wurden mit der Einführung der drahtlosen Übertragungstechnik, theoretisch durch Maxwell und praktisch durch Hertz, erreicht [01]. Mit dieser Technik konnte man auf die bisher unumgänglichen und sehr aufwändigen drahtgebundenen Netze verzichten, insbesondere bei größeren Strecken und bei Situationen, die keine drahtgebundene Kommunikationen zulassen (z. B. Schiffe und Flugzeuge).

Auch heute sind die Datenkabel im Büro oder Wohngebäude eher unfreiwillig geduldete Elemente. Durch Weiterentwicklung der Informationstechnologie kann die Unordnung durch eine Vielzahl Kabel hinter Schreibtisch und Audio/Videoanlage schon bald deutlich reduziert werden. Drahtlose Systeme für Kurzstrecken-Funkverbindungen zwischen technischen Geräten besitzen eine vielversprechende Zukunft. Die Vorteile sind dabei offensichtlich, Kabel werden unnötig und man kann an jedem Ort der Umgebung Daten empfangen und senden.

Die Entwicklung der Datenübertragungstechnik ist rasant und der Bedarf an Funksystemen mit höheren Datenübertragungsraten nimmt weiter zu. Gemäß dem derzeit für digitale Systeme weit verbreiteten IEEE 802.11 Standard, der 1999 veröffentlicht wurde, beträgt unter Beachtung seiner aktuell genutzten Erweiterungen die maximale Datenrate für drahtlose Übertragungssysteme in Home- und Personalnetzen (WLAN und WPAN) 54 *Mbit/s* [15].

Dafür wird ein 20 MHz-Frequenzband benutzt, in dem der orthogonale Frequenzmultiplexbetrieb (OFDM) angewendet wird [24], [31]. Für höhere Datenraten ist man derzeit meist auf drahtgebundene Verfahren angewiesen.

Die zukünftigen drahtlosen Systeme für sehr schnelle Datenübertragung, wie sie z.B. für die Übertragung von multimedialen Inhalten benötigt werden, erfordern Übertragungsdatenraten im Bereich von 1 - 10 Gbit/s, wobei wegen der größeren Kanalkapazität die maximale Übertragungsdistanz auf den Meterbereich beschränkt sein wird [32].

Es gibt mehrere Methoden, um höhere Datenraten erzielen zu können. Man kann eine größere Hochfrequenzbandbreite pro Kanal verwenden, was jedoch die Zahl der in einem vorgegebenen Band gleichzeitig versorgten Benutzer verringert. Verschiedene neue Technologien wurden vorgeschlagen, um dieses Problem zu überwinden. So wird z.B. die Ultrabreitbandtechnologie (UWB) eingesetzt, die dem Namen entsprechend breite Kanäle verwendet, um hohe Datenraten und niedrige Leistungspegel zu erzielen und um Frequenzwiederverwendung zuzulassen. Aber aufgrund der niedrigen übertragenen Leistung erzielt UWB nur eine begrenzte Reichweite und ist empfindlich gegen Störung von anderen drahtlosen Diensten, die im gleichen Band koexistieren [29], [33]. Zusätzlich werden breitbandige Antennen benötigt. Mit der Anwendung höherer Modulationsverfahren (z.B. Konstellationen höher als 64-QAM) kann man auch die Datenrate erhöhen, ohne mehr Bandbreite zu belegen. Wegen der logarithmischen Abhängigkeit der Datenrate vom Signal-Rausch-Abstand (SNR), könnte dieser Ansatz jedoch unpraktikable EVM- (error vector magnitude) Anforderungen und kleine Reichweiten ergeben [33]. Beim eingangs genannten OFDM-Verfahren äußert sich die Problematik bei zunehmender Kapazitätserhöhung durch folgende Punkte [24-28]:

- OFDM-Systeme sind anfällig gegenüber Frequenzversatz von Sende- und Empfangsoszillatoren, d.h. die Synchronisationsmechanismen werden aufwändiger.
- Erhöhung der Komplexität der Sende- und Empfangsanlagen
- OFDM Signale können ein hohes PAPR (Peak to Average Power Ratio) haben: Durch Bildung des OFDM-Signals entsteht ein Missverhältnis zwischen maximaler und mittlerer Sendeleistung, was die Effizienz der Verstärker negativ beeinflusst.
- Anfällig gegen Teilband Fading (benachbarte Teilbänder werden überlagert)
- Pilotsymbole sind erforderlich, damit der Empfänger informiert werden kann, wie jeder einzelne Kanal durch den Mobilfunkkanal moduliert ist.

Alternativ kann die Datenrate auch durch die Verwendung von intelligenten Antennen erhöht werden [30], [33-34]. Ein Übertragungssystem mit intelligenten Antennen besteht aus mehreren Antennenelementen, deren Signale über spezielle Signalverarbeitungs-Algorithmen verarbeitet werden. Zusätzlich oder exklusiv kann auch der Empfänger mit intelligenten Antennen ausgerüstet werden, um das Empfangssignal unter Berücksichtigung der Ausbreitungsbedingungen zu optimieren. Bei mehreren Antennen auf der Sendeseite spricht man auch von einem MISO-System (Multiple Input/Single Output), während eine Konfiguration mit mehreren Empfangsantennen mit SIMO-System (Single Input/Multiple Output) bezeichnet wird. Bei mehreren Antennen auf beiden Seiten spricht man auch von einem MIMO-System (Multiple Input/ Multiple Output) [35 - 36]. Die Leistungsfähigkeit dieses Ansatzes verdeutlicht die Zielstellung des Enhanced Wireless Consortium (EWC), eine maximale Datenrate von 600 *Mbit/s* bei 80 *MHz* Bandbreite mit MIMO Technik zu erzielen [37]. Die Kombination von MIMO und OFDM Kommunikationssystemen wird als vielversprechende Lösung für das Erhöhen der Datenraten der nächsten Generation der drahtlosen Kommunikationssysteme betrachtet. Der IEEE 802.11n Standard, der auf dem MIMO-OFDM-Ansatz basiert, liefert sehr hohe Durchsatzraten über 600 *Mbit/s*, was im Vergleich zur derzeitigen typischen Datenrate von 54 *Mbit/s* einen deutlichen Fortschritt verspricht [38].

Die Nachteile eines MIMO- bzw. des MIMO-OFDM-Systems sind:

- Wenn eine gute Richtwirkung erfordert ist, werden viele Antennen in den benutzten Antennengruppen benötigt.
- Die Komplexität des Übertragungssystems erhöht sich beträchtlich.
- Die Abmessungen der Anordnung werden deutlich größer.
- Das Datenübertragungssystem wird teurer.

Um die genannten Nachteile der bisher vorgestellten Verfahren für die Erhöhung der Datenübertragungsraten zu umgehen, bleibt als Ausweg die Erhöhung der Arbeitsfrequenz. Diese Herangehensweise bietet einen interessanten Lösungsansatz für die Erhöhung der Datenübertragungsraten, weil eine hohe Bandbreite von mehreren Gigahertz, die für solche Anwendungen erforderlich ist, auch von der regulatorischen Frequenzvergabe prinzipiell zur Verfügung steht. Besonderes Interesse findet derzeit der Frequenzbereich um 60 *GHz*, weil dort einerseits ein Band von mindestens 3 *GHz* weltweit verfügbar ist und weil hier andererseits ein Sauerstoffabsorptionsmaximum der Luft liegt. Die sonst meist unerwünschte Dämpfung von etwa 15 *dB/km*, zusätzlich zur Freiraumdämpfung L_F , stört bei den für hohe Datenraten zulässigen

Entfernungen kaum, erlaubt aber eine Mehrfachnutzung des Bandes in kürzeren Abständen [39]. Die Freiraumdämpfung L_F zwischen zwei Kugelstrahlerantennen ergibt sich aus [35].

$$L_F = \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 \quad 2-1$$

$$L_F(\text{dB}) = 20\log_{10}\left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right) = 20\log_{10}\left(\frac{c}{4\pi r f}\right) \quad 2-2$$

Für die Frequenz von 60 GHz erhält man die zugeschnittene Gleichung

$$L_F(\text{dB}) = 147,56 - 20\log_{10}(f) - 20\log_{10}(r/m) \quad 2-3$$

Die Freiraumdämpfung L_F zwischen zwei Kugelstrahlerantennen mit einer Distanz von $r = 10 \text{ m}$ beträgt nach Gleichung 2-3 $L_F = -88 \text{ dB}$.

- λ Wellenlänge [m]
- f Frequenz [Hz]
- c Lichtgeschwindigkeit $c \approx 300.000.000 \text{ [m/s]}$
- r Abstand zwischen den Antennen [m]

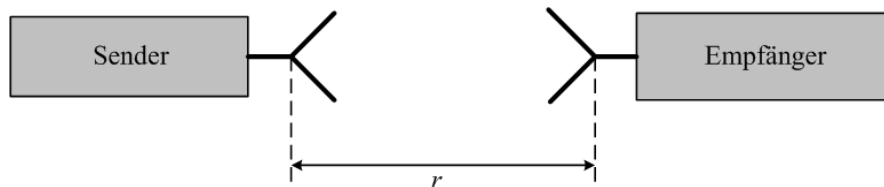


Abbildung 2-1: Sende- und Empfangsantennen.

Zusätzlich zu den genannten Dämpfungsanteilen können Betonwände und andere Wandbautypen beträchtliche Dämpfung verursachen. Zum Beispiel kann eine Betonwand mit einer Dicke von 15 cm etwa 36 dB Dämpfung bei 60 GHz verursachen [40]. Messergebnisse zeigen, dass die Quantität und die Position metallischer Armierungen innerhalb der Wand wichtige Faktoren für das Bestimmen des Durchgangsverlusts sind. Wenn die Träger nicht den Übertragungsweg blockieren, beträgt der Durchgangsverlust 8,8 dB im Vergleich zur Durchgangsdämpfung durch eine Gipskartonwand. Im Extremfall beträgt der Durchgangsverlust 35,5 dB im Vergleich zum Verlust durch eine Betonwand, wenn Metalleinlagen den Übertragungsweg blockieren [41]. Diese Eigenschaften erleichtern die Isolation zwischen

unabhängigen Übertragungstrecken. Sie können ein eindeutiger Vorteil für Frequenzwiederverwendung in dicht besiedelten Umgebungen sein, insbesondere im Vergleich zur UWB-Technik. Daher ist es sehr attraktiv für Kurzstrecken, insbesondere für die Indoor-Breitband Kommunikation [42].

Europa hat die Frequenzbereiche 62 - 63 GHz und 65 - 66 GHz für mobile Breitbandssysteme sowie 59 - 62 GHz für drahtlose lokale Netzwerke (WLAN) reserviert. In den USA wird das 59 - 64 GHz-Band für allgemeine unlizenzierte Anwendungen reserviert. Japan hat 59 - 66 GHz für schnelle Datenübertragung reserviert [39], [43]. In der Tabelle 2-1 ist das internationale verfügbare Spektrum um 60 GHz angegeben.

Die Halbleitertechnik stellt für solche Breitbandssysteme geeignete integrierte Schaltkreise (*integrated circuit* - IC) mit Arbeitsfrequenzen bis 71 GHz bereit [99].

Tabelle 2-1: Das verfügbare Spektrum um 60 GHz ([39], [43]).

Verfügbares Spektrum um 60 GHz										
f [GHz]	57	58	59	60	61	62	63	64	65	66
Japan			unlizenziert							
Europe			unlizenziert			Mobile		Mobile		
USA	unlizenziert									

Moderne Kommunikationsnetze sind komplexe Systeme und die eigentliche Hochfrequenz-Signalübertragung bildet nur eine der Komponenten dieser Systeme. Mit Hilfe des Open Systems Interconnection (OSI) Referenzmodells, das prinzipiell für die Computerkommunikation entwickelt wurde, kann man die Struktur und Funktion der Kommunikation systematisieren und erklären, wie die drahtlosen Komponenten diese Systeme beeinflussen können [35], [44 - 45]. Das OSI-Modell umfasst sieben verschiedene Ebenen (Schichten), die in der Tabelle 2-2 angegeben sind.

Die hohe Datenrate fordert eine hohe Trägerfrequenz. Deswegen müssen alle OSI-Schichten angepasst werden. Das heißt, dass die derzeitigen Hardware-technologischen Grenzen verschoben werden müssen und die physikalische Schicht entsprechend neu entworfen werden muss (z. B. analoge und digitale Signalverarbeitung, AD- und DA-Wandler, Transceiver, Verstärker, Antennen, Stecker, Buchsen usw.) [35], [44 - 45].

Tabelle 2-2: OSI Referenzmodell [44 - 45].

OSI Reference Model		
Layers	7	Application layer (Anwendungsschicht)
	6	Presentation layer (Darstellungsschicht)
	5	Session layer (Sitzungsschicht)
	4	Transport layer (Transportschicht)
	3	Network layer (Vermittlungsschicht)
	2	Data link layer (LLC sublayer und MAC sublayer) (Sicherheitsschicht)
	1	Physical layer (Übertragungsschicht)

2.2. Aufbau- und Verbindungstechnik

Die Entwicklung preisgünstiger, platzsparender und betriebssicherer Systeme führte zur Zusammenfassung von immer mehr elektronischen Bauelementen in einem einzigen Schaltkreis, dem "Integrierten Schaltkreis". Diese integrierten Schaltkreise bilden heute die Grundlage jeglicher komplexer Elektronik. Deswegen ermöglichen diese Schaltkreise die technische Realisierung von Systemen, die früher zu teuer, zu komplex, zu leistungsintensiv oder zu groß gewesen wären. Mit zunehmender Integration werden die Geräte bzw. die Systeme miniaturisiert, und dadurch Material eingespart und immer mehr Funktionalität in einzelne, immer mobilere Geräte eingebaut. Gleichzeitig wird mit der Miniaturisierung die Leistungsaufnahme reduziert, die Leitungslängen und somit die Signallaufzeiten verkürzt und die Schaltvorgänge beschleunigt. Die Integration von miniaturisierten Bauteilen führt auch zu einem geringen Bedarf an Rohstoffen bei der Herstellung, wodurch Kosten gesenkt und Ressourcen geschont werden können. Die parallele Fertigung hoher Stückzahlen führt zu einer zusätzlichen Reduzierung der Herstellungskosten und zu einer hohen Reproduzierbarkeit der Herstellung der Mikrosysteme. Dabei geht die größere Funktionalität im Allgemeinen nicht auf Kosten der Betriebssicherheit, denn integrierte Schaltkreise haben eine höhere Zuverlässigkeit als konventionelle gelötete Schaltungen.

Die technische Weiterentwicklung umfasst nicht nur das einzelne elektronische System selbst, sondern auch die Schnittstelle zur Anwendungsumgebung. Aus Sicht der Aufbau- und Verbindungstechnik verfolgt man zur Systemintegration zwei grundsätzliche Wege: Den der monolithischen Integration, bei der alle Funktionen in einem Chip realisiert werden, und den der hybriden Integration, bei der einzelne Komponenten auf einem Substrat miteinander verbunden werden. Mit zunehmender Systemkomplexität steigen die Kosten bei monolithischen Systemen extrem an, sodass ein Übergang zu hybriden Systemen erfolgt.

Die Integration spielt die entscheidende Rolle bei der Entwicklung der drahtlosen Datenübertragungssysteme. Durch sie werden die drahtlosen Datenübertragungssysteme kompakt und leicht, was die Mobilität dieser Geräte erleichtert. Der Fortschritt auf dem Feld des integrierten Schaltungs- und Systemdesigns hat es ermöglicht, vollständige Empfänger und Sender auf einem einzelnen Halbleiterchip zu realisieren. Dies erleichtert den Aufbau von zunehmend komplexeren Systemen, die unter Umständen mehrere Antennen zur Erhöhung der Systemkapazität verwenden [58].

Die Zunahme der Übertragungsdatenraten, der Reichweite oder die Verkleinerung des Leistungsverbrauchs der drahtlosen Übertragungssysteme (Entwicklungsschwerpunkt Multimedia) verlangt leistungsfähige RF-Front-Ends. Dabei sind die Antennen die entscheidenden Bauteile der HF-Schaltungen und ihre Eigenschaften müssen in gleichem Maße wie die der restlichen Schaltung verbessert werden. In jüngster Zeit führte die Miniaturisierung zu einer verstärkten Tendenz zur Integration der Antenne in die Leiterplatte oder sogar in monolithische Schaltkreise.

Die Antennenentwickler stehen aus der historischen Entwicklung heraus der Integration von Antennen mit den zusätzlichen Hochfrequenzschaltungen eher zurückhaltend gegenüber. Normalerweise wurde die Antenne separat von der Elektronik entworfen und in einer anderen Produktionstechnologie hergestellt. Standardisierte Steckverbinder und Anpassungsnetzwerke wurden benutzt, um die Antenne an die Elektronik anzuschließen. Wenn jedoch die Arbeitsfrequenz der betrachteten Systeme steigt, wachsen auch die Anforderungen an den Schaltungsaufbau und die Verbindungsleitungen. Integrierte Antennen bieten eine Lösung für das Verbindungs- und Implementierungsproblem der Antenne, indem die Antenne neben dem RF-Front-End auf demselben Halbleiterchip oder auf derselben gedruckten Leiterplatte wie die elektronischen Bauelemente platziert wird. Bei Millimeterwellenfrequenzen werden die Abmessungen der Antenne mit denen der restlichen Schaltung vergleichbar. Dadurch wird die On-Chip- oder On-Board-Antenne realisierbar, deren Anschluss mit Hilfe einer „normalen“ Signalleitung in der integrierten Schaltung erfolgt, und dadurch vereinfacht sich das Problem der elektrischen Verbindung zwischen Antenne und Front-End. On-Chip-Antennen müssen eine kleine Basisfläche haben, um sie anwenden zu können. Im Mikrowellenfrequenzbereich ist die Wellenlänge normalerweise zu groß um effiziente On-Chip-Antennen zu ermöglichen, die auf Halbleitersubstraten mit angemessener Größe integriert werden können. Jedoch können Hybridschaltungen mit der Antenne auf der gedruckten Leiterplatte (PCB) angewendet werden, weil bei diesen Frequenzen häufig diskrete Halbleiterkomponenten eingesetzt werden [58]. Bei höheren Mikrowellenfrequenzen, oder wenn ein hoher Gewinn erforderlich

ist, sind die On-Chip-Antennen für MMIC Halbleitersubstrate entweder zu groß, oder sie haben einen zu geringen Gewinn, weil sie als elektrisch kleine Antenne aufgebaut werden müssen. Bei Ausführung als elektrisch kleine Antenne sinkt zwangsläufig der Gewinn. Dieser Tatsache kann zu einem gewissen Grad, zu Lasten der Bandbreite, entgegengewirkt werden, was allerdings bei Breitbandanwendungen problematisch ist und den Wirkungsgrad der Antenne verringert [59]. Als optimale Lösung für die betrachtete Anwendung bietet sich daher die Verwendung hybridintegrierter Antennen an.

Die konkrete technische Ausrichtung der vorgelegten Arbeit entstand auf Anregung des IHP Frankfurt (Oder). Das IHP war einer der Hauptpartner des Projekts WIGWAM und untersuchte insbesondere die Möglichkeiten der Realisierung von monolithisch integrierten 60 GHz Transceivern [61]. In der schaltungstechnischen Realisierung wurde an verschiedenen Stellen eine differentielle Signalführung benutzt. Da bislang wenig Erfahrungen mit kompakten und einfach zu fertigenden Antennen in diesem Frequenzbereich bestanden, wurden in Zusammenarbeit mit dem IHP Arbeiten in Ilmenau durchgeführt, die 60 GHz-Antennen unter Berücksichtigung der schaltungstechnischen Besonderheiten und des Systemkonzepts des IHP als Gegenstand hatten.

Besonders wurde auf die Kompatibilität der Antennen zu differentiellen Anschlüssen geachtet, aber um eine Referenz zur konventionellen Technik zu erhalten und koaxiale Verstärker bequem einfügen zu können, wurden auch Antennen mit erdunsymmetrischer Speisung betrachtet.

Die differentiellen Schaltungen finden in der Mikrowellenschaltungstechnik wegen ihrer guten Unterdrückung von kapazitiven und induktiven Einstreuungen in Verbindungsleitungen, und einer verbesserten Linearität durch Auslöschung der Harmonischen geradzahligiger Ordnung, zunehmende Anwendung. Für Mixed-Signal-Schaltkreise ist besonders interessant, dass eine ideale differentielle Signalführung Störsignale durch unvollkommene Masseverbindungen reduziert.

Mit der Überführung einer Schaltung mit unsymmetrischer Signalführung in eine Schaltung mit differentieller Signalführung wird für eine gegebene Betriebsspannung eine Zunahme des Ausgangsleistungspegels bei fester Lastimpedanz um 6 dB erreicht. Damit erleichtert diese Schaltungstechnik in mobilen Anwendungen das Absenken der Betriebsspannung, wodurch sich die Zahl der Batteriezellen reduziert und man Kosten und Volumen spart [04], [14], [57], [71]. Diese beiden Vorteile - die höhere Leistungsausbeute und die höhere Störsicherheit -

haben dafür gesorgt, dass in den letzten Jahren in vielen Massenprodukten mit Hochfrequenzelektronik eine differentielle Signalführung eingesetzt wurde [71].

Eine Patchantenne wird normalerweise unsymmetrisch gespeist. In der vorgelegten Arbeit wurden zusätzlich zu dieser Betriebsweise Patchantennen betrachtet, die unter Berücksichtigung der Anpassung ohne Balun an differentielle Ein- und Ausgänge angeschlossen werden können. Der verkürzte Ausdruck „Balun“ stammt von dem amerikanischen Antennenentwickler A. Alford und wurde erstmals 1947 erwähnt [10]. Der Balun ist im Prinzip ein passives elektronisches Bauelement, das zwischen den differentiellen und unsymmetrischen elektrischen Signalen wandelt. Als sekundäre Funktion wird häufig auch eine Impedanztransformation ausgeführt. Daher werden Baluns manchmal als 180°-Phasendreher oder Impedanzwandler bezeichnet. Funktionell passender ist die Beschreibung ihrer Funktion als ein Element, das Gleichtaktwellen unterdrückt und nur Gegentaktwellen weiterleitet.

Generell können Antennen sowohl mit unsymmetrischen Leitungen (z.B. Koaxialkabel, Mikrostreifenleitung und Koplanarleitung „CPW“) oder mit symmetrischen Leitungen (z.B. Zweidrahtleitung, koplanare Zweidrahtleitung „CPS“) gespeist werden. Neben der Symmetrie der speisenden Signale ist auf eine korrekte Widerstandsanpassung zwischen Antenne und Leitung zu achten. Die unsymmetrische Leitung ist typisch mit einer Impedanz von 50Ω ausgeführt, während die differentielle Leitung oft mit 100Ω Wellenwiderstand ausgeführt wird. Dadurch lässt sie sich mit zwei Standard Koaxialleitungen anschließen. Durch den Wechsel der Symmetrieverhältnisse ist deshalb meist ein Wechsel der speisenden Impedanz verbunden, der sich in der Wahl der passenden Fußpunktimpedanz der Antenne widerspiegeln muss. Welche Speisung erforderlich ist, ergibt sich aus dem Aufbau der Antennenstruktur. Eine Mischung von symmetrischen und unsymmetrischen Strukturen ohne Baluns führt zu Reflexionen und Mantelströmen.

Differentiell gespeiste Antennen werden in dieser Arbeit für den direkten Anschluss an differentielle Schaltkreis-Ports betrachtet. Der dadurch mögliche Verzicht auf Baluns vermeidet deren Verluste und Bandbreitenprobleme und reduziert zusätzlich die Größe der Antennenstruktur.

2.3. Niedertemperaturkeramik-Technologie (LTCC)

LTCC steht für Low Temperature Co-fired Ceramics. Dabei handelt es sich um eine Technologie zur Herstellung von Mehrlagenschaltungen auf der Basis von Keramikträgern, die bei deutlich niedrigeren Temperaturen als herkömmliche Keramikmaterialien gesintert werden.

Damit hat man die Möglichkeit komplexe, dreidimensional stapelbare, Mehrlagenschaltungen aufzubauen. Besonders die einfache Integration von Leiterbahnen und passiven Bauelementen wie Widerstände, Kondensatoren, Spulen und Antennen eröffnet zahlreiche Applikationsmöglichkeiten. Das Aufbringen dieser Elemente auf die jeweiligen Lagen erfolgt durch Siebdruck oder photochemische Prozesse. Anschließend werden die ungebrannten Keramikfolien einzeln ausgerichtet, gestapelt und laminiert, bevor ein definiertes Sinterprofil mit einer Spitztemperatur von 875 °C durchlaufen wird. Der Sinterprozess ist der kritische Verfahrensschritt, weil damit zwar eine exzellente Stabilität erreicht wird, der gesamte Aufbau aber um ca. 10% in jeder Dimension schrumpft. Es ergibt sich die Forderung nach niedrigen Herstellungskosten, ausgezeichneter Leistungsfähigkeit, hohem Integrationsgrad und Präzision, die die Voraussetzung für die Breitenanwendung darstellen. Insbesondere die Herstellungstoleranzen sind ein kritischer Parameter der verwendeten Aufbautechnologie, weil bei der betrachteten Arbeitsfrequenz (über 60 GHz) jede Abweichung in Bezug auf die Wellenlänge bewertet werden muss und so mit wachsender Frequenz kritischer wird. Die neuentwickelten Leiterplattensysteme in LTCC-Technologie können diese Anforderungen erfüllen.

Die LTCC-Technologie zeichnet sich durch eine Vielzahl von Vorteilen aus [63 - 65]). Die wichtigsten sind:

- Integrierte Antennen und R-, L- und C-Komponenten realisierbar
- Feinstrukturierung für Leiterbahnen mit Lateralabmessungen von weniger als $100\text{ }\mu\text{m}$
- hervorragend geeignet für Mehrlagenmodule (3D-Design)
- geringer, an Silizium und GaAs angepasster Ausdehnungskoeffizient
- hohe Sinterdichte (ohne Poren)
- große mechanische Stabilität (Biegefestigkeit)
- geringe Materialkosten bei Einsatz von Silberleiterbahnen
- niedrige Produktionskosten bei mittleren und großen Stückzahlen

Die LTCC-Technologie weist auch einige Nachteile auf, z.B. die zunehmenden Kosten bei geringer Stückzahl und niedrige thermische Leitfähigkeit im Vergleich zum AL_2O_3 -Substrat. Für sehr hohe Frequenzen stellt DuPont mit *DP-943* ein gut geeignetes LTCC-Trägermaterial zur Verfügung. Es bietet eine ausgezeichnete Zuverlässigkeit, moderate Kosten verbunden mit niedrigen dielektrischen Verlusten, die im Einsatz bis 77 GHz getestet wurden [67].

Deswegen wird das Trägermaterial DP-943 in verschiedenen Anwendungen eingesetzt:

- Mikrowellen- und Millimeterwellenanwendungen
- Drahtlose und mobile Kommunikation
- Multichipmodule für sehr schnelle digitale Verbindungen

Die Dielektrizitätskonstante und die dielektrischen Verluste bei 60 GHz, als Voraussetzung für einen hinreichend exakten Schaltungsentwurf, wurden durch die Messung eines Ringresonators am Fachgebiet Hochfrequenz- und Mikrowellentechnik der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik an der Technischen Universität Ilmenau bestimmt [47]. Die Eigenschaften von LTCC-943 sind in der Tabelle 2-3 gezeigt [66 - 68].

Tabelle 2-3: Eigenschaften von LTCC-943.

Eigenschaften von LTCC-943	
Dielektrische Konstante (@ 60 GHz, nach [47])	7,53
Loss Tangent (@ 60MHz, nach [47])	0,0035
Isolationswiderstand (@ 100 VDC)	$> 10^{12} [\Omega]$
TCE (Thermische Expansion) (25-300 °C)	6,0 [ppm/°C]
Dichte	3,2 [g/cm ³]
Dicke (ungesintert)	127 [µm]
x, y-Schrumpfung %	9,5 ± 0,3
z-Schrumpfung %	10,3 ± 0,5
Oberflächenrauigkeit	0,64 [µm]
Thermische Leitfähigkeit	4,4 [W/mK]

Bei der Herstellung muss die Schrumpfung, die in der Tabelle 2-3 aufgelistet ist, berücksichtigt werden, um die gewünschte Antennengeometrie zu erzielen. Zum besseren Verständnis der kritischen Herstellungsparameter soll der technologische Ablauf kurz erläutert werden.

Herstellungsablauf [63]

- **Zuschnitt und Stanzen**

Das „grüne“, d.h. ungesinterte, Tapematerial wird mit einem Messer oder einer Stanze zugeschnitten. Beim Zuschnitt muss auf die Orientierungsrichtung des Tapes geachtet werden, um Lagen wechselnder Orientierung übereinanderzustapeln. Danach wird das Folienstanzen mit einer Stanzmaschine ausgeführt. Das Stanzen der Durchkontaktierungen (Vias) wird in dem LTCC-Prozess der Technischen Universität Ilmenau mit Durchmessern von 75 µm bis 150 µm durchgeführt. Die meisten Durchkontaktierungen in dieser Arbeit

wurden mit einem Durchmesser von $150\ \mu\text{m}$ ausgeführt. Aufgrund der Toleranzen und den technischen Anforderungen des LTCC-Prozesses ist es notwendig, eine minimale Distanz zwischen Durchkontaktierungen und den Metallisierungskanten von $x = 50\ \mu\text{m}$ und einen minimalen Durchkontaktierungsabstand von $300\ \mu\text{m}$ einzuhalten.

- **Viafüllen**

Die Stanzlöcher werden mit einer speziellen Füllmaschine mit Metallpaste gefüllt. Dabei wird die Füllmaske deckungsgleich zur LTCC-Folie positioniert und fest eingespannt. Auf die Füllmaske wird Durchkontaktierungspaste (*HF 500* von DuPont) aufgetragen und durch eine Gummilage abgedichtet. Die gefüllten Folien werden anschließend 10 Minuten bei $80\ ^\circ\text{C}$ getrocknet.

- **Herstellung von Drucksieben**

Die Drucksiebe bestehen aus Kunststoff- und/ oder Stahldrahtgeweben, deren Drahtdurchmesser und Maschenweite von den gewünschten Schichtdicken abhängen. Diese Gewebe werden mit fotosensitiven Materialien direkt oder indirekt beschichtet und strukturiert.

- **Strukturierung mit Siebdruck und Lufttrocknen**

Leiterbahnen und passive Bauelemente werden durch Siebdruck strukturiert. Die Pastensysteme haben einen speziell an das Tape angepassten Schrumpungsgrad, welcher das Verziehen des Substrates beim Sintern verhindern soll. Für die Feinstrukturierung wurde die Paste *HF 502*, und für die Massenflächen *HF 522* von Dupont verwendet.

Der LTCC-Prozess der Technischen Universität Ilmenau erlaubt eine minimale Distanz zwischen den Metallisierungskanten von $45\ \mu\text{m}$ und eine minimale Leitungsbreite von $80\ \mu\text{m}$. Nach Strukturierung und Siebdruck ist das Lufttrocknen für ein Verfließen der Siebstege und die Nivellierung der Oberfläche nötig. Die Trockentemperatur liegt bei $80\ ^\circ\text{C}$ ($10\ \text{min}$). Dieser Schritt wird für jeden Pastendruck wiederholt.

- **Stapeln und Laminieren**

Die LTCC-Substrate werden nach der Strukturierung, der Herstellung der Metallstrukturen und dem Stapeln mit einem Druck von $6,9\ \text{MPa}$ bei $70\ ^\circ\text{C}$ für 10 Minuten unter uniaxialer Krafteinwirkung vorlaminieren. (Uniaxiales Vorlaminieren in einer Presse)

Anschließend wird der Keramikfolienblock in einer Folie eingeschweißt und in einer isostatischen Presse (Wasserbad) für 10 Minuten bei $20,7\ \text{MPa}$ und $70\ ^\circ\text{C}$ laminiert. Eine isostatische Presse besteht aus einem heizbaren Druckbehälter, der mit einer Flüssigkeit gefüllt ist. Der

Vorteil liegt in der allseitigen, gleichmäßigen Druckausübung auf das Substrat (auch x - y -Richtung).

- **Ausbrennen und Sintern**

Im Verlauf der Temperaturerhöhung im Sinterofen zerfallen zunächst die organischen Bestandteile und Lösungsmittel und verbrennen. Die Temperatur liegt zwischen 280 - 600 °C (abhängig vom Material), die Dauer sollte eine Stunde nicht unterschreiten, der Temperaturanstieg beträgt 1 - 5 °C/min. Zum Abtransport der ausgasenden Bestandteile muss die Brennkammer ständig mit Frischluft gespült werden. Beim Ausbrennen von LTCC-Keramiken müssen 99.95% der organischen Bestandteile ausgetrieben werden. Die Sinterprofile sind auf optimale Kristallisation der Glasphase abgestimmt. Ab einer Temperatur von 550 - 780 °C erweichen die Glasbestandteile. Es erfolgt eine Verdichtung des Substrats durch das Versintern der Glaspartikel. Die Spitztemperatur liegt bei 850 - 875 °C. Die Plateauzeit beträgt 20 Minuten. Das Abkühlen wird unter kontrollierten Bedingungen ausgeführt. Im Laufe des Ausbrennens/Sinterns schrumpfen die Tapes bis zu 10% in x - y -Richtung und bis zu 10,8% in z -Richtung (Substratdicke). Das LTCC- Laminat wird während des Sinterns auf einem Haltersubstrat positioniert, um glatte Substratoberfläche zu erhalten und unter einer Deckplatte angeblasen, um den direkten Kontakt der Umluft auf die Oberfläche des LTCC-Laminats zu verhindern und dadurch eine Wölbungen des Substrates zu vermeiden [63].

Die Abbildung 2-2 zeigt ein ungesintertes und ein gesintertes LTCC-Substrat in Originalgröße. Der Sinterprozess ändert die Farbe des Keramikmaterials und führt zu einer Schrumpfung von ca. 10-11%. Die Abbildung 2-3 zeigt eine Antennengruppe als Detailaufnahme, wie sie bei der Kontrolle der äußeren Metallisierungslage unter dem optischen Profilometer sichtbar wird.

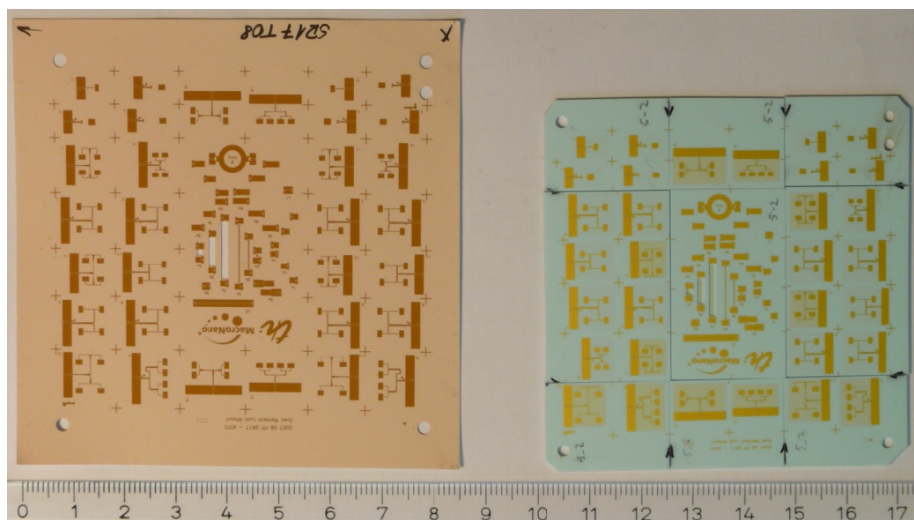


Abbildung 2-2: Foto eines LTCC-Substrates eines hergestellten Antennentestfelds (links: ungesintertes Modul, rechts: gesintertes Modul).

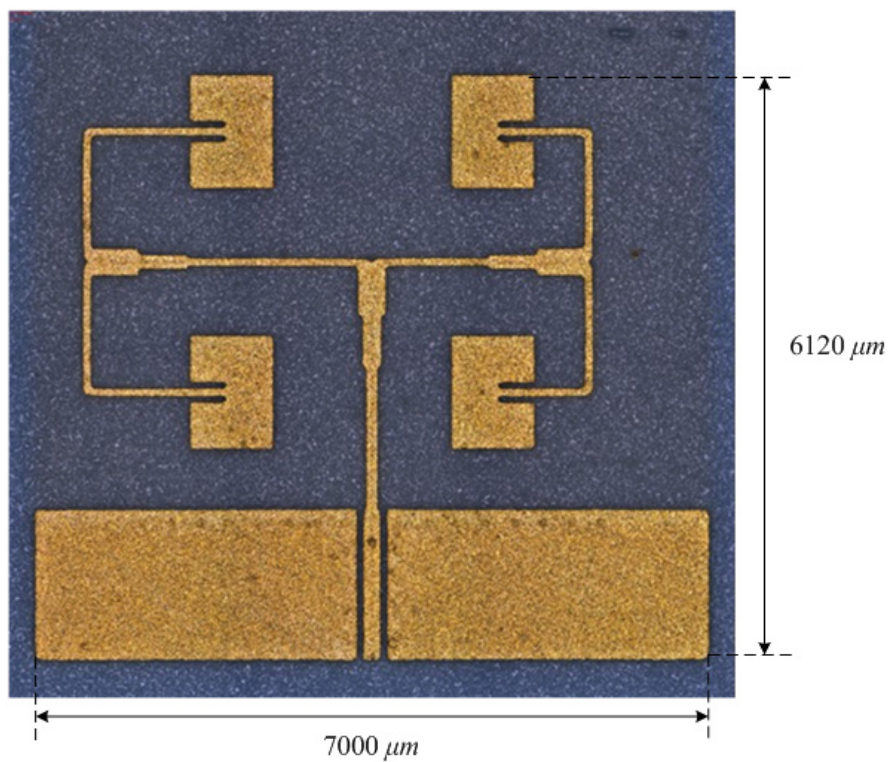


Abbildung 2-3: Profilometeraufnahme einer Antennengruppe.

3. Entwurf und Simulation von LTCC Leitungsstrukturen und Speisernetzwerken für 60 GHz

3.1. Numerische Feldsimulation

3.1.1. Das Entwurfsverfahren

Der Entwurf der hybridintegrierten Antennen wurde nach der Bottom-Up Entwurfsmethodik durchgeführt. Die Abbildung 3-1 zeigt ein schematisches Ablaufdiagramm dieser Arbeit.

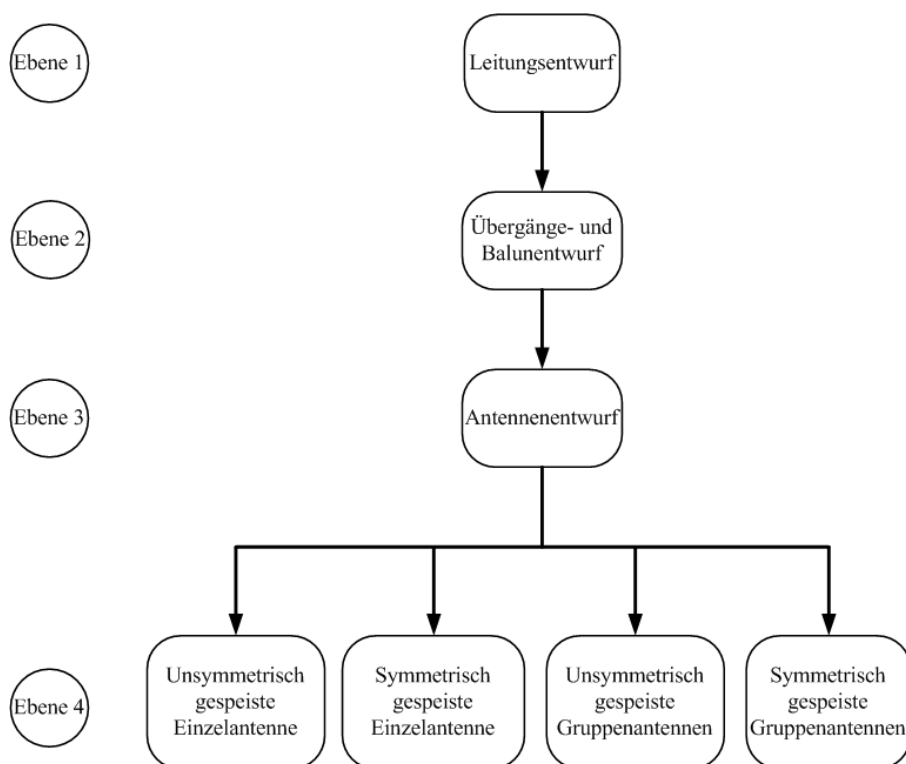


Abbildung 3-1: Ablaufdiagramm der Antennenentwürfe dieser Arbeit.

Die Entwicklungsschritte werden im Folgenden beschrieben und lassen sich den einzelnen Positionen im Ablaufdiagramm zuordnen. Zunächst wurden die Schaltungsbestandteile auf der Ebene der einzelnen homogenen Leitung simuliert. Hierbei wurden Untersuchungen hinsichtlich der Substratparameter (Substratdicke h , Dielektrizitätszahl ϵ_r und dielektrische Verluste $\tan\delta$), der Parameter der planaren Übertragungsleitungen (Leiterbreite, Schlitzbreite) und der angeregten Moden an den speisenden Ports der Koplanarleitungen und der koplanaren Zweidrahtleitungen unternommen. Danach erfolgte die Simulation auf der Ebene der Übergänge und Baluns. Hierbei wurden detaillierte Untersuchungen der Substrateigenschaften und

der Parameter der planaren Übertragungsleitungen durchgeführt. Insbesondere betraf dies die Durchkontaktierungen zwischen den Massen der Koplanarleitung und der Massefläche der Mikrostreifenleitung bei den Leitungsübergängen sowie zwischen dem Kurzschluss und den Massen der Koplanarleitung des Baluns.

Nach der Optimierung der planaren Übertragungsleitungen, der Übergänge und des Baluns wurden Einzelpatchantennen mit differentieller sowie mit unsymmetrischer Speisung betrachtet. Anschließend wurden die Einzelpatchantennen mit Übergängen für unsymmetrische Speisung und mit Baluns zur Koplanarleitungskontaktierung bei differentieller Antennenspeisung entworfen, hergestellt und gemessen. Um den angestrebten Gewinn von mehr als 10 *dBi* zu erreichen, wurden im Anschluss Antennengruppen in der gleichen Verfahrensweise wie die Einzelpatchantennen entwickelt.

Die Simulationen und ihre Ergebnisse werden in dem nächsten Abschnitt ausführlich dargelegt.

3.1.2. Die Simulationswerkzeuge

Verschiedene Ansätze existieren, um die Felder von Millimeterwellenschaltungen theoretisch zu beschreiben und numerisch zu berechnen. Sie lassen sich in Frequenzbereichsverfahren und Zeitbereichsverfahren klassifizieren [101]. In dieser Arbeit wurden beide Simulationsverfahren angewendet, wobei die Verfügbarkeit geeigneter Simulationswerkzeuge und die jeweils verfügbaren Programmpakete über die verwendete Rechenmethode entschieden haben. Wenn die Resonanzfrequenz nicht bekannt ist und die Streuparameter in einem großen Frequenzbereich als Funktion der Frequenz gesucht sind, wurde das Zeitbereichsverfahren des Programms Microwave Studio der Firma CST verwendet. Alternativ wurde, wenn die Resonanzfrequenz bekannt war und das Verhalten der entworfenen Struktur bei dieser Frequenz gesucht war, das Frequenzbereichsverfahren mit dem Programmpaket HFSS der Firma Ansoft verwendet. Beide Programme wurden zur numerischen Berechnung und Optimierung der in dieser Arbeit entworfenen Antennen verwendet.

3.1.3. Finite-Elemente-Methode (FEM)

Die sehr gute Anpassungsfähigkeit an beliebige Geometrien und der geringe Bedarf an Arbeitsspeicher haben die Finite-Elemente-Methode (FEM) zu einer weit verbreiteten numerischen Methode in vielen Bereichen des Ingenieurwesens gemacht. Heute ist die Finite-Elemente-Methode das am meisten benutzte Verfahren, um komplizierte technische Probleme

me, deren geschlossene mathematische Lösung unter Berücksichtigung der aktuellen Randbedingungen nicht möglich ist, mit Hilfe des Computers über eine Diskretisierung zu lösen [69]. Der Grundgedanke der Finite-Elemente-Methode besteht darin, ein komplexes Problem dadurch zu lösen, indem das Gesamtproblem in eine endliche Anzahl einfacher zu beschreibender Teilprobleme zerlegt wird. Die Finite-Elemente-Methode wird für Hochfrequenzprobleme im Frequenzbereich formuliert und damit für die elektromagnetische Simulation rasch veränderlicher Felder angewendet. Sie kombiniert flexibel definierbare Materialeigenschaften für die Modellierung beliebiger Geometrien und inhomogener Strukturen verschiedenster Aufbauten. Das Programm Ansoft HFSS setzt diese Methode ein, um das dreidimensionale elektromagnetische Feld innerhalb einer Struktur zu berechnen und damit nach Integration der Felder die entsprechenden S -Parameter zu bestimmen [89 - 90]. Das geometrische Modell wird dabei automatisch in viele nicht uniforme Tetraeder geteilt, wobei jeder einzelne Tetraeder im Allgemeinen aus vier unterschiedlich langen Pyramidenseiten gebildet wird. Der Wert eines Vektorfeldes (wie das H -Feld oder das E -Feld, Abbildung 3-2) im Inneren jedes Tetraeders wird aus den Werten an den Eckpunkten des Tetraeders interpoliert. An jedem Eckpunkt speichert das Programm die Feldkomponenten, die zu den drei Kanten des Tetraeders tangential sind. Zusätzlich werden die Vektorfeldkomponenten bestimmt, die tangential zu einer Oberfläche und normal zur Kante stehen, am Mittelpunkt der vorgewählten Kanten. Das Feld innerhalb jedes Tetraeders wird von diesen Knotenwerten interpoliert. Durch die beschriebene Darstellung der Feldquantitäten kann das System die Maxwell'schen Gleichungen zu Matrixgleichungen umwandeln, die mit traditionellen numerischen Methoden gelöst werden [70].

3.1.4. Finite-Integral-Methode im Zeitbereich

Das Programmpaket Microwave Studio (MWS) basiert auf der Finite-Integration-Methode (FI), einer direkten Übertragung der Maxwell'schen Gleichungen in eine diskrete Raumformulierung ohne Vereinfachungen oder Geltungseinschränkungen. Die Finite-Integrations-Methode wird dadurch zu einem allgemeinen Ansatz, der auf rein elektromagnetische Vorgänge ebenso wie auf weitere durch partielle Differentialgleichungen beschriebene physikalische Phänomene anwendbar ist. Die grundlegende Basis des Finite-Integrations-Ansatzes bleibt immer die explizite Zeitbereichsberechnung der Felder [94].

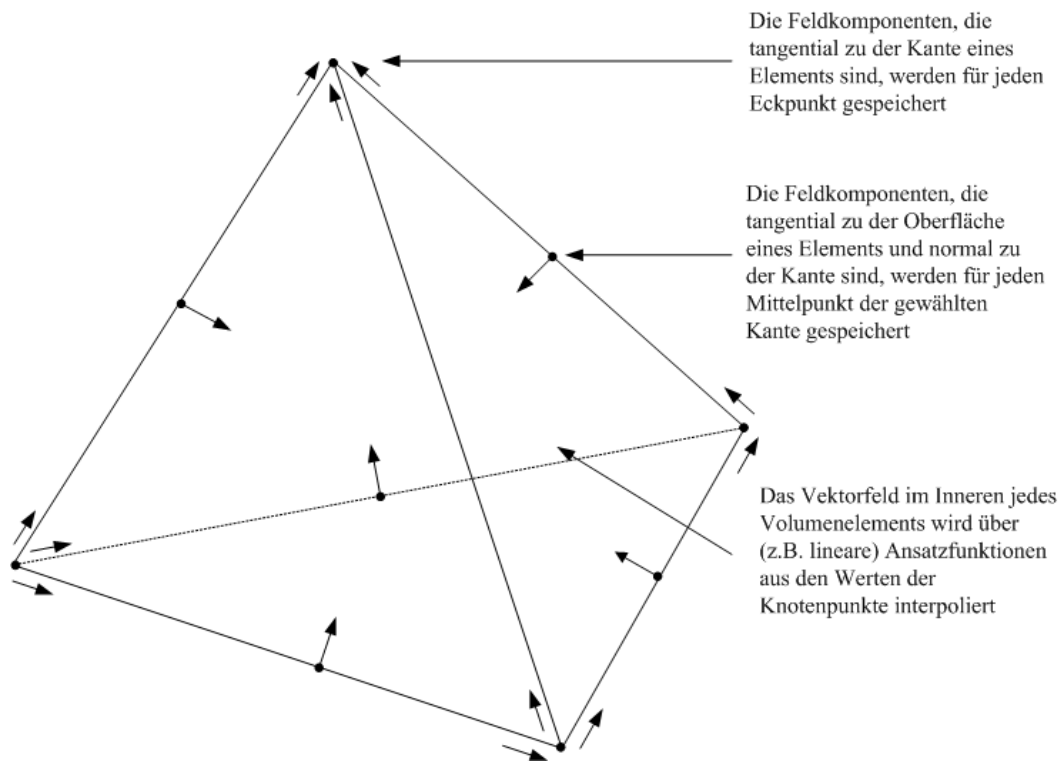


Abbildung 3-2: Feldkomponentenverteilung auf einem Diskretisierungselement.

3.2. Planare Übertragungsleitungen

Hochfrequente Signale übertragende Leitungen transportieren Energie in Form elektromagnetischer Wellen über eine örtliche Distanz. Eine an den Eingang einer Leitung angelegte Wechselspannung bewirkt einen Strom in der Leitung. Die Strom- und Spannungswellen bauen elektromagnetische Felder in der Leitung auf. Um die elektromagnetischen Vorgänge einfach zu beschreiben, können die räumlich ausgedehnten elektromagnetischen Felder näherungsweise durch konzentrierte Bauelemente angenähert werden. Die gespeicherte Energie in diesen Feldern kann mit Induktivität L und Kapazität C pro Längeneinheit beschrieben werden. Wegen der Verlustmechanismen muss im Ersatzschaltbild der Serieninduktivität L ein Serienwiderstand R und für die Parallelkapazität C ein Paralleleitwert G hinzugefügt werden. Abbildung 3-3 zeigt das resultierende Ersatzschaltbild eines infinitesimal kurzen Leitungsstücks Δz [51], [71], [77 - 78].

Aus dem Ersatzschaltbild und den Wellengleichungen ergibt sich die charakteristische Impedanz Z_0 :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}} \quad 3-1$$

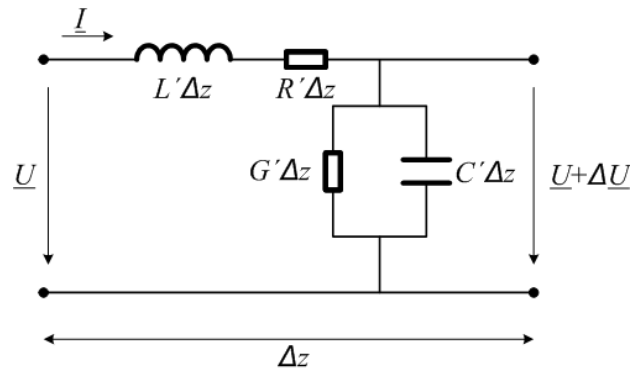


Abbildung 3-3: Ersatzschaltbild einer Übertragungsleitung.

Die Ausbreitungskonstante γ ist gegeben durch:

$$\gamma = \sqrt{(R' + j\omega L')(G' + j\omega C')} \quad 3-2$$

Dieses Ersatzschaltbild ist eine geeignete Ersatzanordnung für alle nachfolgend erwähnten Übertragungsleitungen.

3.2.1. Mikrostreifenleitung

Eine Mikrostreifenleitung ist eine Mikrowellenleitung, die aus einem verlustarmen dielektrischen Substratmaterial mit einer leitenden Schicht auf der Unterseite des Substrates und einem leitenden Streifen auf der Oberseite des Substrates besteht. Die Mikrostreifenleitung wird aufgrund des einfachen Aufbaus sehr häufig verwendet. Praktisch vorteilhaft ist auch die damit verbundene Miniaturisierung. In ihren Verlauf lassen sich einfach aktive und passive Bauelemente integrieren [78]. Nachteilig sind die Abstrahlungsprobleme der seitlich offenen Struktur und ihre relativ hohen Verluste, weil die Querabmessungen normalerweise klein sind. Dieser Nachteil ist aber von geringerer Bedeutung, da Mikrostreifenleitungen nicht für die Übertragung von Signalen über große Distanzen eingesetzt werden, sondern nur für die Realisierung von Schaltungsfunktionen in kompakten Baugruppen (z.B. Verstärkern, Transceivern). Die Abbildung 3-4 zeigt den Querschnitt einer Mikrostreifenleitung mit den elektrischen und magnetischen Feldlinien. Die Ausbreitungsform der Leitungswellen entspricht in guter Näherung einer *TEM*-Welle. Diese Welle breitet sich hauptsächlich im dielektrischen Substrat aus, wobei die elektrischen und magnetischen Felder der Welle zum großen Teil in der Querschnittebene des Substrats liegen. Ein Teil des Felds befindet sich in Luft ($\epsilon_r=1$, höhere Ausbreitungsgeschwindigkeit), der andere Teil im Dielektrikum

($\epsilon_r > 1$, niedrigere Ausbreitungsgeschwindigkeit). Dies führt dazu, dass die Welle der Mikrostreifenleitung keine reine *TEM*-Welle (transversale elektromagnetische Welle) ist. Die Mikrostreifenwelle weist eine gewisse Dispersion auf, d.h. ihre Phasenkonstante β ist nicht einfach proportional zu ω , und auch der Wellenwiderstand ist leicht frequenzabhängig. Daher wird die Welle auch Quasi-*TEM*-Welle genannt [71].

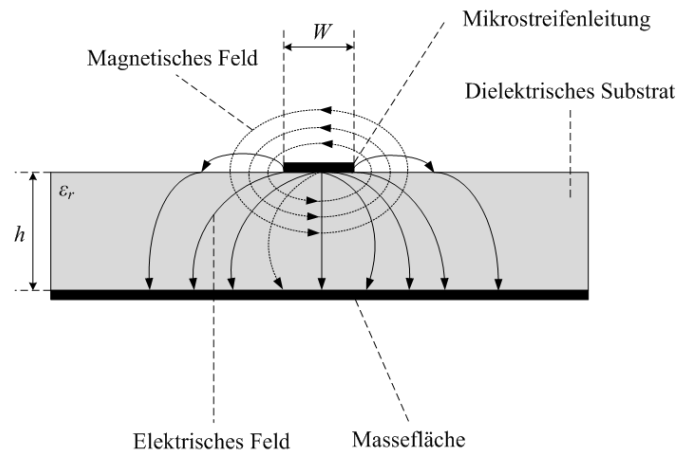


Abbildung 3-4: Querschnitt einer MS mit den elektrischen und magnetischen Feldlinien.

Der Wellenwiderstand Z_0 der Mikrostreifenleitung ergibt sich nach [78] anhand der folgenden Gleichung:

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln \left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right) & W/h \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} \left[\frac{W}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{W}{h} + 1,444 \right) \right]} & W/h \geq 1 \end{cases} \quad 3-3$$

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12h}{W}}} \quad 3-4$$

ϵ_e Effektive Dielektrizitätskonstante

W Mikrostreifenbreite

h Substratdicke

Günstig wirkt sich bei Streifenleitungssubstraten ein relativ hoher Wert von ϵ_r aus, der das Gesamtfeld stärker im Inneren des Dielektrikums konzentriert. Neben dieser Forderung muss $\tan \delta$ auch klein genug sein, um die dielektrischen Verluste vernachlässigen zu können. Für Leistungsanwendungen muss die Wärmeleitfähigkeit des Substrats groß sein, um Wärme-

verluste in der Leiterbahn abführen zu können [72]. Um diese Anforderungen zu erfüllen, wurde in dieser Arbeit das speziell für Hochfrequenzanwendungen entwickelten DP-943 Substrats von DuPont eingesetzt, das eine Dielektrizitätszahl (ϵ_r) von 7,53 und einen Verlustfaktor ($\tan \delta$) von 0,0035 bei 60 GHz hat [47].

Für den Entwurf der Mikrostreifenleitung stand das Entwicklungs- und Simulationsprogramm „Advanced Design System“ (ADS) der Firma Agilent in der Version 2006A zur Verfügung.

Mit dem Programmmodul LineCalc lassen sich ausgehend von den Substrateigenschaften und der Arbeitsfrequenz sowohl der Wellenwiderstand und die elektrische Länge bei gegebener Leitungsgeometrie (Länge und Breite) berechnen, als auch Leitungsgeometrien bei vorgegebenem Wellenwiderstand und vorgegebener elektrischer Länge synthetisieren.

Die so berechnete Mikrostreifenleitungsbreite beträgt bei einer Arbeitsfrequenz von 60 GHz für eine charakteristische Impedanz von 50Ω und für ein Dielektrikum aus einer einzelnen LTCC-Schicht, die nach dem Brennprozess eine Dicke von $h = 110 \mu\text{m}$ hat, $W = 130 \mu\text{m}$.

Unter den selben Bedingungen wächst dieser Wert auf $300/500 \mu\text{m}$ für zwei/drei LTCC-Schichten, die eine resultierende ausgebrannte Dicke von $220/330 \mu\text{m}$ haben. Diese große Breite kann praktische Probleme bei der Realisierung der Mikrostreifenleitung verursachen, insbesondere beim Speisen einer Patchantenne bei hohen Frequenzen, weil die Verbindungsfläche zwischen dem strahlenden Patch und der Mikrostreifenleitung sehr groß wird.

Bei einer konventionellen Mikrostreifenleitung (kein metallischer Deckel und keine metallischen Wände) breitet sich nur ein erdunsymmetrischer Mode aus (single ended).

Da die Kontaktierung für die messtechnische Charakterisierung nur über koplanare Tastspitzen möglich ist, wurden keine direkten Messungen für die Mikrostreifenleitungen durchgeführt. Die Mikrostreifenleitungen wurden nur durch Simulationen mit HFSS bzw. mit Microwave Studio optimiert. Die Simulation lieferte gute Ergebnisse. Der Reflexionsfaktor (S_{11}/S_{22}) betrug -38 bis -43 dB und der Transmissionsfaktor (S_{21}/S_{12}) betrug $-0,56$ bis $-0,67 \text{ dB}$ im Frequenzbereich von 55 bis 65 GHz für eine Leitungslänge von 10 mm.

Die simulierten S -Parameter als Funktion der Frequenz f für die Mikrostreifenleitung zeigt Abbildung 3-5.

3.2.2. Koplanarleitung

Neben der Mikrostreifenleitung ist die Koplanarleitung die am häufigsten verwendete planare Übertragungsleitung in integrierten Schaltungen. Die Koplanarleitung (Coplanar Waveguide, CPW) wurde 1969 von C.P. WEN vorgeschlagen [73]. Bei dieser Leitungsform ist der Wellenwiderstand nicht von der Substratdicke abhängig und sie kommt ohne Metallisierung

auf der Substratunterseite aus. Koplanarleitungen ermöglichen die im Millimeterwellenbereich erforderliche Miniaturisierung des Leitungsquerschnitts bei gleichbleibender Höhe des Substrates. Die Koplanarleitung besteht aus drei nicht galvanisch miteinander verbundenen Leitern, die zusammen ein sogenanntes Dreileitersystem bilden. Die drei Leiter liegen nebeneinander in konstantem Abstand (Schlitzbreite S). Die Schlitzbreite und die Breite des Innenleiters W bestimmen den Wellenwiderstand der Koplanarleitung (siehe Abbildung 3-6).

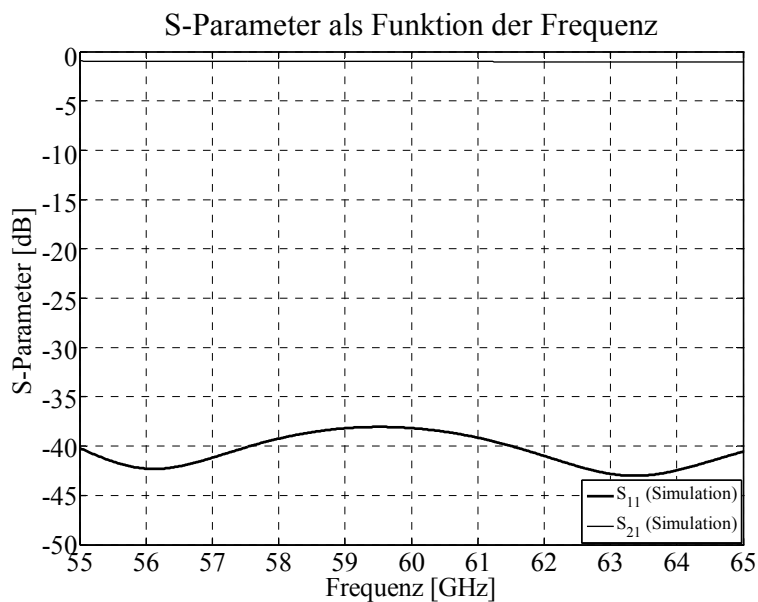


Abbildung 3-5: Simulierte S -Parameter als Funktion der Frequenz f für die MS ($W=130 \mu\text{m}$, $h=110 \mu\text{m}$, $l=10.000 \mu\text{m}$, $Z_0=50 \Omega$, $\epsilon_r=7,53$ und $\tan \delta=0,0035$).

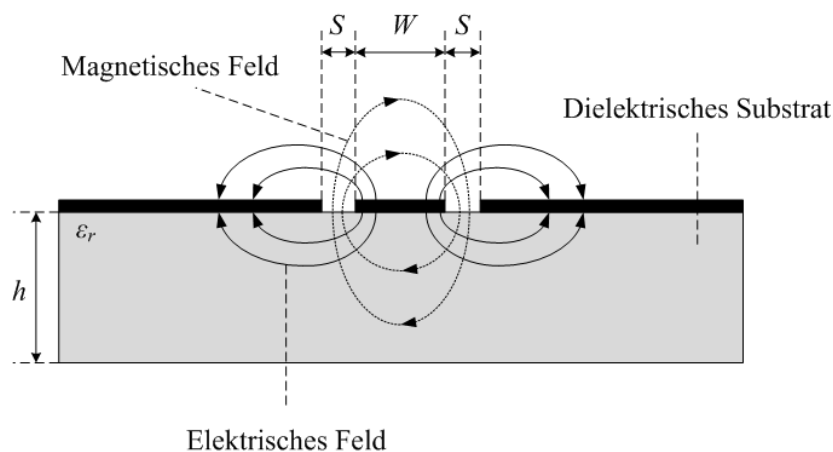


Abbildung 3-6: Querschnitt einer CPW mit den elektrischen und magnetischen Feldlinien.

Die zwei äußeren Leiter bilden die Masse der Koplanarleitung und der Leiter in der Mitte führt das Signal. Die Welle in der Koplanarleitung (CPW) ist wie bei der Mikrostreifenleitung eine Quasi- TEM -Welle. In der Koplanarleitung ohne Brücken zwischen den Masseleitern

kann sich neben dem gewünschten Gleichtaktmode (CPW-Mode) auch ein unerwünschter parasitärer Gegentaktmode (Schlitzleitungsmode) in den beiden Schlitzleitungen ausbreiten. Die Abbildung 3-7 verdeutlicht das elektrische Feld dieser beiden Moden.

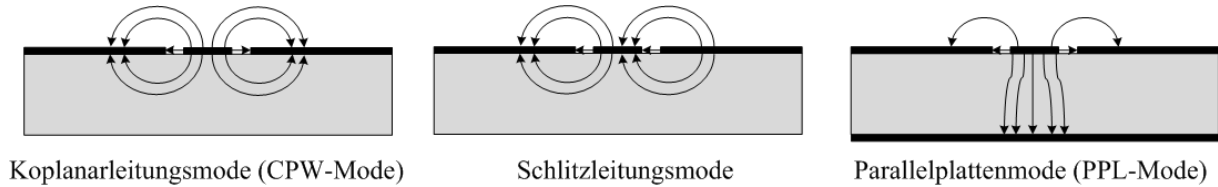


Abbildung 3-7: Querschnitt einer CPW mit elektrischen Feldlinien verschiedener Moden.

Der unerwünschte parasitäre Mode entsteht, wenn die beiden Masseflächen nicht auf gleichem Potential sind. Dieser muss für eine effiziente praktische Nutzung unterdrückt werden, die dadurch gelingt, dass eine leitende Verbindung zwischen den beiden Massemetallisierungen der Kopplanarleitung hergestellt wird, z.B. in Form einer Luftbrücke. Ein elektrisch kurzer Brückenkontakt sorgt für einen Potentialausgleich [73] und stellt einen Kurzschluss, d.h. einen stark reflektierenden Abschluss für den unerwünschten Mode dar. Außerdem kann die Anregung des unerwünschten Modes an Diskontinuitäten (z.B. an Leitungsknicke und Verzweigungen) unterdrückt werden [91], [93].

In der Praxis liegt das Substrat in der Regel auf einem metallischen Träger auf. Während der Messung liegt das Substrat ebenfalls auf einer metallischen Unterlage. Damit muss die Kopplanarleitung als Struktur mit Rückseitenmetallisierung (engl. conductor backed coplanar waveguide, CBCPW) betrachtet werden. Diese Rückseitenmetallisierung bietet nicht nur die mechanische Auflage für das Substrat, sondern wirkt auch als Kühlkörper für Schaltungen mit aktiven Bauelementen [74]. Bei einer Kopplanarleitung mit Rückseitenmetallisierung kann sich außer den oben genannten Moden noch ein weiterer unerwünschter parasitärer Mode ausbreiten. Dieser Mode ist eine Quasi-*TEM*-Mode und wird als Parallelplatten-Leitungsmode (PPL), Mikrostreifen- oder Substratmode bezeichnet. Abbildung 3-7 veranschaulicht den Feldverlauf der PPL-Mode.

Die Ausbreitung einer Parallelplattenwelle bedeutet eine Abweichen von der gewünschten Energieführung (Streuverlust, Leakage power). Dies kann unerwünschtes Übersprechen (Crosstalk) verursachen. Diese Eigenschaft macht die Kopplanarleitung mit Rückseitenmetallisierung (CBCPW) zu einer eher schlecht geeigneten Wellenleitungsstruktur [84]. Eine zuverlässige Nutzung setzt eine Minderung der potentiellen Leistungsverluste voraus.

Die unerwünschte parasitäre PPL-Mode kann mit verschiedenen Ansätzen eliminiert werden, z. B. mit Durchkontaktierungen [23], durch Verbinden der Massen der Kopplanarleitung mit

der Rückseitenmetallisierung mittels metallischer Wände [92], durch zusätzliche dielektrische Substratschicht mit abweichender Dielektrizitätskonstante unter oder über der Koplanarleitung [86] und durch Ausbilden von Photonic Bandgap-Strukturen [85].

Für die in dieser Arbeit vorgestellten Entwürfe wurde stets die Koplanarleitung mit Rückseitenmetallisierung verwendet. Das hat den Vorteil, dass bei allen Messungen mit dem on-wafer-Messplatz und dem Netzwerkanalysator auch beim Auflegen auf die metallische Messunterlage (Chuck) ein definierter Wellenwiderstand bestehen bleibt. Die maximale Gesamsubstratdicke h von 550 bzw. 880 μm (abhängig von der LTCC-Schichtenanzahl fünf oder acht) ist stets kleiner als die Hälfte der Wellenlänge im Medium λ_g ($\lambda_g = 1825 \mu\text{m}$). Dadurch wird eine Vielzahl weiterer Moden unterdrückt.

Zur Unterdrückung des Schlitzleitungsmoden und des Parallelplatten-Leitungsmoden wurden Durchkontaktierungen entweder zwischen beiden Masseflächen der Koplanarleitung und der Rückseitenmetallisierung, oder als vergrabene Brücken direkt zwischen den beiden Masseflächen der Koplanarleitung verwendet.

Die zu wählende Breite des koplanaren Signalleiters mit Rückseitenmetallisierung ändert sich für einen bestimmten Wellenwiderstand und konstante Spaltbreite allerdings schon bei geringen Substratdickenänderungen deutlich. Dieser Einfluss nimmt mit zunehmender Substratdicke deutlich ab und wird nahezu vernachlässigbar ab einer Substratdicke von 550 μm . Dieser Wert entspricht fünf LTCC-Schichten des verwendeten Materials, weswegen die Koplanarleitungen mindestens aus fünf Lagen aufgebaut wurden.

Die Geometrie der Koplanarleitung wurde mit LineCalc berechnet. Bei einer Arbeitsfrequenz von 60 GHz und mit einer charakteristischen Impedanz von 50 Ω betrug die Breite der inneren Leiter der Koplanarleitung $W = 175\text{-}180 \mu\text{m}$ in Abhängigkeit von der LTCC-Lagenzahl, wobei der Schlitz zwischen dem inneren Leiter und den Masseflächen der Koplanarleitung einheitlich $S = 60 \mu\text{m}$ gewählt wurde.

Die simulierten und die gemessenen S -Parameter als Funktion der Frequenz f für eine Koplanarleitung sind in Abbildung 3-8 dargestellt. Man erkennt qualitative Übereinstimmung zwischen Simulation und Messung in Bezug auf die Reflexionsdämpfung von mindestens 20 dB und einem Transmissionsfaktor S_{21} zwischen -0,13 und -1,8 dB. Betrachtet wurde eine Leitungslänge von 10 mm. Die leichte Verschiebung des Reflexionsminimums wurde durch eine in der Simulation nicht exakt erfasste Längenänderung verursacht. Diese resultiert aus einer Verringerung der wirksamen Leitungslänge durch das Aufsetzen der Probes auf der Leitung sowie eine ungleichmäßige Schrumpfung der Gesamtlänge im Herstellungsprozess.

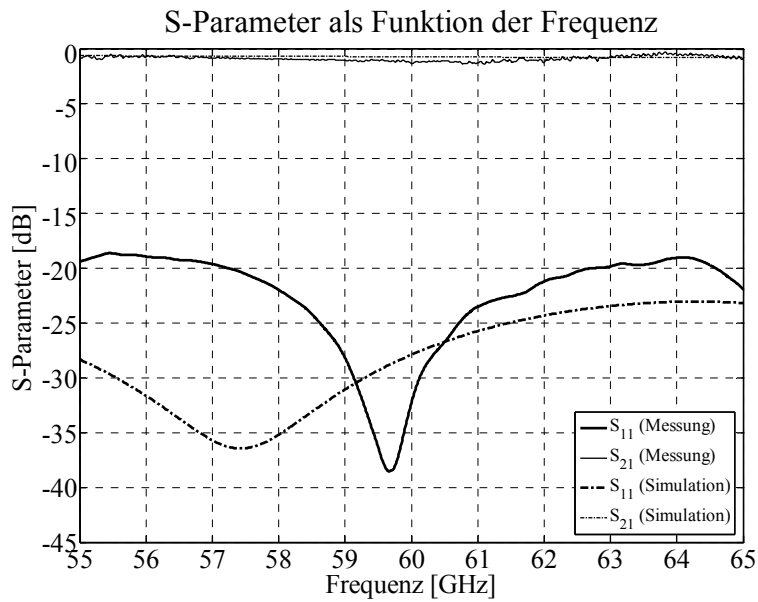


Abbildung 3-8: Typische Frequenzabhängigkeit der S -Parameter einer CPW ($W=180 \mu\text{m}$, $S=70 \mu\text{m}$, $h=550 \mu\text{m}$, $l=10.000 \mu\text{m}$, $Z_0=50 \Omega$, $\epsilon_r=7,53$ und $\tan \delta=0,0035$).

3.2.3. Die koplanare Zweidrahtleitung (CPS)

Neben den oben genannten planaren Übertragungsleitungen, die erdsymmetrisch sind, werden zunehmend erdsymmetrische Leitungen eingesetzt. Vorteile ergeben sich dadurch, dass die differentiellen Übertragungsleitungen eine höhere Leistungsausbeute und eine höhere Störsicherheit im Vergleich zu den unsymmetrischen Übertragungsleitungen haben (siehe Abschnitt 2.1) [71].

Die koplanare Zweidrahtleitung (engl. CPS „Coplanar Strip Line“) besteht aus zwei metallischen Parallelleitungen und einem dielektrischen Substrat. Die Abbildung 3-9 zeigt den Querschnitt einer CPS mit den elektrischen und magnetischen Feldlinien. Die CPS als planares Schaltelement hat ähnliche Vorteile wie die CPW, einschließlich der einfachen Ausführung von Verzweigungen und seriengeschalteten Mikrowellenkomponenten. Sie besitzen eine Impedanz, die weitestgehend unabhängig von der Substratdicke sind und haben wegen der fehlenden seitlichen Masseflächen einen kleineren Querschnitt im Vergleich zur Koplanarleitung. Die differentielle CPS ist balanciert, d.h. die Ströme in den Streifen sind gleich groß und gegenphasig.

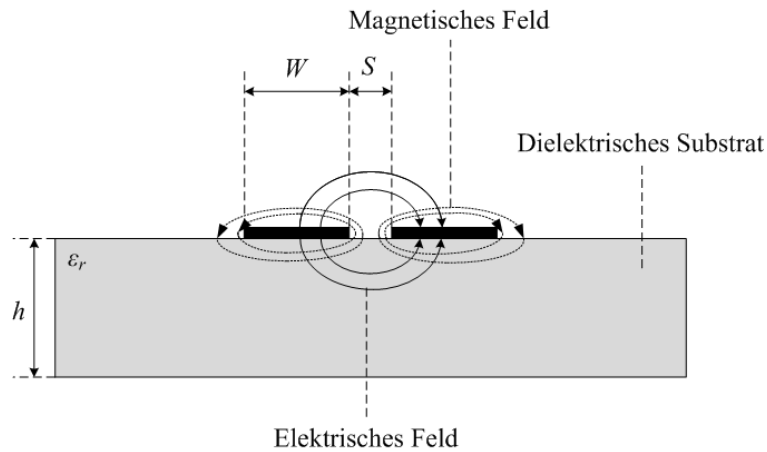


Abbildung 3-9: Querschnitt einer CPS mit elektrischen und magnetischen Feldlinien.

Ein Nachteil der differentiellen CPS liegt darin, dass in der Praxis das Leiterpaar nicht ohne eine Masse (Rückseitenmetallisierung) betrachtet werden kann. Deswegen muss die Parallelzweidrahtleitung als Dreileiteranordnung untersucht werden. In dieser Dreidrahtleitung können sich zwei verschiedene TEM-Wellen ausbreiten. Einerseits breitet sich der Mode der gewünschten symmetrischen Zweidrahtleitung aus. Dieser Mode wird als Gegentaktmode (odd-mode) bezeichnet. Andererseits kann sich ein unerwünschter Mode der unsymmetrischen Dreidrahtleitung ausbreiten. Dieser Mode wird als Gleichtaktmode (even-mode) bezeichnet. Abbildung 3-10 zeigt eine CPS mit den elektrischen Feldlinien für Gleich- und Gegentaktmoden mit dem Kapazitätsersatzschaltbild.

Wenn die Zweidrahtleitung symmetrisch ist, und C_{11} die Kapazität zwischen dem ersten Leiter und der Massefläche darstellt, C_{22} die Kapazität zwischen dem zweiten Leiter und der Massefläche darstellt und C_{12} die Koppelkapazität zwischen den beiden Leitern bezeichnet, wird die Gleich- und Gegentaktimpedanz nach [78] wie folgt berechnet:

$$C_e = C_{11} = C_{22} \quad 3-5$$

$$Z_{0e} = \sqrt{\frac{L}{C_e}} = \frac{\sqrt{LC_e}}{C_e} = \frac{1}{vC_e} \quad 3-6$$

$$C_o = C_{11} + 2C_{12} = C_{22} + 2C_{12} \quad 3-7$$

$$Z_{0o} = \frac{1}{vC_o} \quad 3-8$$

$$Z_0 = \sqrt{Z_{0e} Z_{0o}}$$

3-9

- Z_{0e} : Gleichtaktimpedanz
- Z_{0o} : Gegentaktimpedanz
- C_e : Die Kapazität jedes Leiters gegen die Massefläche
- C_o : Effektive Kapazität zwischen beiden Leitern
- v : Ausbreitungsgeschwindigkeit
- Z_0 : Wellenwiderstand

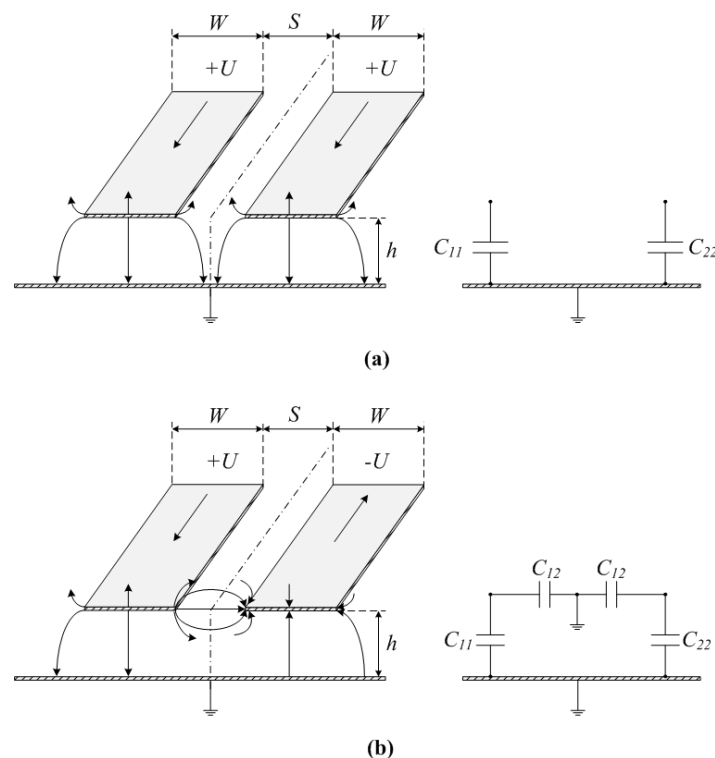


Abbildung 3-10: Querschnitt einer CPS mit elektrischen und magnetischen Feldlinien
 (a) Gleichtaktmode (even-mode), (b) Gegentaktmode (odd-mode).

An den Gleichungen 3-5 bis 3-9 sieht man, dass der Wellenwiderstand von den Kapazitäten C_{11} , C_{22} und C_{12} bestimmt wird, die von der Breite W , dem Schlitzabstand S und der Substratdicke h abhängen.

Wie bei Mikrostreifenleitung konnten an der CPS wegen fehlender Kontaktierungsmöglichkeiten über koplanare Tastspitzen keine direkten Messungen durchgeführt werden. Die CPS wurde nur über Simulationen optimiert, die sehr gute Ergebnisse lieferte. Der Reflexionsfaktor (S_{11}/S_{22}) betrug -26 bis -41 dB und der Transmissionsfaktor (S_{21}/S_{12}) lag bei -0,77 bis -1,3 dB im Frequenzbereich von 55 bis 65 GHz für eine Leitungslänge von 10 mm. Die

simulierten S -Parameter als Funktion der Frequenz f für die CPS werden in der Abbildung 3-11 gezeigt.

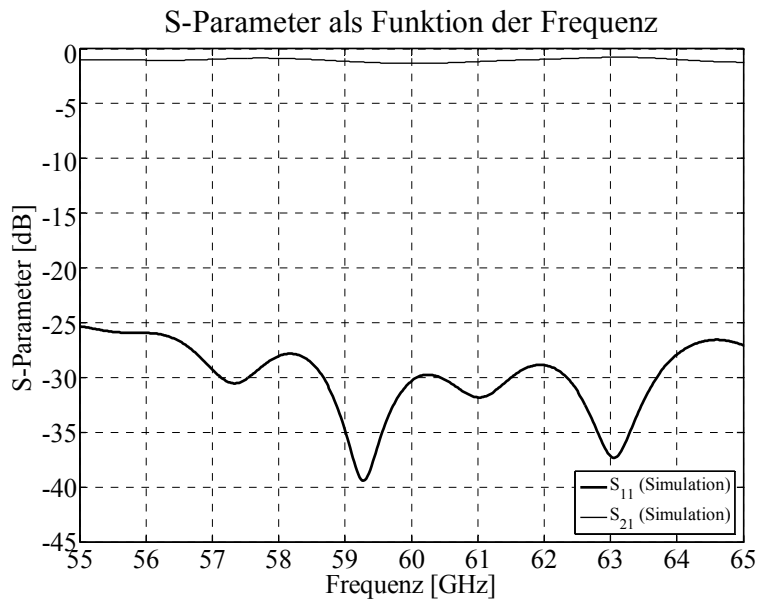


Abbildung 3-11: S -Parameter als Funktion der Frequenz f für die CPS ($W=110 \mu\text{m}$, $S=85 \mu\text{m}$, $h=550 \mu\text{m}$, $l=10.000 \mu\text{m}$, $Z_0=100 \Omega$, $\epsilon_r=7,53$ und $\tan \delta=0,0035$).

3.3. Leitungsübergänge

Um die Eigenschaften der unsymmetrisch gespeisten Patchantennen messtechnisch untersuchen zu können, ist ein Übergang von Koplanarleitung (CPW) auf Mikrostreifenleitung (MS) notwendig.

Die Koplanarleitung und die Mikrostreifenleitung werden jeweils mit ihren Leitungersatzschaltbildern dargestellt. Die Verbindung zwischen beiden Leitungstypen wird mit einer Induktivität modelliert und in Abbildung 3-12 als Übergang mit zugehörigem Ersatzschaltbild dargestellt.

Der Übergang von CPW-auf-MS soll selektiv nur den richtigen Mode mit möglichst geringer Reflexion durchlassen. Deswegen darf einerseits nur der Koplanarleitungsmodus in der Koplanarleitung ausbreitungsfähig sein und unerwünschte Moden müssen unterdrückt werden. Dies wurde mittels Durchkontaktierungen zwischen den Massen der Koplanarleitung und der Rückseitenmetallisierung, die in Abbildung 3-13 als Durchkontaktierung 1 bezeichnet wurden, erreicht (siehe Abschnitt 3.2). Andererseits müssen beide Leitungstypen aneinander angepasst werden, d.h. dass entweder der Wellenwiderstand der Mikrostreifenleitung und der Wellenwiderstand der Koplanarleitung gleich sein müssen, oder die Widerstände müssen mittels $\lambda/4$ -Transformator aneinander angepasst werden. Der $\lambda/4$ -Transformator beeinflusst

die Bandbreite, weil er bei einer Frequenz (f_0) angepasst ist. Die Rückseitenmetallisierung wird als Massefläche der Gesamtstruktur betrachtet. Die mit 2 bezeichneten Durchkontaktierungen sorgen für eine Verbindung zwischen Masse der Koplanarleitung und Massefläche der Mikrostreifenleitung (Rückseitenmetallisierung).

Da bei konstant gehaltenem Wellenwiderstand von 50Ω die Mikrostreifenleitungsbreite stark mit zunehmender Substratdicke variieren würde, ist eine Massefläche für die Mikrostreifenleitung zusätzlich zur Rückseitenmetallisierung der Koplanarleitung aufgebaut worden. Die LTCC-Technologie als dreidimensionale Verbindungstechnik lässt mehrere Masseflächen für verschiedene Leitungsformen zu, und erlaubt es, Durchkontaktierungen einfach zu realisieren.

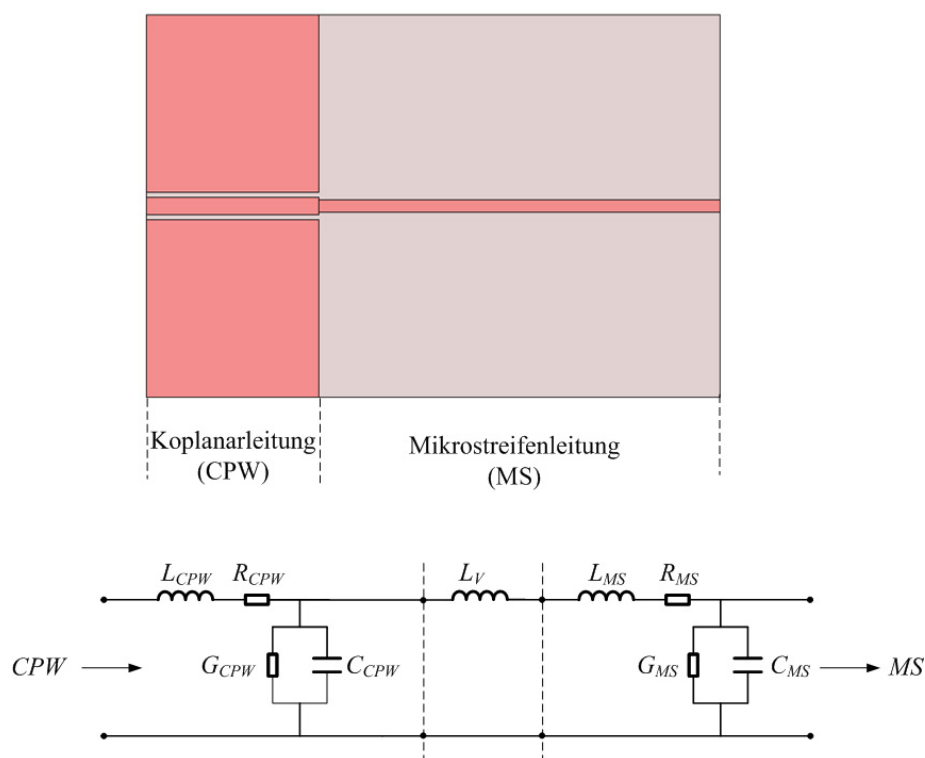


Abbildung 3-12: Ein Übergang von Koplanarleitung (CPW) auf Mikrostreifenleitung (MS) mit zugehörigem Ersatzschaltbild.

Wie in vorigen Abschnitten schon erwähnt wurde, ist ein koplanarer Antastport notwendig, um die Strukturen messen zu können. Aus diesem Grund sind an davon abweichenden Leitungsgeometrien auf beiden Kontaktierungsseiten Übergänge zu Koplanarleitungen vorhanden. Die entstehende spiegelsymmetrische Struktur wird als back-to-back Anordnung bezeichnet (Abbildung 3-13).

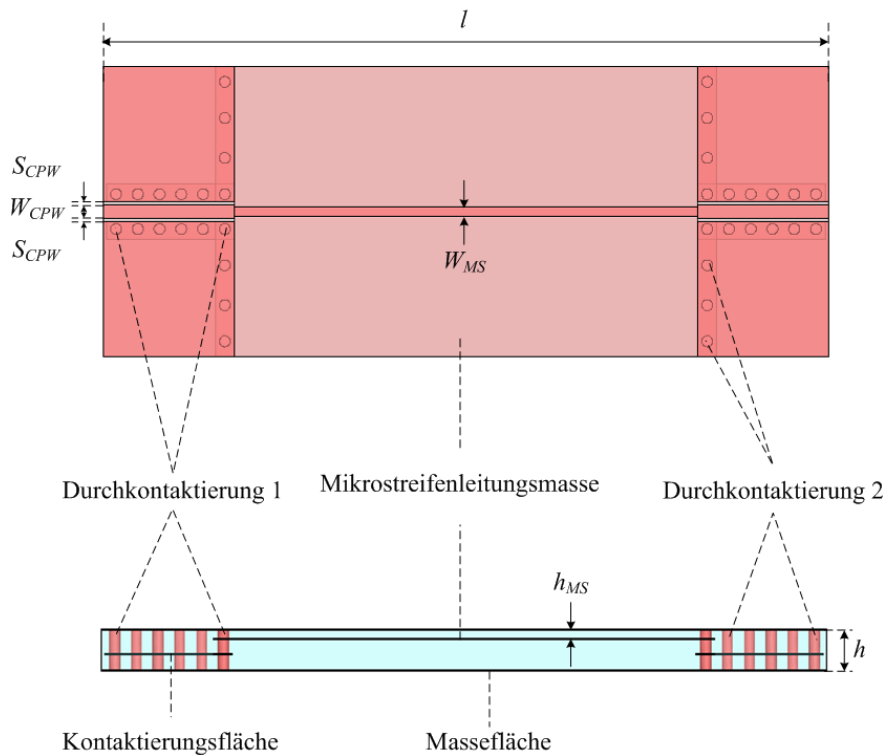


Abbildung 3-13: Draufsicht und Querschnitt des entworfenen und gemessenen Übergangs in back-to-back Anordnung.

Abbildung 3-14 zeigt die simulierten und die gemessenen Streuparameter als Funktion der Frequenz für den in Abbildung 3-13 dargestellten Übergang. Im Vergleich zu einem simulierten Reflexionsfaktor (S_{11}) zwischen -14 und -36 dB ergibt sich ein gemessener Reflexionsfaktor S_{11} von -15 bis -26 dB. Der Transmissionsfaktor (S_{21}) belief sich auf $-0,59$ bis $-1,1$ dB in der Simulation und auf $-0,3$ bis $-1,4$ dB in der Messung. Der qualitative Verlauf der Simulations- und Messergebnisse ist identisch zu dem für die Koplanarleitung (Abbildung 3-8) erhaltenen, das heißt, die Fehlanpassung und der Transmissionsfaktor werden korrekt modelliert und unvermeidbare Längenabweichungen verschieben die Frequenzachse geringfügig.

3.4. Symmetrierglieder

Die Patchantennen werden überwiegend unsymmetrisch gespeist (siehe Abschnitt 4.2). Um die Vorteile des direkten Anschließens der Patchantennen an differentielle Schaltungseingänge und -ausgänge nutzen zu können, ist es erforderlich diese Antenne mit differentieller Speisung zu betrachten (siehe Abschnitt 2.2). Wie im vorherigen Abschnitt ist ein Übergang (Symmetrierglied) von Koplanarleitung (CPW) auf koplanare Zweidrahtleitung (CPS)

notwendig, um die Eigenschaften der differentiell gespeisten Patchantennen messtechnisch untersuchen zu können.

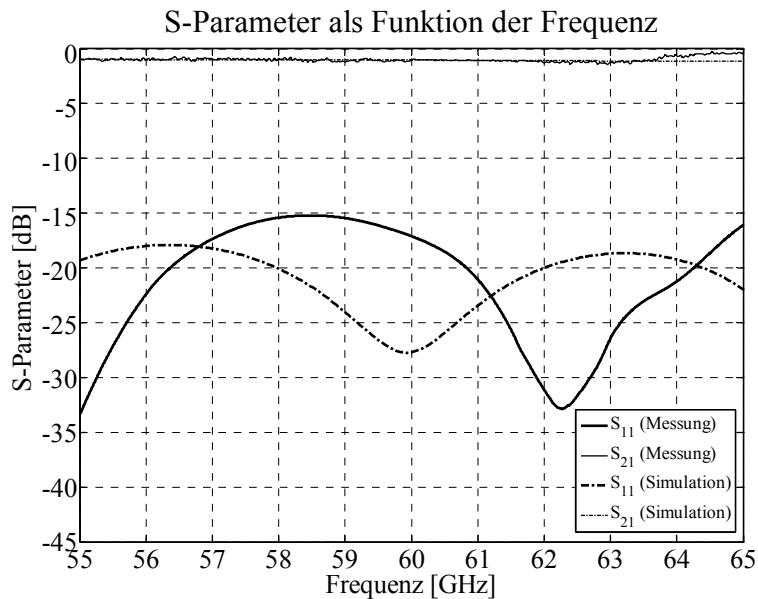


Abbildung 3-14: S-Parameter als Funktion der Frequenz f für einen Übergang von CPW-auf-MS ($W_{CPW}=180 \mu\text{m}$, $S_{CPW}=60 \mu\text{m}$, $h_{MS}=110 \mu\text{m}$, $h=550 \mu\text{m}$, $l=10.000 \mu\text{m}$, $Z_0=50 \Omega$, $\epsilon_r=7,53$ und $\tan \delta=0,0035$).

Die Speisung einer symmetrischen Antenne mit einer unsymmetrischen Leitung führt zu einer inkorrekten Anregung der Antenne, auch wenn die Eingangsimpedanz der Antenne mit dem Wellenwiderstand der Leitung übereinstimmt. Ein typisches Beispiel in der Antennentechnik ist das Anschließen eines Koaxialkabels, das eine Impedanz von $Z_E=75 \Omega$ hat, an einen Halbwelldipol, der eine Impedanz von $Z_0=73 \Omega$ hat. Die Reflexionen sind größer als man mit der Gleichung 4-24 vorausberechnet. Dies ergibt sich wegen des Übergangs zwischen symmetrischer und unsymmetrischer Leitung. Die Dipolantenne ist symmetrisch aufgebaut, während das Koaxialkabel einen signalführenden Mittelleiter und einen auf Erdpotential liegenden Mantel hat und damit unsymmetrisch ist. Das Feld und die Potentialverteilungen in dem Koaxialkabel und an den Anschlussklemmen der Dipolleitung sind sehr unterschiedlich. Jede reale Dipolantenne hat durch Streufelder Kopplungen gegen auf Erdpotential liegende Körper (z.B. den Antennenmast). Dadurch können bei unsymmetrischer Anregung Ströme (in Abbildung 3-15 mit I_3 bezeichnet) direkt vom Dipolarm, der mit dem Mittelleiter verbunden ist, gegen Masse fließen, wodurch es zum als „Mantelstrom“ bekannten Effekt kommt. Diese Ströme in den Leitern des Koaxialkabels sind nicht mehr gleich groß und werden erst durch Ströme in den Masseverbindungen kompensiert. Deswegen muss für die Anpassung des

unsymmetrischen Koaxialkabels an die symmetrische Antenne ein Balun eingebunden werden.

In der Abbildung 3-15-a sind die Ströme im Koaxialkabel veranschaulicht. Die ausgeglichenen Ströme I_1 und I_2 fließen innerhalb des Koaxialkabels und der unerwünschte Strom I_3 fließt auf der Außenseite des Koaxialkabels. Dieser Strom veranlasst die Arme der Antenne, unausgeglichen zu strahlen und führt ebenso wie Strahlung des Mantels der Speiseleitung zur Verzerrung der Richtcharakteristik der Antenne [79]. Wie in der Abbildung 3-15-b gezeigt ist, wird der Strom I_3 durch die Impedanz Z_M zwischen der Außenseite des Koaxialkabels und der Masse bestimmt. Wenn die Impedanz Z_M durch zusätzliche Schaltelemente sehr groß eingestellt wird, so kann der unerwünschte Strom I_3 deutlich reduziert werden. Nach diesem Ansatz wurden die nachfolgenden Übergänge zwischen differentiell und unsymmetrisch zu speisenden Strukturen entworfen.

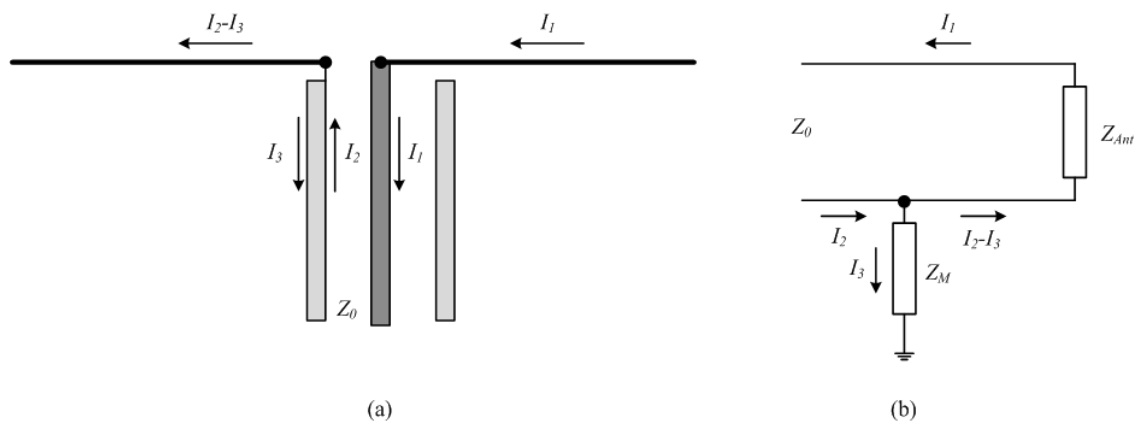


Abbildung 3-15: Eine koaxialkabelgespeiste Dipolantenne mit ihrem Ersatzschaltbild.

Die Vergrößerung der Impedanz Z_M wird mittels eines Baluns erreicht, der unterschiedlich ausgeführt sein kann. Abbildung 3-16-a zeigt einen $\lambda/4$ -Koaxialkabel-Balun, für den als koplanare Realisierung eine Struktur nach Abbildung 3-16-b von R. E. Dabrecht vorgeschlagen wurde [80].

Beim Koplanarbalun wird der Kurzschluss zwischen den Leitern 1 und 3 an dem symmetrischen Ende über einen $\lambda/4$ -Transformator in einen Leerlauf in Richtung des unsymmetrischen Endes transformiert. Das zwingt alle Ströme zwischen den Leitern 1 und 2 zu fließen. Ohne das Einfügen von Leiter 3, würde die Energie im rechten Schlitz stärker abgestrahlt werden. Der Kurzschluss zwischen Leitungen 2 und 3 transportiert die Ströme aus dem rechten Schlitz in den weitergeführten linken Schlitz. Zusätzlich zu der Modentransformation kann mit diesem Balun zusätzlich eine Impedanztransformation vorgenommen werden. Die Energie

wird zwischen den Leitungen 1 und 2 weitergeführt und die charakteristische Impedanz zwischen diesen Leitern kann über das Prinzip eines $\lambda/4$ -Transformators zur Impedanztransformation benutzt werden.

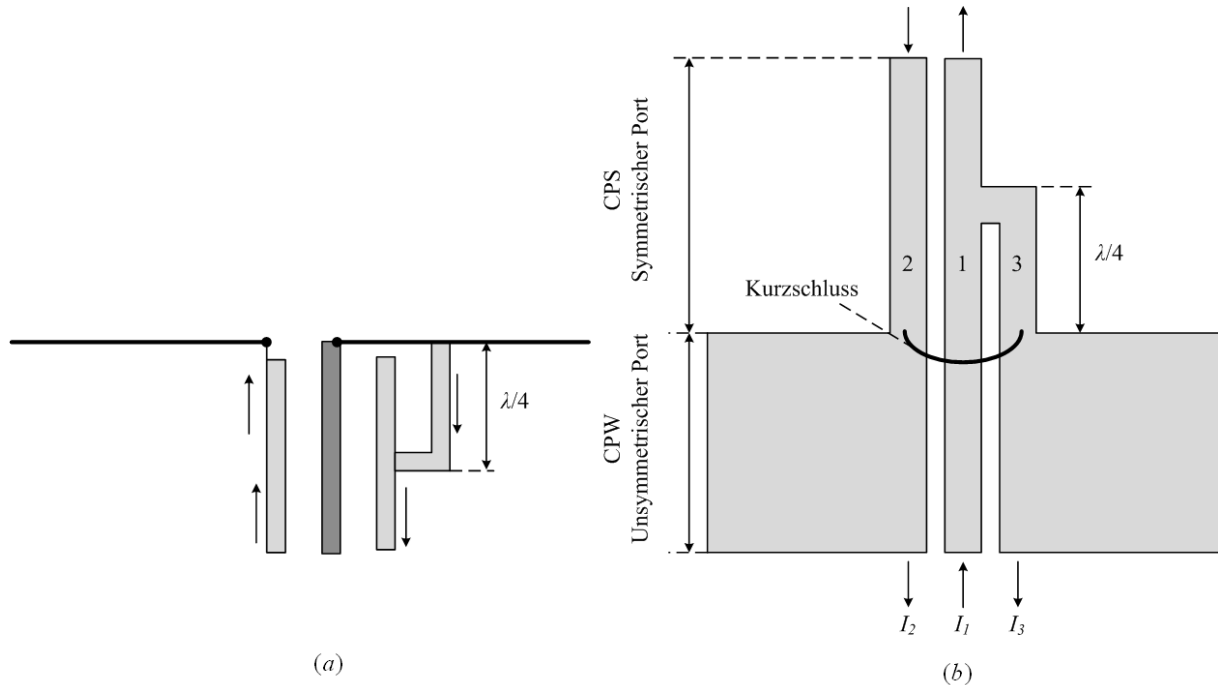


Abbildung 3-16: $\lambda/4$ -Koaxialkabel-Balun (a) und Dabrecht-Koplanarbalun (b).

Als Modifikation kann beim Koplanarbalun die kurzschliessende $\lambda/4$ -Leitung durch einen $\lambda/4$ -Schlitz ersetzt werden. Die Abbildung 3-17-a zeigt einen solchen Aufbau [22 - 23]. Abbildung 3-17-b zeigt einen Breitbandbalun, der einen Radialschlitz verwendet. Dieser Balun arbeitet besonders breitbandig (z.B. im Frequenzbereich zwischen 1.6 und 7.0 GHz) [81]. Der Radialschlitz arbeitet als breitbandiger Leerlauf, der das elektrische Feld hauptsächlich zwischen die zwei Leitungen der CPS zwingt. Die Brückendrahtleitung stellt sicher, dass das Potential auf den zwei Massen der Koplanarleitung gleich ist [82].

Der in dieser Arbeit für die Symmetrierung eingesetzte Balun wird in der Abbildung 3-18 dargestellt. Im Gegensatz zu den in der Literatur gefundenen Schaltungen [22 - 23], [80 - 82] wird der Balun mit einer Radialstichleitung aufgebaut [11]. Die Radialstichleitung ermöglicht einen definierten Abschluss des nicht weitergeführten Schlitzes der speisenden Koplanarleitung. Sie bildet einen virtuellen Kurzschluss zwischen der CPW und der Rückseitenmetallisierung der CPS, und liefert dadurch eine größere Bandbreite. Der Winkel und die Länge der Radialstichleitung wurden durch numerische Simulationen bei der Resonanzfrequenz optimiert.

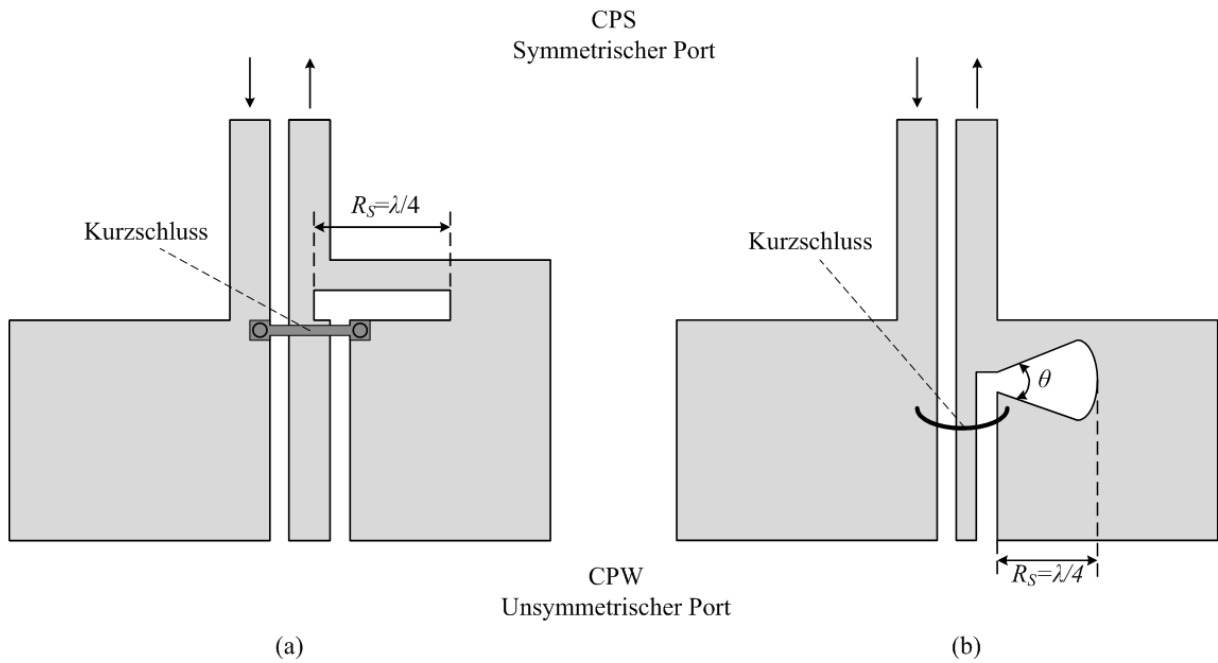


Abbildung 3-17: Koplanarbalun mit $\lambda/4$ - Schlitz (a) und Koplanarbalun mit $\lambda/4$ - Radialschlitz (b).

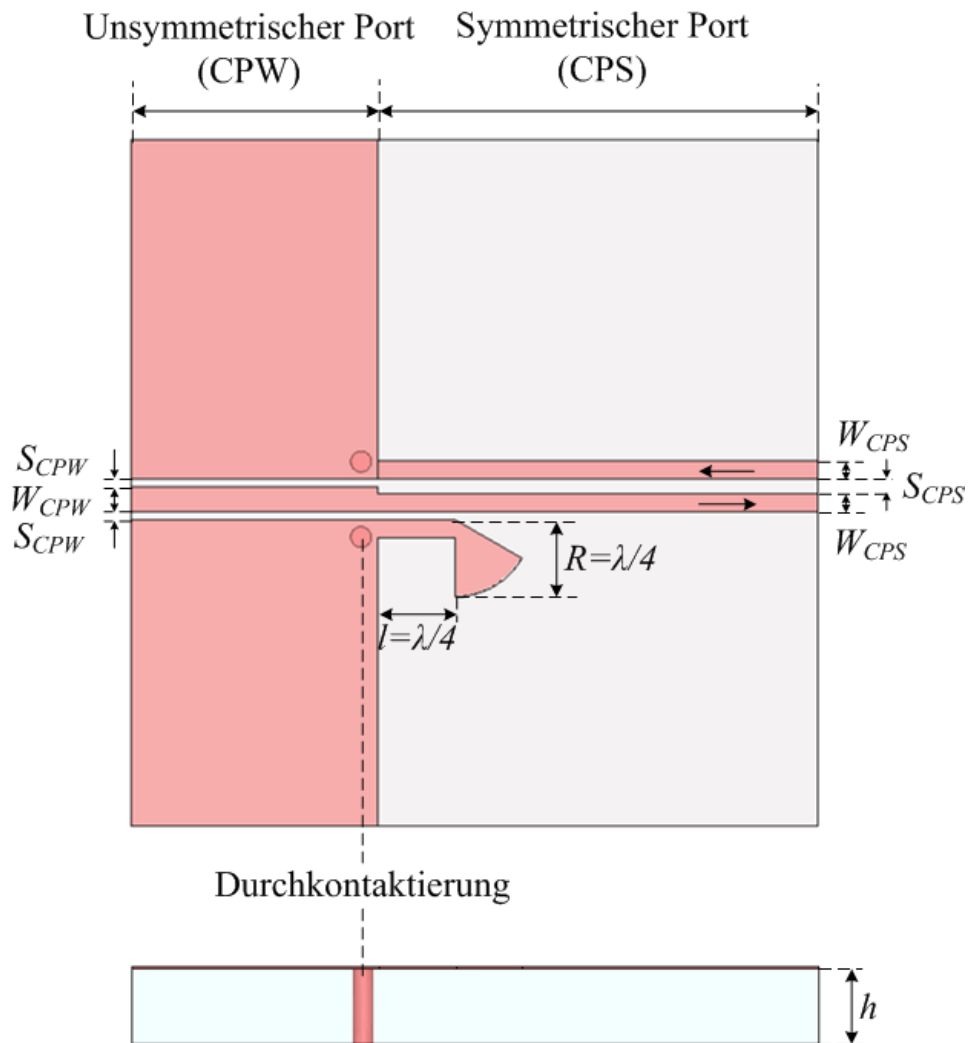


Abbildung 3-18: Draufsicht und Querschnitt des Radialstichleitungsbaluns.

Um einen Wellenwiderstand von 50Ω für den unsymmetrischen Eingang (CPW) und einen Wellenwiderstand von 100Ω für den differentiellen Ausgang (CPS) zu erreichen, wurden die Koplanarleitungs- und die koplanare Zweidrahtleitungsgeometrie mit Hilfe des Programms LineCalc berechnet und mit dem Programm Microwave Studio optimiert.

Bei der Arbeitsfrequenz 60 GHz betrug die Breite des Signalleiters der Koplanarleitung $W_{CPW} = 180 \mu\text{m}$ und die Schlitzbreite zwischen dem Signalleiter und den Massen der Koplanarleitung $S_{CPW} = 70 \mu\text{m}$. Für die CPS betrug die koplanare Leiterbreite $W_{CPS} = 140 \mu\text{m}$ mit einer Distanz zwischen den Leitern von $S_{CPS} = 110 \mu\text{m}$. Beide Leitungstypen wurden auf einem LTCC-Substrat von fünf Schichten realisiert, welches eine Gesamtdicke von $h = 550 \mu\text{m}$ hat. Abbildung 3-18 zeigt die Draufsicht und den Querschnitt des neuartigen, mit Radialstichleitung aufgebauten, Baluns.

Wie in vorigen Abschnitten erwähnt wurde, kann die Funktion des Baluns nur mit beidseitiger Koplanarleitungskontaktierung gemessen werden. Aus diesem Grund muss der Balun gespiegelt strukturiert werden, um ihn in back-to-back Anordnung messen zu können (Abbildung 3-19).

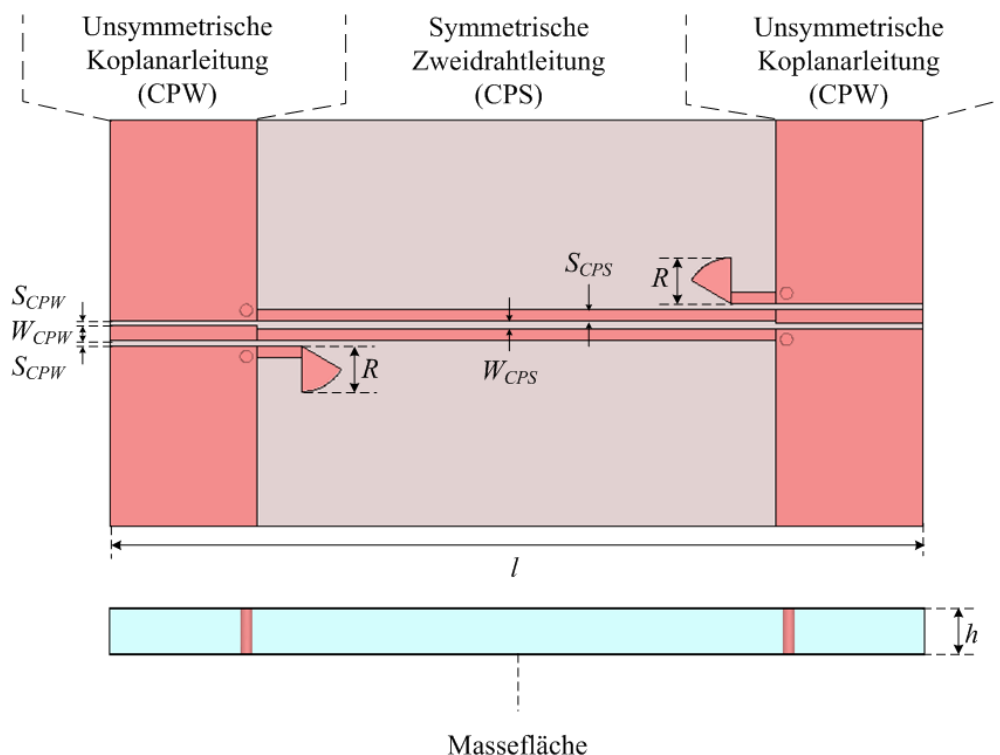


Abbildung 3-19: Draufsicht und Querschnitt des verwendeten Radialstichleitungsbaluns in back-to-back Anordnung.

Abbildung 3-20 zeigt die simulierten und die gemessenen Streuparameter als Funktion der Frequenz f für den in Abbildung 3-19 gezeigten Balun. Im Vergleich zum simulierten

Reflexionsfaktor (S_{11}) von -12 bis -33 dB belief sich der gemessene Reflexionsfaktor auf -12 bis -35 dB im Frequenzbereich von 55 bis 65 GHz. Die Messung des Transmissionsfaktors (S_{21}), der sich in der Simulation auf -1,5 bis -4,8 dB belief, ergab Werte von -1,7 bis -4,5 dB. Auch hier zeigt sich eine gute Übereinstimmung der entstehenden Reflexionsfaktoren zwischen den Werten der Simulation und Messung, allerdings ergeben fertigungsbedingte Längenänderungen Verschiebungen der Frequenzachse.

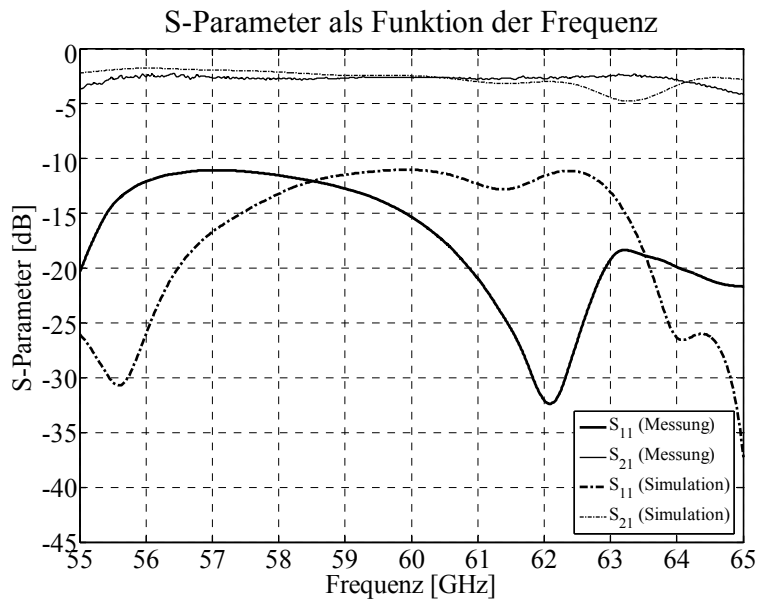


Abbildung 3-20: Simulierte und gemessene S-Parameter des Baluns nach Abbildung 3-19
 ($W_{CPW}=180 \mu\text{m}$, $S_{CPW}=70 \mu\text{m}$, $W_{CPS}=140 \mu\text{m}$, $S_{CPS}=110 \mu\text{m}$, $h=550 \mu\text{m}$, $R=570 \mu\text{m}$,
 $l=10.000 \mu\text{m}$, $Z_0=50 \Omega$, $\epsilon_r=7,53$, und $\tan \delta=0,0035$).

4. Entwurf und Simulation von hybridintegrierten Patchantennen für 60 GHz

4.1. Antennen

Die Antenne ist ein elektromagnetisches Bauelement, das man als *Wellenwandler* betrachten kann. Wenn die Antenne die Energie von im freien Raum laufenden elektromagnetischen Wellen aufnimmt, und sie in eine Leitung führt, heißt diese Antenne Empfangsantenne. Reziprok dazu, werden Antennen die leitungsgeführte elektromagnetische Wellen umformen, damit sie sich im freien Raum ausbreiten, Sendeantenne genannt [06].

Im Niederfrequenzbereich werden die Eigenschaften einer elektrischen Schaltung typisch durch Strom und Spannung in bzw. zwischen Leitern beschrieben und mit Hilfe der Kirchhoffschen Gesetze analysiert. Im Hochfrequenzbereich werden die Eigenschaften der elektrischen Schaltungen durch räumlich verteilte elektrische und magnetische Felder beschrieben und mit Hilfe der Maxwellschen Theorie analysiert. Deswegen sind die Maxwell-schen Gleichungen die Grundlage zur Berechnung elektromagnetischer Felder [05].

Der Poynting-Vektor gibt die Energie einer elektromagnetischen Welle pro Zeiteinheit, also die Leistung an, die pro Flächeneinheit in Richtung von \vec{S} durch ein betrachtetes Flächenelement strömt. Man spricht daher bei \vec{S} auch von der Energiestromdichte (Leistungsflussdichte), die sich für jeden Ort auf der umhüllenden Oberfläche aus dem Vektorprodukt von \vec{E} und \vec{H} ergibt [06 - 07].

$$\vec{S}(x, y, z, t) = \vec{E}(x, y, z, t) \times \vec{H}(x, y, z, t) \quad 4-1$$

$\vec{S}(x, y, z, t)$ Momentanwert des Poynting-Vektors [W/m^2]

$\vec{E}(x, y, z, t)$ Momentanwert der elektrischen Feldstärke [V/m]

$\vec{H}(x, y, z, t)$ Momentanwert der magnetischen Feldstärke [A/m]

Der zeitliche Mittelwert der transportierten Wirkleistungsdichte pro Flächeneinheit ist durch den Realteil gegeben [06].

$$\vec{S}_r = \frac{1}{2} \operatorname{Re}\{\underline{\vec{E}} \times \underline{\vec{H}}^*\} \quad 4-2$$

Der Faktor $\frac{1}{2}$ rührt daher, dass \vec{E} und \vec{H} Amplituden und keine Effektivwerte sind.

Bei der kugelförmigen Abstrahlung von Wirkenergie in Richtung \vec{e}_r erhalten wir einen Energietransport in radialer Richtung [06].

$$\vec{S} = \underline{S}_r \vec{e}_r = \frac{1}{2} \vec{E}_\theta \vec{H}_\varphi^* \quad 4-3$$

In den Raumbereich mit dem Flächenelement $d\vec{A} = \vec{e}_r r^2 \sin \theta d\theta d\varphi$ ist dann die abgestrahlte Leistung P_S durch eine Kugelfläche A

$$P_S = \text{Re}\left\{\iint \vec{S} \cdot d\vec{A}\right\} = \int_{\varphi=0}^{2\pi} \int_{\theta=0}^{\pi} S_r r^2 \sin \theta d\theta d\varphi \quad 4-4$$

Bei einem Kugelstrahler verteilt sich die abgestrahlte Leistung P_S im Abstand r homogen auf einer Kugelfläche $4\pi r^2$ (Siehe Abbildung 4-1.), und die Leistungsdichte S_i des isotropen Kugelstrahlers in diesem Abstand beträgt [06]:

$$|\vec{S}| = S_i = \frac{P_S}{4\pi r^2} \quad 4-5$$

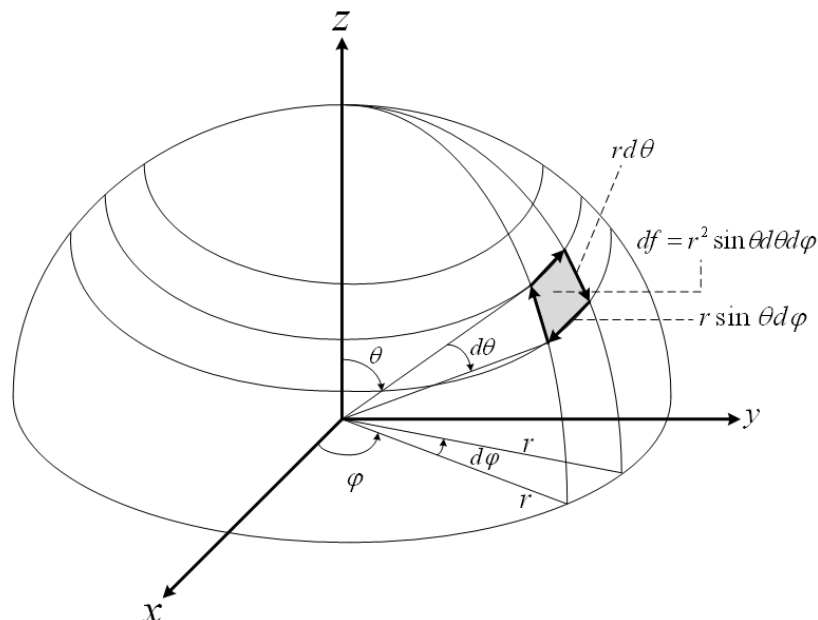


Abbildung 4-1: Kugelkoordinatensystem für die Antenne.

Die Antennen können in verschiedenen Formen aufgebaut werden, von denen die planare Form ein schlankes Profil und leichtes Gewicht sowie kleines Volumen hat, vergleichsweise

einfach mit den Leiterplatten von MMICs integriert werden kann und kostengünstig herzustellen ist. Aus diesen Gründen erscheinen planare Antennen sowohl technisch als auch ökonomisch als gut geeignete Lösung für integrierte Antennen in zukünftigen kompakten Übertragungssystemen für hohe Datenraten.

Unter den planaren Antennen bieten Patchantennen in Mikrostreifenleitungstechnik im Vergleich zu den anderen planaren Antennen zahlreiche Vorteile. Sie besitzen ein geringes Gewicht und Volumen, einen relativ hohen Antennengewinn, eine senkrecht zur Patch-Fläche gerichtete Abstrahlung und ermöglichen Linear- oder Zirkularpolarisation. Bei vielfältigen Realisierungsmöglichkeiten zeichnen sie sich durch eine einfache Erweiterbarkeit zu Antennengruppen aus, und bieten eine geeignete Bandbreite für das nachfolgend genauer betrachtete Breitband-Datenübertragungssystem. Die wichtigsten Vor- und Nachteile der Patchantennen werden in der Tabelle 4-1 zusammengefasst [03], [07], [13], [16], [19].

Tabelle 4-1: Wichtigste Vor- und Nachteile der Patchantenne.

	Vorteile	Nachteile
1	Niedriges Gewicht, kleines Volumen und flaches Profil	Geringe Bandbreite
2	Niedrige Kosten	Begrenzter Gewinn einer Einzelantenne
3	Die planare Bauform stört die Aerodynamik nicht (konforme Antennen)	Niedriger Wirkungsgrad durch unvermeidliche Verluste im Dielektrikum
4	Struktur enthält keine Hohlräume	Abstrahlung nur in eine Halbebene
5	Linear- und Zirkularpolarisation sind möglich	Schwache Polarisationsreinheit
6	Verschiedene Konstruktionsansätze ermöglichen Multifrequenzantennen	Existenz von Oberflächenwellen verfälscht unter Umständen (frequenzselektiv) das Richtdiagramm
7	Gute Kompatibilität mit MMIC (können direkt miteinander auf einem Substrat montiert werden)	Schwache Isolation zwischen dem Speiseleiter und den Strahlerelementen
8	Speiseleitung und Anpassungsnetzwerk werden gleichzeitig mit der Antenne strukturiert.	

Für viele praktische Anwendungen überwiegen die Vorteile und sorgen für eine zunehmende Verbreitung dieses Antennentyps. Zusätzlich können für einige Anwendungen, die in dieser Arbeit betrachtet werden, manche potentiellen Nachteile als Vorteile genutzt werden, wie zum Beispiel die schmale Bandbreite und die Abstrahlung in nur eine Halbebene. Viele Anstren-

gungen wurden unternommen, um die Eigenschaften der Patchantennen zu verbessern und die Nachteile zu überwinden. So wurde durch Mehrlagentechnik [03], [07] und dicke Substrate mit niedriger Permittivität die Bandbreite auf bis zu 90% erhöht [03], [21]. Verbesserte Speisetechniken [19] wurden vorgeschlagen, um eine bessere Isolation zu erreichen. Zur Unterdrückung der Oberflächenwellen kann man Substrate mit Photonic Bandgap-Strukturen oder mit Kavitäten einsetzen [03], [07], [83], [88].

4.2. Theoretische Beschreibungssätze der Patchantennen

4.2.1. Strahlungsmechanismus

Das erste Konzept des Mikrostreifenstrahlers wurde 1953 von Deschamps vorgeschlagen [03], [13], [19]. Zwei Jahre später haben Gutton und Baissinot ein Patent für die Patchantenne in Frankreich angemeldet. 1970 wurde die erste praktische Patchantenne von Howell und Munson entwickelt und hergestellt [03], [17].

Eine einfache Patchantenne besteht aus drei Elementen: 1. aus dem metallischen Strahler (das Patch), 2. dem Trägermaterial (dielektrisches Substrat) und 3. der Massefläche. Bei Anregung des Patches entsteht eine zeitlich veränderliche Ladungsverteilung. Durch die Ladungsbewegung werden Ströme an der oberen und unteren Patchoberfläche \vec{J}_0 und \vec{J}_u erzeugt (siehe Abbildung 4-2).

Wenn die Mikrostreifenbreite viel größer als die Substratdicke ($W \gg h$) ist und die Wellenlänge im Dielektrikum viel größer als die Substratdicke ($h \ll \lambda$), kann man annehmen, dass das Feld entlang der Mikrostreifenbreite konstant ist und das elektrische Feld normal zur Patchoberfläche verläuft. Die Stromdichte \vec{J}_0 erzeugt ein schwaches Magnetfeld, das tangential zur Patchantenne ist. Daher kann man die Struktur mit einem dielektrischen Resonator vergleichen. Dieser Resonator besteht aus zwei elektrischen Wänden unter- und oberhalb der Struktur und vier magnetischen Wänden an den Kanten. In diesem Resonator sind nur TM -Moden ausbreitungsfähig, wobei der TM_{100} -Mode dominant ist.

Die vier Öffnungsflächen können durch die äquivalente elektrische Stromdichte \vec{J}_S und die äquivalente magnetische Stromdichte \vec{M}_S repräsentiert werden. \vec{J}_S wird von dem tangentialen magnetischen Feld \vec{H} , und \vec{M}_S vom elektrischen Feld \vec{E} erzeugt. Weil das tangential magnetische Feld sehr schwach ist, kann \vec{J}_S vernachlässigt werden, da es nicht zur Abstrahlung beiträgt. Daraus folgt, dass nur die Stromdichte \vec{M}_S einen Beitrag zur Abstrahlung liefert.

$$\vec{M}_s = -2\vec{n} \times \vec{E} \tag{4-6}$$

Der Faktor 2 (Gleichung 4-6) folgt aus der Anwendung der Methode der Spiegelung zur Modellierung der magnetischen Wände [03], [07], [19].

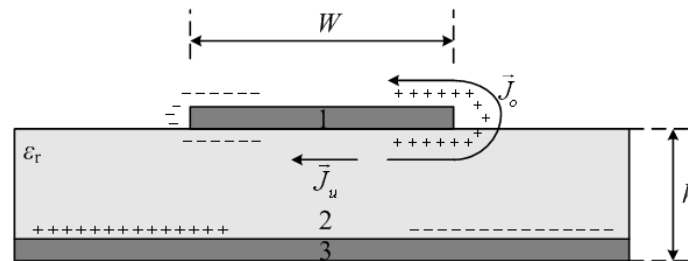


Abbildung 4-2: Ladungsverteilung und Stromdichte auf der Patchantenne.

Abbildung 4-3 verdeutlicht die für die Funktionsweise der Patchantenne entscheidende Differenzierung in strahlende und nichtstrahlende Öffnungsflächen anhand der Komponenten des elektrischen Felds.

Die Feldkomponenten in den Öffnungsflächen entlang der x -Achse sind gegenphasig und haben gleiche Amplituden und rufen im Fernfeld der Antenne eine Auslöschung dieses Anteils hervor. Diese Öffnungsflächen werden als nicht strahlende Öffnungsflächen bezeichnet. Die Feldkomponenten entlang der y -Achse sind gleichphasig und weisen gleiche Amplitude auf. Daher überlagern sie sich konstruktiv und die zwei Öffnungsflächen in y -Richtung werden strahlende Öffnungsflächen genannt. Die Öffnungsflächen sind vertikal zum Substrat und problematisch zu analysieren. Deswegen werden sie in Modellen häufig durch äquivalente planare Schlitze ersetzt [03].

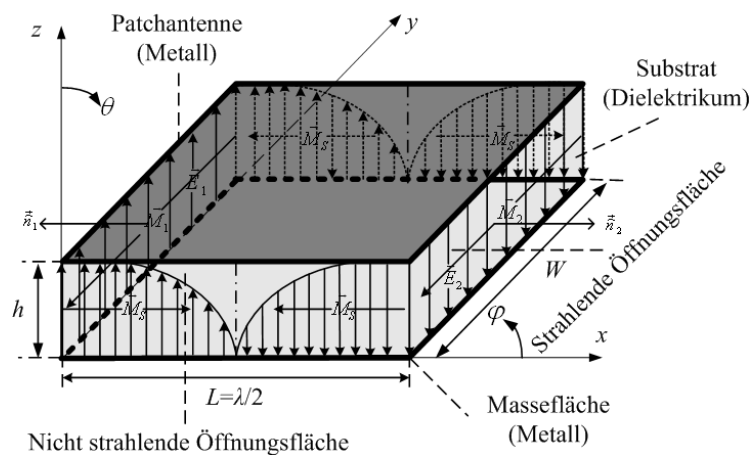


Abbildung 4-3: Die Feldverteilung in den strahlenden und nicht strahlenden Öffnungsflächen einer Patchantenne für den TM_{100} -Mode.

4.2.2. Modellierung von Patchantennen

Das Ziel der mathematischen Analyse von Patchantennen ist, das Strahlungsverhalten vorauszuberechnen. Die Analyse liefert Richtcharakteristik, Gewinn und Polarisation der Antenne sowie weitere, für den praktischen Einsatz wichtige Größen wie Nahfeldcharakteristik, Eingangsimpedanz, Bandbreite, eventuelle Verkopplungen und Wirkungsgrad. Verschiedene numerische und analytische Ansätze wurden vorgeschlagen, um die Kennwerte der Patchantennen zu ermitteln [03].

Zur Berechnung der Patchantenne gibt es drei verschiedene analytische Ansätze. Der Vorteil der analytischen Methoden besteht in der Möglichkeit eine schnelle überschlagsmäßige Dimensionierung durchführen zu können. Im Rahmen dieser Arbeit wurde dafür das nachfolgend erläuterte Übertragungsleitungsmodell verwendet. Als alternative Ansätze gibt es das dielektrische Resonatormodell (Cavity Model) und die Vollwellenanalyse (Full-Wave Analysis) [07].

Die rechteckige und die kreisförmige Patchantenne sind die meistverwendeten Patchantennen. Die Rechteckpatchantenne ist die einfachste Realisierung und erfüllt alle Anforderungen dieser Arbeit. Deswegen wurden alle Simulationen und praktischen Arbeiten mit Rechteckpatchantennen durchgeführt.

Übertragungsleitungsmodell (Transmission-Line-Model)

Das Übertragungsleitungsmodell ist das erste vorgestellte und strukturell einfachste Modell. Die Patchantenne wird durch zwei parallel abstrahlende Schlitze modelliert [03], [13], [20]. Das Übertragungsleitungsmodell bietet eine gute physikalische Einsicht in das Funktionsprinzip. Das Feld wird als konstant entlang der Patchbreite und der Substratdicke betrachtet. Deswegen eignet es sich für dünne Substrate und für Patchantennen, die mit Koaxial oder Mikrostreifenleitung gespeist werden.

Als Grundgedanke wird das Rechteckpatch als ein Teil einer Übertragungsleitung in Resonanz modelliert. Die Länge L , die Breite W und die Substratparameter des Patches bestimmen die charakteristische Impedanz Z_0 und die Ausbreitungskonstante $\gamma = \alpha + j\beta$. Für den TM_{100} Mode dieses zweidimensionalen Resonators werden die Öffnungsflächen bei $x=0$ und $x=L$ als strahlende Öffnungsflächen betrachtet, wobei das Feld in diesen Öffnungsflächen uniform ist. Sie strahlen Energie ab und werden mit einer Admittanz $Y_s = G_s + jB_s$ beschrieben [03].

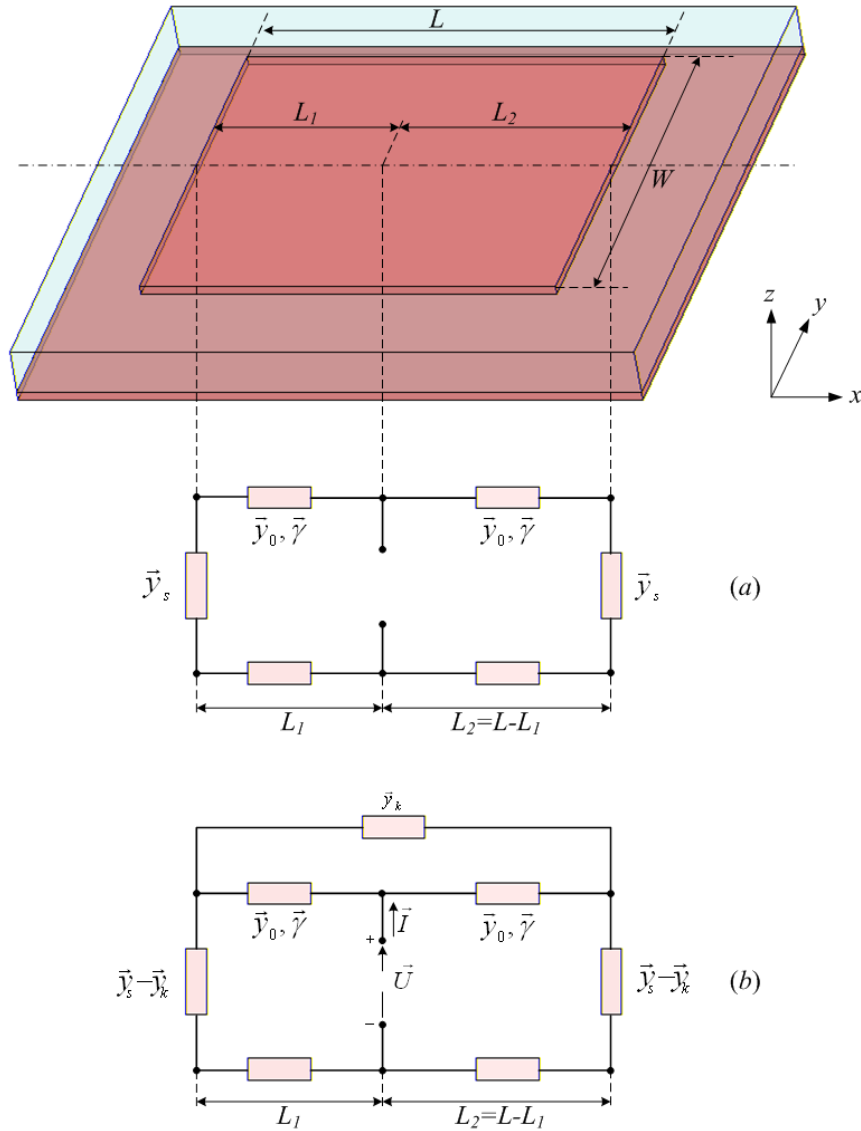


Abbildung 4-4: Ersatzschaltbild: ohne Strahlungskopplung (a) und mit Strahlungskopplung (b) [03].

Die Konduktanz G_S beschreibt die von den Öffnungsflächen abgestrahlte Energie. Die Suszeptanz B_S beschreibt die gespeicherte Energie im Feld neben den Öffnungsflächen. Der Einfluss des Felds der nicht strahlenden Öffnungsflächen ist in der Phasenkonstante β enthalten. Die Eingangsadmittanz der Antenne am Speisepunkt erhält man durch die Transformation der Admittanz über die Strecken L_1 und L_2 an den Speisepunkt. Das Ergebnis kann nach Auswertung des Ersatzschaltbilds (a) wie folgt angegeben werden [03].

$$Y_E = Y_0 \left(\frac{Y_0 + jY_S \tan(\beta L_1)}{Y_S + jY_0 \tan(\beta L_1)} + \frac{Y_0 + jY_S \tan(\beta L_2)}{Y_S + jY_0 \tan(\beta L_2)} \right) + jX_{Sp} ; L = L_1 + L_2 \quad 4-7$$

Y_0 ist die charakteristische Admittanz des Patches, das an $x = L_1$ gespeist wird, $\gamma = j\beta$ ist die Ausbreitungskonstante, X_{Sp} ist die Ersatz-Reaktanz der Störung durch die Speiseleitung. Die

Koppelkonduktanz durch Strahlungskopplung zwischen den an beiden Seiten des Patches liegenden Kanten ist gegeben durch [03].

$$G_K = \frac{1}{60\pi^2} \int_0^{2\pi} \sin^2 \left(k_0 \frac{W}{2} \cos\theta \right) \tan^2\theta \sin\theta J_0(k_0 L \sin\theta) d\theta \quad 4-8$$

Dabei ist $k_0=2\pi/\lambda$ die Wellenzahl, L die Patchlänge, W die Patchbreite und J_0 die Besselfunktion erster Art und nullter Ordnung. Mit der Näherung $\beta(L_1+L_2) \approx \pi$ vereinfacht sich 4-8 und man erhält den Resonanzwiderstand R_E als reellen Anteil der Eingangsimpedanz durch:

$$R_E = \frac{1}{2G} \left[\cos^2(\beta L_1) + \frac{G^2+B_S^2}{Y_0^2} \sin^2(\beta L_1) - \frac{B_S}{Y_0} \sin(2\beta L_1) \right] \quad 4-9$$

$$R_E \approx \frac{1}{2G} \cos^2(\beta L_1); \quad G, B_S \gg Y_0 \quad 4-10$$

$$G = G_S - G_K \quad 4-11$$

$$Y_S = G_S - G_K + jB_S \quad 4-12$$

G_S wird nach [07] durch folgende Gleichung abgeschätzt:

$$G_S = \begin{cases} \frac{1}{90} \left(\frac{W}{\lambda_0} \right)^2 & W \ll \lambda_0 \\ \frac{1}{120} \left(\frac{W}{\lambda_0} \right) & W \gg \lambda_0 \end{cases} \quad 4-13$$

Hier wurde die Koppelkonduktanz in der Admittanz Y_S berücksichtigt, die Koppelsuszeptanz B_K wurde nicht berücksichtigt, weil sie einen geringeren Einfluss auf den Eingangswiderstand hat.

4.2.3. Patchantennenparameter

Direktivität (D), Antennenwirkungsgrad (η) und Gewinn (G)

Die **Direktivität** einer Antenne ist gegeben durch:

$$\hat{D} = \frac{\text{maximale Strahlungsdichte der Antenne}}{\text{Strahlungsdichte eines Kugelstrahlers}} = 4\pi r^2 \frac{S_r(\theta, \varphi)_{\max}}{P_S} \quad 4-14$$

Für eine einzelne Öffnungsfläche einer Patchantenne erhält man näherungsweise nach Formel 4-14 mit der Näherung $k_0 h \ll 1$ nach [07]:

$$S_r(\theta, \varphi)_{max} = \frac{|V_0|^2}{2\eta_0\pi^2} \left(\frac{\pi W}{\lambda_0}\right)^2 \quad 4-15$$

$$V_0 = hE_0 \quad 4-16$$

$$P_S = \frac{|V_0|^2}{2\eta_0\pi} \int_0^\pi \left[\frac{\sin \frac{k_0 W}{2} \cos \theta}{\cos \theta} \right]^2 \sin^3 \theta \, d\theta \quad 4-17$$

$S_r(\theta, \varphi)_{max}$	Maximale Strahlungsdichte
V_0	Spannung über der Öffnungsfläche
P_S	Abgestrahlte Leistung
h	Patchdicke
η_0	Freiraumimpedanz ($\eta_0 = 120\pi \, \Omega$)
W	Patchbreite
$k_0 = 2\pi/\lambda_0$	Wellenzahl
λ_0	Freiraumwellenlänge

Näherungsweise ergibt sich die Direktivität einer Öffnungsfläche nach [07]:

$$D = \begin{cases} 3,3 = 5,2 \, dB & W \ll \lambda_0 \\ 4 \left(\frac{W}{\lambda_0}\right) & W \gg \lambda_0 \end{cases} \quad 4-18$$

Für die Direktivität einer Antennengruppe von zwei Elementen ($k_0 h \ll 1$) gilt:

$$D = \dot{D} D_{GF} \quad 4-19$$

D_{GF} ist dabei der Gruppenfaktor für die Direktivität

$$D_{GF} = \frac{2}{1+g_{12}} \approx 2; \quad g_{12} \ll 1 \quad 4-20$$

Wird die gegenseitige Konduktanz g_{12} aus einer Verkopplung der Strahlungsflächen vernachlässigt, so erhält man für die Direktivität der Patchantenne:

$$D = \begin{cases} 6,6 = 8,2 \text{ dB} & W \ll \lambda_0 \\ 8 \left(\frac{W}{\lambda_0} \right) & W \gg \lambda_0 \end{cases} \quad 4-21$$

Abbildung 4-5 zeigt die typische Richtcharakteristik einer Patchantenne in E - und H -Ebenen für jede Öffnungsfläche einzeln und für beide Öffnungsflächen zusammen [07].

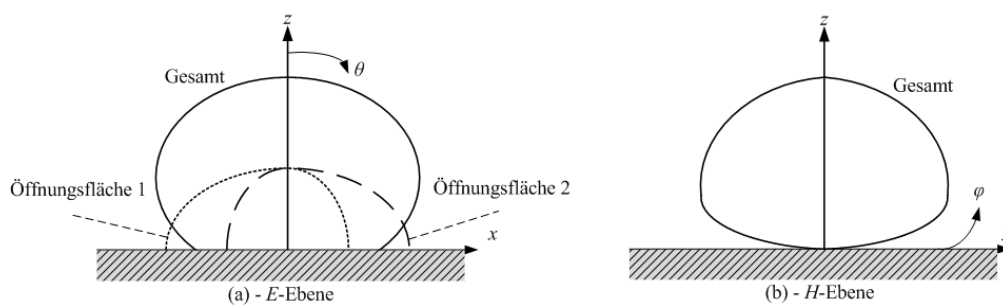


Abbildung 4-5: Richtcharakteristik für jede Öffnungsfläche der Patchantenne und insgesamt.

Der **Wirkungsgrad** η wird als das Verhältnis zwischen der abgestrahlten Leistung P_S und der Eingangsleistung P_E definiert [03].

$$\eta = \frac{P_S}{P_E} = \frac{P_S}{P_S + P_L + P_D + P_{Ob}} \quad 4-22$$

- P_S Abgestrahlte Leistung
- P_L Ohmsche Verluste in den Leitungen
- P_D Verluste im Dielektrikum
- P_{Ob} Verluste durch Oberflächenwellen

Mit Hilfe des Antennenwirkungsgrads η kann der **Gewinn** G einer Antenne aus der Direktivität D ermittelt werden.

$$G = \eta \cdot D \quad 4-23$$

Reflexionsfaktor (r)

Der Reflexionsfaktor r wird als Verhältnis der rücklaufenden zur hinlaufenden Spannung definiert, und kann durch den Eingangswiderstand der Antenne Z_E und den Wellenwiderstand der Leitung Z_0 ausgedrückt werden, wenn eine Antenne mit einer Leitung gespeist wird.

$$r = \frac{Z_E - Z_0}{Z_E + Z_0} \quad 4-24$$

Er ist ein Maß für die Fehlanpassung der Antenne, die mit einer direkten Auswirkung auf den Gewinn verbunden ist. Die Leistung, welche die Antenne nicht aufnehmen kann, steht auch für die Abstrahlung nicht zur Verfügung. Allerdings kann eine Antenne auch einen geringen Reflexionsfaktor aufweisen, ohne die entsprechende Leistung abzustrahlen. Diese wird dann in Wärme umgewandelt.

Die Bandbreite

Die Bandbreite einer Antenne kann definiert werden als der Frequenzbereich, für den die Antenne im Hinblick auf eine bestimmte Eigenschaft (z.B. Eingangsanpassung, Richtcharakteristik, Keulenbreite, Polarisation, Wirkungsgrad oder Gewinn) einen vorgegebenen Standard einhält [06 - 07]. Nach [78] wird die Bandbreite berechnet durch:

$$BW = f_u - f_o = \frac{1}{Q} \quad 4-25$$

f_o	Obere Grenzfrequenz
f_u	Untere Grenzfrequenz
Q	Güte

Die relative Bandbreite ist gegeben durch:

$$BW\% = \frac{f_o - f_u}{f_0} \times 100 \quad 4-26$$

f_0	Resonanzfrequenz
-------	------------------

Polarisation

Eine weitere Kenngröße für die Beurteilung der Strahlungseigenschaften einer Antenne bildet die Polarisation der abgestrahlten Felder.

Die Polarisation einer Welle beschreibt den räumlichen und zeitlichen Verlauf der Spitze des elektrischen Feldvektors, man unterscheidet verschiedene Polarisationsarten.

- a) Elliptische Polarisation: Der Feldstärkevektor rotiert um den Wellenvektor und ändert dabei periodisch den Betrag. Die Spitze des Feldvektors beschreibt dabei eine Ellipse.
- b) Lineare Polarisation (Vertikal- oder Horizontalpolarisation): Die lineare Polarisation stellt einen Spezialfall der elliptischen Polarisation dar. Der elektrische Feldstärkevektor zeigt an einem gewählten Ort immer in eine feste Raumrichtung und die Amplitude ändert bei Voranschreiten der Welle ihren Betrag und ihr Vorzeichen sinusförmig periodisch.
- c) Zirkulare Polarisation: Ist ein weiterer Spezialfall der elliptischen Polarisation. Der Vektor der elektrischen Feldstärke dreht sich bei Voranschreiten der Welle mit konstanter Winkelgeschwindigkeit um den Wellenvektor. Sein Betrag ändert sich dabei nicht. Daher beschreibt die Projektion der Spitze des Feldvektors auf eine zur Ausbreitungsrichtung senkrechte Ebene einen Kreis.

Für die Rechteckpatchantenne ist die Polarisation linear und entlang der Resonanzlänge des Patches ausgerichtet, wenn der Grundmode der Patchantenne verwendet wird.

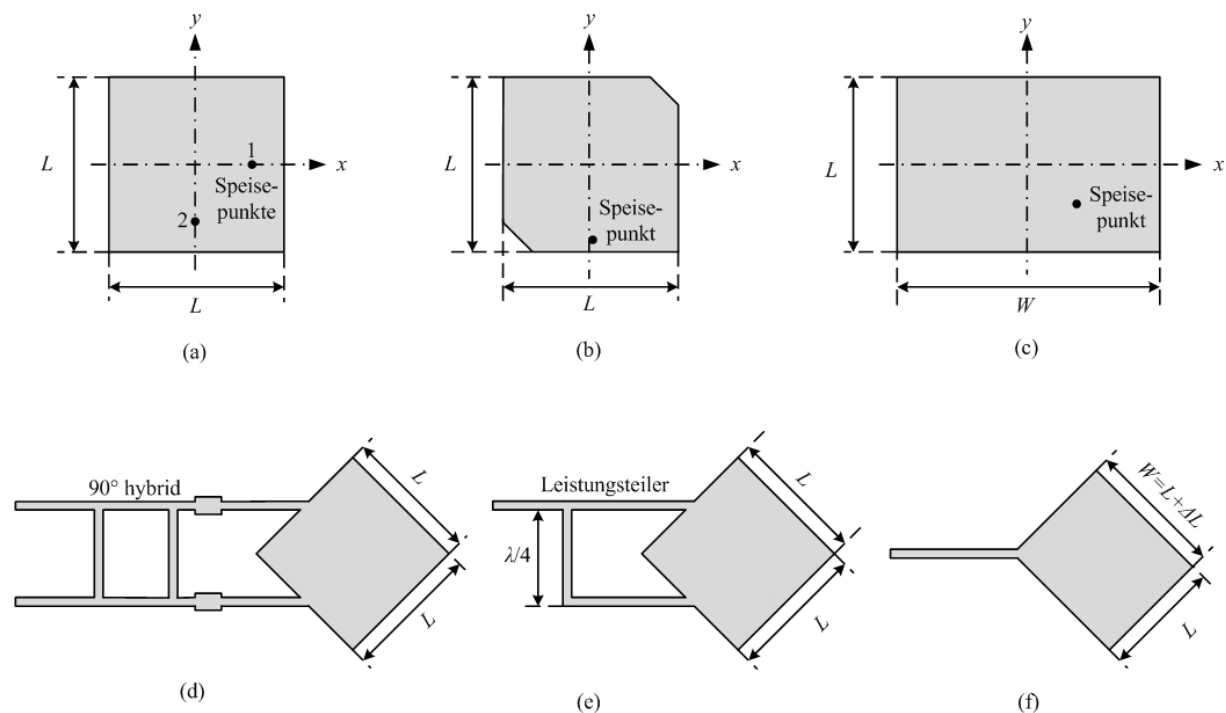


Abbildung 4-6: Zirkularpolarisierte Rechteckpatchantennen mit einem Speisepunkt für (b, c, f), und mit zwei Speisepunkten für (a, d, e). Bei (a, b, c) erfolgt die Speisung mit Koaxialkabel. Bei (d, e, f) wird die Antenne mit Mikrostreifenleitung gespeist ([03], [07], [16], [19]).

Das Feld der nicht strahlenden Öffnungsflächen kann als eine Quelle für die Kreuzpolarisation betrachtet werden [03]. Diese Felder sind räumlich 90° in Bezug auf das erwünschte Feld verdreht und liefern daher im Fernfeld weder E - noch in H -Beiträge zur gewollten Abstrahlung. Dennoch strahlt jede Einzelmodepatchantenne Kreuzpolarisationsfelder ab. Die Kreuzpolarisation wird auch durch Asymmetrien der Geometrie und der Anregung hervorgerufen und nimmt mit wachsender Substratdicke zu [03].

Zirkulare oder elliptische Polarisation kann mit verschiedenen Speiseverfahren oder geeigneten Änderungen der Patchgeometrie erreicht werden. Zirkularpolarisation kann erzielt werden, wenn ein quadratisches Patch durch zwei orthogonale Moden, mit 90° Phasendifferenz zwischen ihnen, durch zwei Speisepunkte in x - und y -Richtung angeregt werden.

Um einfachste Speisestrukturen zu ermöglichen, kann Zirkularpolarisation bei unsymmetrisch gestalteten Patches auch durch einen einzelnen Speisepunkt angeregt werden [03], [07], [19].

4.2.4. Link Budget

Basis für das Link Budget ist die Friis'sche Formel [35], die auch als die Friis'sche Transmissionsgleichung bekannt ist. Das Link Budget betrachtet die Bilanz aller Gewinne und Verluste vom Sender durch den Kanal (Freiraum, Kabel, Wellenleiter, Faser, usw.) zum Empfänger in einem Telekommunikationssystem. Es ermittelt die Dämpfung des Signals durch Ausbreitung, Antennengewinn und Verluste.

Die Friis'sche Formel [07 - 08] hat die folgende Form:

$$\frac{P_E}{P_S} = \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 G_E G_S \quad 4-27$$

$$P_E/dBm = P_S/dBm + L_F/dB + G_S/dB + G_E/dB \quad 4-28$$

Die Freiraumdämpfung L_F wird durch die Gleichung 2-3 berechnet.

$$L_F(dB) = 20\log_{10}\left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right) = -32,43 - 20\log_{10}f/GHz - 20\log_{10}r/m \quad 4-29$$

Für das Link Budget wird berechnet:

$$\text{Empfangene Leistung [dB]} = \text{gesendete Leistung [dB]} + \text{Gewinne [dB]} - \text{Verluste [dB]}$$

$$P_E/dBm = P_S/dBm + G_S/dBm - L_S/dB - L_F/dB - L_V/dB + G_E/dB - L_E/dB \quad 4-30$$

P_E	Empfangene Leistung [dB_m]
P_S	Gesendete Leistung [dB_m]
G_S	Gewinn der Sendeantenne [dB]
L_S	Verluste des Senders [dB]
L_F	Freiraumdämpfung [dB]
L_V	Verschiedene Verluste [dB]
G_E	Gewinn der Empfangsantenne [dB]
L_E	Verluste des Empfängers [dB]

4.2.5. Speisetechniken

Die Wahl der Speisetechnik beeinflusst die Eingangsimpedanz und die Resonanzeigenschaften der Antenne, daher ist sie ein wichtiger Designparameter. Die Patchantenne kann entweder direkt oder indirekt angeregt werden.

Bei der direkten Anregung wird das Patch mit der Speiseleitung galvanisch kontaktiert. Zu dieser Speisetechnik gehören die Speisung mit einem Koaxialkabel und die Speisung mit einer Mikrostreifenleitung.

Bei der indirekten Anregung wird das Patch kontaktlos über ein elektromagnetisches Feld gespeist. Zu dieser Speisetechnik gehören die elektromagnetisch gekoppelte Patchantenne und die aperturgekoppelte Patchantenne.

Koaxial gespeiste Patchantenne

Bei den mit Koaxialkabeln gespeisten Patchantennen werden die Innenleiter der Koaxialleitung mit Patch und die Mäntel mit den Masseflächen verbunden. Der Hauptvorteil dieser Speisetechnik ist, dass durch Variation der Speiseposition auf dem Patch die Impedanzanpassung optimiert werden kann. Der größte Kritikpunkt dieser Speisetechnik ist, dass Bohren und Löten zur Montage des Koaxialkabels nötig sind. Dies verkompliziert die Herstellung und erhöht die Kosten.

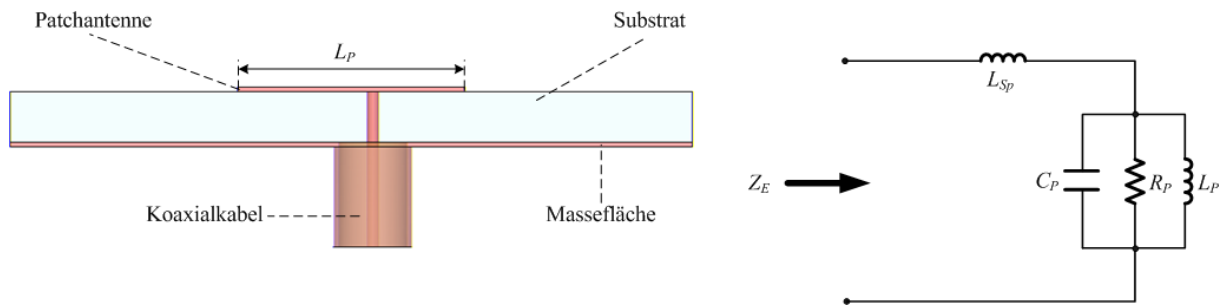


Abbildung 4-7: Eine mit Koaxialkabel gespeiste Rechteckpatchantenne und ihr Ersatzschaltbild [16].

Mikrostreifengespeiste Patchantenne

Die Anregung erfolgt durch die Kontaktierung zwischen der Patchantenne und einer Mikrostreifenleitung. Hier liegen das Speisetzweck und die Patchantennen auf einer Ebene und die Struktur bleibt vollständig planar. Durch den planaren Aufbau liegt die Mikrostreifenleitung ungeschirmt in dem Halbraum, in den auch das Patch strahlt. Dies führt zu einer zusätzlichen Abstrahlung entlang der Speiseleitung. Diese Abstrahlung verfälscht das Richtdiagramm und erzeugt unerwünschte Kreuzpolarisationsabstrahlung.

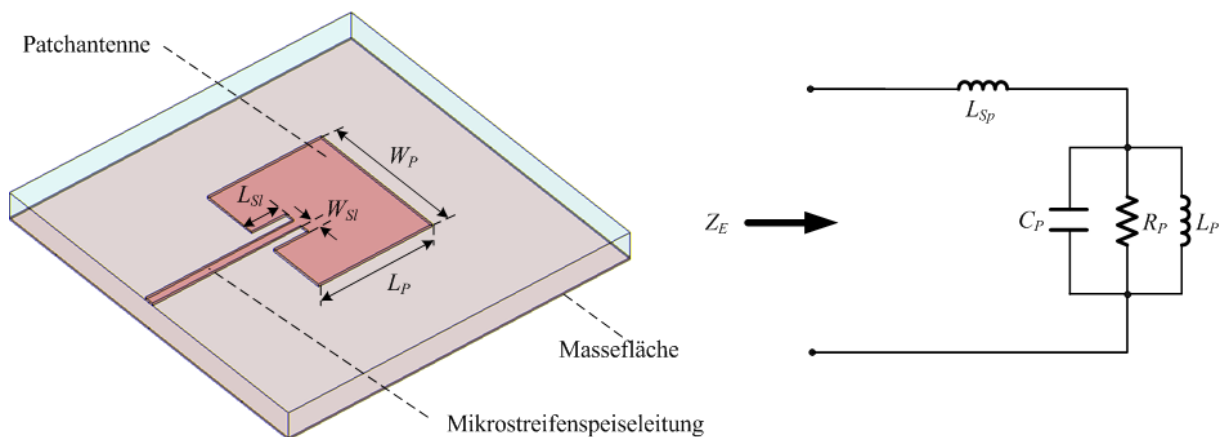


Abbildung 4-8: Eine mit Mikrostreifenleitung gespeiste Rechteckpatchantenne und ihr Ersatzschaltbild [07].

Elektromagnetisch gekoppelte Patchantenne

In dieser Speisetechnik liegt die Speiseleitung zwischen Patchantenne und Massefläche. Dadurch kann man zwei verschiedene dielektrische Medien auswählen, eines direkt unterhalb des Patches und eines unterhalb der Mikrostreifenleitung, um den Patch- und Mikrostreifenentwurf zu optimieren. Jedoch erhöhen die zwei Substratlagen die Gesamtschichtdicke und den Fertigungsaufwand.

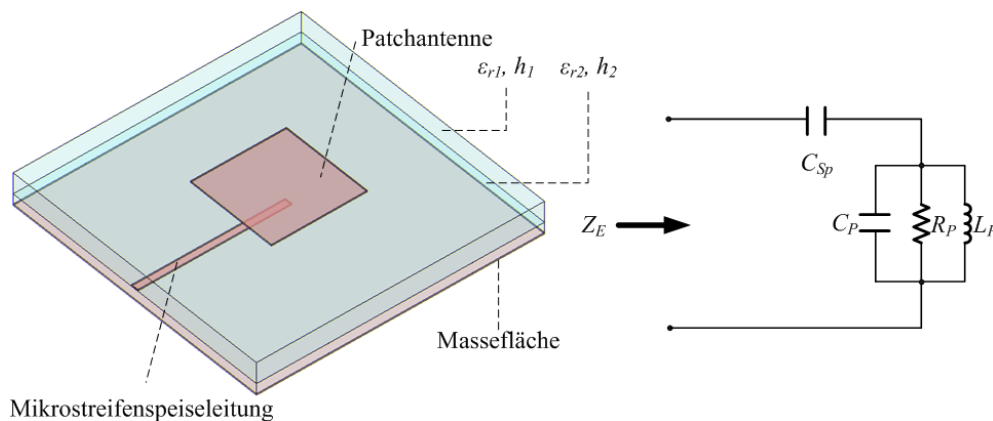


Abbildung 4-9: Elektromagnetisch gekoppelte Rechteckpatchantenne mit ihrem Ersatzschaltbild [03], [07], [16].

Aperturgekoppelte Patchantenne

Bei der aperturgekoppelten Patchantenne wird das Feld von der Mikrostreifenleitung zu dem Patch durch eine kleine Apertur in der Massefläche gekoppelt. Der Schlitz (die Apertur) kann entweder ein resonanter Schlitz (der Schlitz hat die gleiche Resonanzfrequenz wie das Patch) oder ein nicht-resonanter Schlitz sein. Beim nicht-resonanten Schlitz wird dieser weniger stark zur unerwünschten Abstrahlung in die unter der Massefläche liegende Halbebene beitragen.

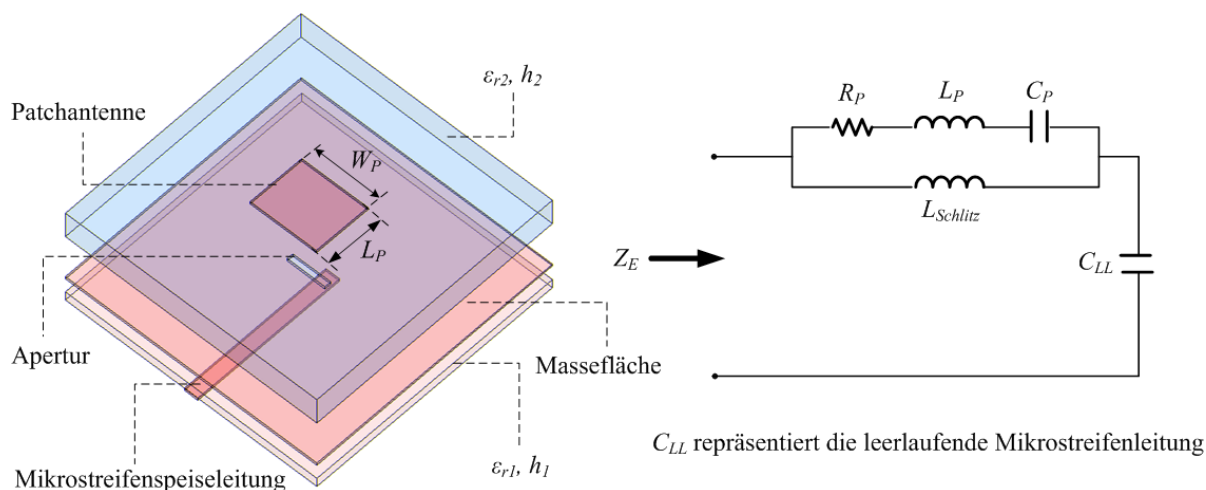


Abbildung 4-10: Aperturgekoppelte Rechteckpatchantenne mit ihrem Ersatzschaltbild [07], [16].

Die Tabelle 4-2 stellt die Vorteile und die Nachteile der Speisetechniken gegenüber [03], [07], [16], [21].

Für die Auswahl einer Speisetechnik aus den verschiedenen Speisungsarten müssen die Besonderheiten dieser Arbeit im Betracht gezogen werden, die wie folgt zusammengefasst werden:

- a) Die Arbeitsfrequenz: Die Antennen werden in LTCC-Technologie hergestellt und sollen bei 60 GHz arbeiten. Bei dieser hohen Arbeitsfrequenz wird die Patchfläche sehr klein. Das bedeutet, dass die mechanische Fertigung der Antenne sehr aufwendig und durch Schwankungen der Abmessungen begrenzt oder sogar unmöglich wird. Deswegen wurde z.B. die Speisung der Antennen mit Koaxialkabel verworfen.
- b) Die Antennenmesstechnik: Für die Messung der Antennen werden koplanare Antastmessspitzen auf der koplanaren Speiseleitung der Antennen aufgesetzt, die zwangsläufig auf der Substratoberfläche liegen. Das führt für die Anregung der Antennen zu dem Bestreben, die Antennen von der Substratoberseite zu speisen, weil eine Speiseleitung zu den Antennen in einer anderen Schicht durch die benötigten Übergänge zusätzliche Verluste verursachen würde. Zusätzlich erhöht sich der technische und ökonomische Aufwand wenn die Anzahl der Schichten in LTCC-Technologie erhöht wird. Deswegen wurden die Speisetechniken „aperturgekoppelte und elektromagnetisch gekoppelte Patchantenne“ nicht betrachtet.
- c) Speisung der Antennen mit dem Transceiverchip: Die Antennen werden entweder durch Drahtbond- oder mittels Flip-Chip-Verfahren mit dem Chip verbunden. Das bedeutet, dass die Antennen und ihre Speiseleitungen auf der Substratoberfläche liegen müssen. Deshalb gelten für die Endanwendung dieselben Randbedingungen wie sie für die Messungen unter b) angegeben sind.

Tabelle 4-2: Die Hauptvorteile und die wichtigsten Nachteile der betrachteten Speisetechniken.

	Koaxialkabel	Mikrostreifenleitung	Elektromagnetisch gekoppelt	Aperturgekoppelt
<i>Herstellung</i>	kompliziert	einfach	mittel	kompliziert
<i>Verfälschung der Abstrahlung</i>	klein, nimmt mit h zu	groß wegen Unsymmetrie	groß	optimal reine Richtcharakteristik
<i>Kreuzpolarisation</i>	groß, nimmt mit wachsendem h zu	groß	-	Schlitzgeometrie vermindert Kreuzpolarisationsabstrahlung
<i>Bandbreite</i>	klein	klein	größer	größer
<i>Wirkungsgrad</i>	-	niedriger (90%)	niedriger (88%)	niedriger (85%)
<i>Antennengruppen</i>	kompliziert und aufwendig	ideal	mittel	kompliziert

Aus der Tabelle 4-2 und den oben dargestellten Besonderheiten folgt für die vorliegende Arbeit, dass die Speisung der Antennen mit Mikrostreifenleitungen sowohl für Einzelpatchantennen als auch für Patchantennengruppen die geeignete Speisetechnik ist.

4.3. Einzelstrahler

Im Allgemeinen ist das Ziel des Entwurfs einer Patchantenne, bestimmte Leistungseigenschaften bei einer definierten Arbeitsfrequenz zu erreichen. Die Leistungsparameter der Antenne sind von vielen Einflussfaktoren abhängig. Zu den entscheidenden gehören die Eigenschaften des Substrates, die Breite der Patchantenne W und die Länge der Patchantenne L . Aufbauend auf den im Abschnitt 4.2 ausgeführten Betrachtungen lassen sich analytische Näherungsdimensionierungen für Rechteckpatches angeben [03], [07]. Der schrittweise Entwurf soll im Folgenden beschrieben werden.

1. Bestimmen der optimalen Breite, die zu einem guten Wirkungsgrad führt

$$W = \frac{1}{2f_0\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r+1}} = \frac{c}{2f_0} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r+1}} \quad 4-31$$

f_0 ist die Mittenfrequenz, c die Freiraumlichtgeschwindigkeit, μ_0 die Permeabilität, ϵ_0 die Dielektrizitätskonstante im Freiraum und ϵ_r die Dielektrizitätskonstante im Dielektrikum.

2. Bestimmen der effektiven Dielektrizitätskonstanten. Aus den endlichen Patchabmessungen in Länge und Breite resultieren Streufeld an den Rändern der Antenne. Die quantitative Ausprägung dieses Effekts hängt von den Patchabmessungen, von der Höhe des Substrates und von der Dielektrizitätskonstante ab. Die Streufelder beeinflussen außerdem die Resonanzfrequenz der Antenne.

Eine Mikrostreifenleitung, die die Länge L und die Breite W hat, wirkt wegen der Streueffekte elektrisch länger. Da einige Energieanteile der Welle im Substrat und andere in der Luft transportiert werden, wird eine effektive Dielektrizitätskonstante eingeführt, um die resultierende Geschwindigkeit der Wellenausbreitung auf der Leitung zu erklären. Bei niedrigen Frequenzen wird die effektive Dielektrizitätskonstante ϵ_e angegeben mit der Substratdicke h :

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r+1}{2} + \frac{\epsilon_r-1}{2} \left[1 + \frac{12h}{W} \right]^{-1/2} ; (W/h > 1) \quad 4-32$$

3. Bestimmen der Patchlänge. Wegen des Streufelds wirkt die Länge an jeder Kante um ΔL verlängert.

$$\Delta L = h \cdot \left[0,412 \frac{(\epsilon_e + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264 \right)}{(\epsilon_e - 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,8 \right)} \right] \quad 4-33$$

Da die resonante Länge eines Patches $\lambda/2$ beträgt, muss die tatsächliche Länge des Patches der folgenden Formel entsprechen

$$L = \frac{1}{2f_0 \sqrt{\epsilon_e \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}}} - 2\Delta L \quad 4-34$$

4. Bestimmen der Position des Speisepunkts für die Mode TM_{100} . Unter den Bedingungen $W \geq L$, $W/h > 1$ und $L/h > 1$ wird die Position des Speisepunkts näherungsweise berechnet durch [03]:

$$x(Sp) = \frac{L}{2\sqrt{\epsilon_e(L)}} \quad 4-35$$

$$y(Sp) = \frac{W}{2} \quad 4-36$$

$$\epsilon_e(L) = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + \frac{12h}{L} \right]^{-1/2} \quad 4-37$$

$x(Sp)$ Distanz von den strahlenden Öffnungsflächen

$y(Sp)$ Distanz von den nicht strahlenden Öffnungsflächen

Da in dieser Arbeit die LTCC-Technologie verwendet wird, sind nachträgliche Korrekturen kaum möglich und die fest vorgegebenen Substrateigenschaften spielen eine wichtige Rolle für die Antennenleistung. Das LTCC-Substrat hat niedrige dielektrische Verluste ($\tan \delta = 0,0035$ bei 60 GHz), die einen hohen Wirkungsgrad der Antenne η ermöglichen, aber gleichzeitig zur Reduzierung die Bandbreite BW führen.

Alle im Folgenden beschriebenen Antennen wurden mit einer Dielektrizitätskonstanten von $\epsilon_r = 7,4$ entworfen, simuliert und anschließend gemessen. Die Messungen zeigen eine Verschiebung der besten Anpassung zu niedrigeren Frequenzen. Durch neue Untersuchungen der Materialeigenschaften ergab sich ein Wert von $\epsilon_r = 7,53$, für den mit der hergestellten

Geometrie erneut Simulationen durchgeführt wurden. Die Abweichungen zwischen Simulation und Messung konnten dadurch deutlich reduziert werden. Ein zusätzlicher Entwurfsschritt, der die korrekte Permittivität verwendet, würde auch den Versatz der Designfrequenz beheben, wurde aber aus zeitlichen Gründen nicht durchgeführt.

Die relativ hohe Dielektrizitätskonstante des LTCC-Substrates ($\epsilon_r = 7,53$) verursacht eine Abnahme des Streufelds, die tendenziell zur Reduktion der abgestrahlten Leistung führt. Um diesen Einfluss des LTCC-Substrates zu kompensieren, kann die Dicke des Substrats h erhöht werden, weil eine Erhöhung der Substratdicke sich ähnlich wie die Auswahl eines Substrates mit einer niedrigen Dielektrizitätskonstante auswirkt. Ein dickeres Substrat verbessert die mechanischen Substrateigenschaften und führt zur Zunahme der abgestrahlten Leistung und der Bandbreite sowie zur Abnahme der Leitungsverluste. Allerdings nehmen das Substratgewicht, die dielektrischen Verluste, die Kreuzpolarisation und die Verluste durch Oberflächenwellen mit steigender Substratdicke zu. Die Zunahme der Kreuzpolarisation und der Anregung von Oberflächenwellen führt zur Abnahme des Wirkungsgrads und infolgedessen zur Abnahme des Gewinns G [21]. Eine interessante Eigenschaft der Patchantenne ist, dass sie sich für Substratdicken größer als $0,11\lambda_0$ (λ_0 : Wellenlänge im Freiraum) nicht resonant verhält. Mit zunehmender Substratdicke wird die Eingangsimpedanz zunehmend induktiv, bis sie rein induktiv ist [87]. Dieser Effekt tritt sowohl bei koaxialer Speisung als auch bei Speisung mit Mikrostreifenleitungen auf. Bei einer Arbeitsfrequenz von 60 GHz beträgt die Wellenlänge im Freiraum $\lambda_0 = 5.000 \mu\text{m}$. Daher ergibt sich im betrachteten Fall eine maximale Substratdicke von $550 \mu\text{m}$. In der LTCC-Technologie kann die optimale Substratdicke durch Erhöhung der Lagenzahl angepasst werden. Eine einzelne gebrannte LTCC-Lage ist $110 \mu\text{m}$ dick (siehe Abschnitt 2-4). Aber bei jeder Erhöhung der Substratdicke um eine Lage muss die Länge der Patchantenne um circa 7,5% verringert werden, was zur Abnahme der Wirkfläche und damit zur Reduzierung des Gewinns führt.

4.3.1. Unsymmetrisch gespeiste Patchantenne (U-EA)

Im Ergebnis der in dieser Arbeit ausgeführten numerischen Berechnungen mit Ansoft HFSS und durch den Vergleich mit den Messergebnissen ergibt sich die optimale Substratdicke von $110 - 220 \mu\text{m}$, die sich aus einer LTCC-Lage bzw. aus zwei LTCC-Lagen ergibt.

Der kritische Parameter einer Patchantenne ist die Patchlänge, die die Resonanzfrequenz der Antenne bestimmt. Bevor die Patchlänge berechnet werden kann, müssen zuerst die Patchbreite, die effektive Dielektrizitätskonstante und die effektive Längenvergrößerung durch Streufelder bestimmt werden.

Nach der Gleichung 4-31 betrug die Breite der Patchantenne $W_P = 1200 \mu\text{m}$. Die Patchbreite hat einen geringen Einfluss auf die Resonanzfrequenz und auf die Richtcharakteristik der Antenne. Sie beeinflusst aber die Eingangsimpedanz und die Bandbreite stark. Die Vergrößerung der Patchbreite führt zur Vergrößerung der von den Öffnungsflächen abgestrahlten Leistung, was mit der Abnahme von Strahlungswiderstand und Resonanzfrequenz sowie mit einer Zunahme der Bandbreite verbunden ist. Die Vergrößerung der Patchbreite führt auch zur Vergrößerung der Aperturfläche, wodurch eine große Direktivität und ein guter Wirkungsgrad und damit ein hoher Gewinn ermöglicht werden. Erfahrungsgemäß wählt man die Patchbreite $L < W < 2L$ [03].

Die effektive Dielektrizitätskonstante ϵ_e wird mit der Gleichung 4-32 berechnet und betrug im Dimensionierungsbeispiel $\epsilon_e = 6,5$ bei einer Substratdicke von $110 \mu\text{m}$ und $\epsilon_e = 6,1$ bei einer Substratdicke von $220 \mu\text{m}$.

Die Vergrößerung der Patchlänge wurde mit der Gleichung 4-33 berechnet und betrug $\Delta L = 50 \mu\text{m}$ bei einer Substratdicke von $110 \mu\text{m}$ und $\Delta L = 100 \mu\text{m}$ bei einer Substratdicke von $220 \mu\text{m}$.

Zuletzt kann die Patchlänge L über die Gleichung 4-34 berechnet werden. Sie ergab sich zu $L = 880 \mu\text{m}$ bei einer Substratdicke von $110 \mu\text{m}$ und $L = 810 \mu\text{m}$ bei einer Substratdicke von $220 \mu\text{m}$.

Aus den Gleichungen 4-35 und 4-36 folgt, dass die Patchlänge mit zunehmender Substratdicke abnimmt und die Patchbreite nur von der Dielektrizitätskonstanten ϵ_r , und nicht von der Substratdicke abhängt. Deswegen wird bei Erhöhung der Substratdicke die Patchbreite W größer als $2L$. Die optimale Patchbreite, die sich durch numerische Berechnung mittels Ansoft HFSS ergibt, betrug $W \approx 1,5 L$.

Wie im vorigen Abschnitt erwähnt, wurden alle Patchantennen in dieser Arbeit mit Mikrostreifenleitungen gespeist, was eine direkte Kontaktierung zwischen der Patchantenne und der Mikrostreifenleitung voraussetzt. Allerdings benötigt diese galvanische Verbindung ein Anpassungsnetzwerk, weil die Eingangsimpedanz an der strahlenden Öffnungsfläche der Patchantenne sehr hoch im Vergleich zu der speisenden Leitung ist. Die Eingangsimpedanz an der strahlenden Öffnungsfläche einer Patchantenne liegt im Bereich von $150 - 300 \Omega$ abhängig von der Größe des Patches und der Substratdicke [95]. Deswegen wurde zusätzlich zur Patchantenne ein Anpassungsnetzwerk entworfen, um die hochohmige speisende Mikrostreifenleitung bei dickem Substrat an die 50Ω Koplanarleitung anzupassen.

Für das Anpassungsnetzwerk wurde zuerst eine zusätzliche Massefläche unter der mit der 50Ω Koplanarleitung verbundenen Mikrostreifenleitung in einer Tiefe von $110 \mu\text{m}$ eingefügt,

um eine 50Ω Mikrostreifenleitung zu bilden. Danach wurde ein $\lambda/4$ -Transformator zwischen dieser Mikrostreifenleitung und der speisenden Mikrostreifenleitung platziert. Schließlich wurde ein Teil des Patches um den Bereich der Speisung ausgespart, um die passende Impedanz zu erzielen. Die Position des Speisepunkts kann nährungsweise nach den Gleichungen 4-35 und 4-36 bestimmt werden. Abbildung 4-11 zeigt die entwickelte Patchantenne U-EA mit dem berechneten Übergang von CPW-auf-MS, die Geometrie der optimierten Struktur ist in der Tabelle 4-3 angegeben.

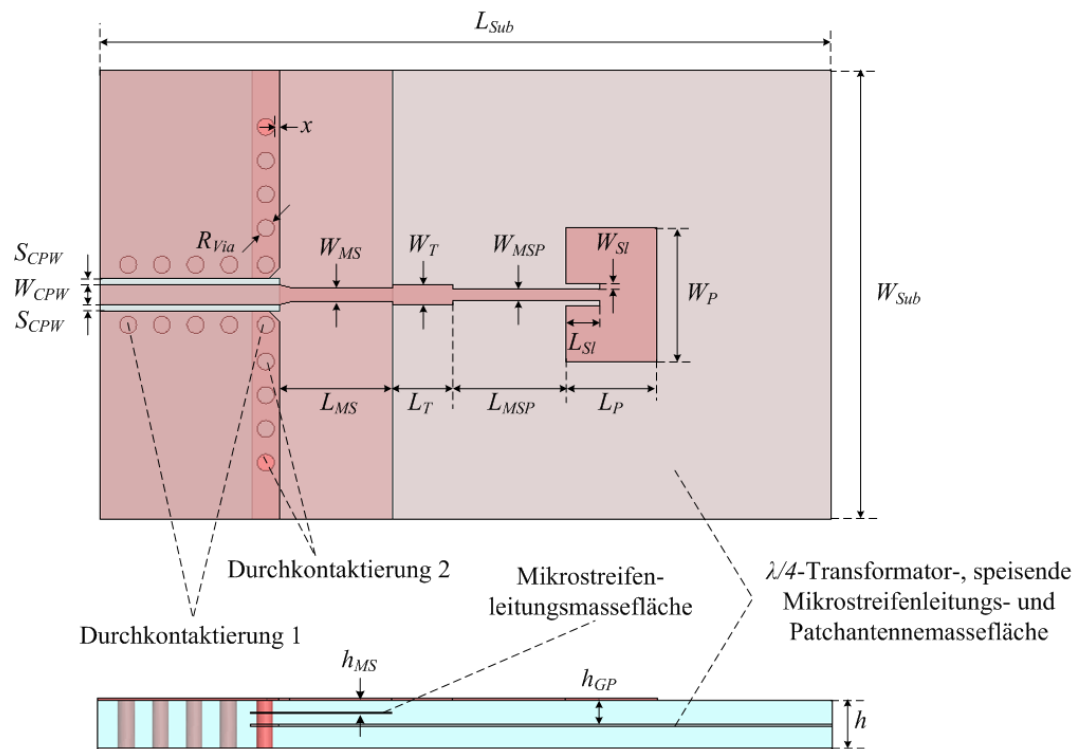


Abbildung 4-11: Unsymmetrisch gespeiste Einzelpatchantenne (U-EA) mit einem Übergang von CPW-auf-MS.

Der entsprechende Wellenwiderstand der Mikrostreifenleitung $W_{MSP} = 100 \mu m$ bei einer Substratdicke von $h = 220 \mu m$ betrug, berechnet mit dem Programm LineCalc, $79,5 \Omega$. Der benötigte $\lambda/4$ -Transformator, der nach der Gleichung 4-38 berechnet werden kann, hat eine Breite von $W_T = 180 \mu m$ und eine Länge von $L_T = 540 \mu m$.

$$Z_T = \sqrt{Z_{MS} \cdot Z_{MSP}} \quad 4-38$$

Abbildung 4-12 zeigt den simulierten Reflexionsfaktor der Antenne U-EA als Funktion der Frequenz f . In dieser Abbildung wird deutlich, dass die Patchantenne einen simulierten

Reflexionsfaktor (S_{11}) von -21 dB mit einer absoluten 10 dB-Bandbreite von $BW = 2,7$ GHz bzw. einer relativen Bandbreite von 4,5% hat.

Tabelle 4-3: Geometrie der simulierten Antenne U-EA.

Abmessungen der Antenne U-EA [μm]			
L_P	810	W_{CPW}	175
W_P	1200	S_{CPW}	55
L_{SI}	300	L_{CPW}	1600
W_{SI}	50	h_{MS}	110
L_M	1000	h_{GP}	220
W_{MS}	130	h	440
L_{MSP}	1000	R_{Via}	75
W_{MS}	100	x	50
L_T	540	L_{Sub}	6000
W_T	180	W_{Sub}	4000

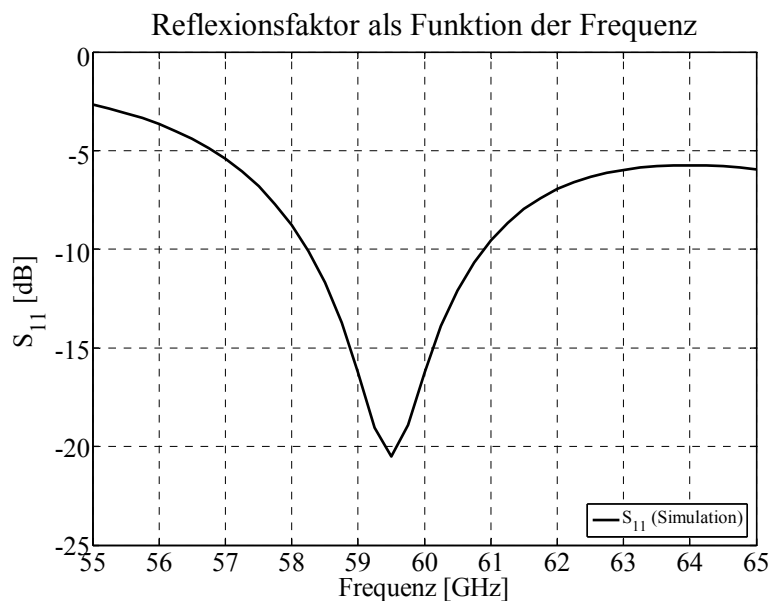


Abbildung 4-12: Simulierter Reflexionsfaktor S_{11} als Funktion der Frequenz f für die Antenne U-EA.

Die Abbildung 4-13 zeigt die Richtcharakteristik des Gewinns der U-EA (polare Darstellung) und die Abbildung 4-14 zeigt die charakteristischen Schnitte in E - und H -Ebenen. Man erkennt, dass die Richtcharakteristik in der E -Ebene breiter als die Richtcharakteristik in der H -Ebene ist. Dies liegt vermutlich an der Existenz von Oberflächenwellenmoden und anderen höheren Moden, die sich in Endfire-Richtung ($\theta = 90^\circ$) ausbreiten [16]. Die Verformung der Richtcharakteristik in Richtung $\varphi = 0$ (E -Ebene) ist auf den Einfluss des Anpassungsnetzwerks der Patchantenne bzw. der speisenden Mikrostreifenleitung zurückzuführen.

Die Patchantenne erreichte einen simulierten Gewinn von 5 dBi mit einem Wirkungsgrad von 92%.

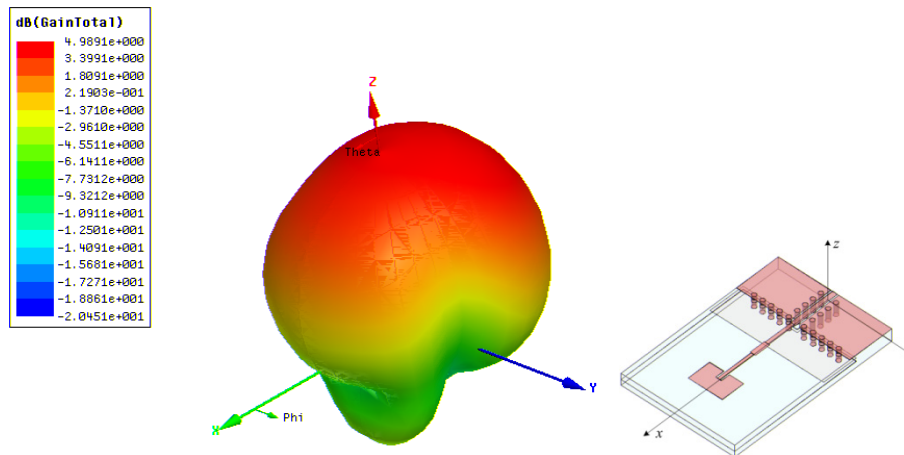


Abbildung 4-13: Simulierter Gewinn der Antenne U-EA in polarer Darstellung (links), Gesamtansicht der Antennenstruktur (rechts).

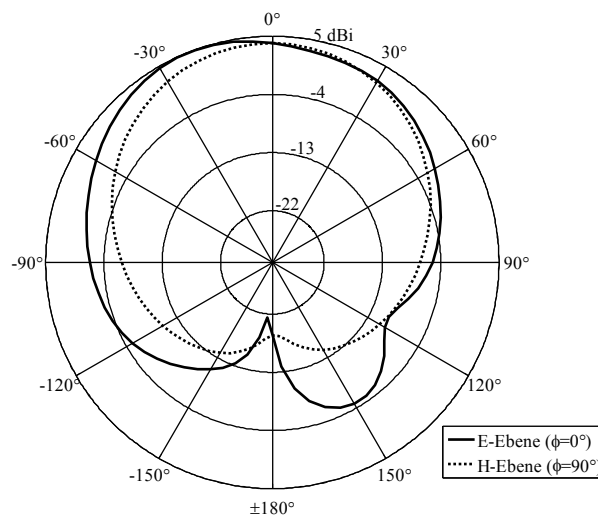


Abbildung 4-14: Schnitte durch die simulierte Richtcharakteristik des Gewinns für die Antenne U-EA entsprechend Abbildung 4-11 (Schnitte durch *E*-Ebene (—) und *H*-Ebene (···)).

Das Richtdiagramm der oben beschriebenen Patchantenne U-EA konnte noch nicht gemessen werden, da das Antennenmesslabor der Technischen Universität Ilmenau derzeit noch auf Frequenzen unterhalb 20 GHz beschränkt ist. Der Gewinn der U-EA wurde durch die Messung der Transmission entweder zwischen zwei identischen U-EA Antennen in back-to-back Anordnung oder mit Hilfe einer in ihrem Gewinn bekannten Hornantenne über die Friis'sche Formel ermittelt. (Siehe Kapitel 5)

Abbildung 4-15 zeigt eine momentane Stromverteilung auf der Patchantenne U-EA im Resonanzfall. Es ist ersichtlich, dass die Antenne im Grundmode schwingt, da die Stromrichtung auf dem Patch einheitlich ist.

Die Messungen der Streuparameter und die Berechnung des Gewinns werden im Kapitel 5 detailliert ausgewertet.

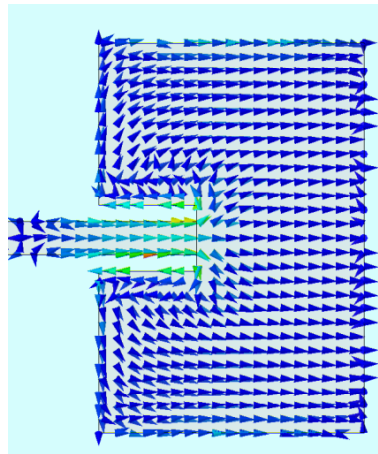


Abbildung 4-15: Stromverteilung auf der Antenne U-EA.

4.3.2. Differentiell gespeiste Patchantenne (D-EA)

Als aktuelle Entwicklung in der Hochfrequenz- und Mikrowellenschaltungstechnik werden zunehmend mit differentiellen Signalen arbeitende Systeme entworfen [96]. Dies geschieht wegen der vielen Vorteile der differentiellen Schaltungstechnik (siehe Abschnitt 2.2). Demgegenüber werden jedoch die meisten Patchantennen durch single-ended Signale gespeist. Wenn diese Antennen in differentielle Schaltungen integriert werden müssen, sind Baluns erforderlich, um die Signale zu transformieren. Der Gebrauch von Baluns erzeugt Verluste und verlangt zusätzliche Komponenten. Bei Verwendung einer differentiellen Antenne ist ein Balun nicht mehr notwendig. Um die Patchantenne mit dem Schaltkreis zu verbinden und dabei differentiell zu speisen, wurde das Patch mit Dualspeisung an beiden gegenüberliegenden strahlenden Öffnungsflächen durch zwei speisende Mikrostreifenleitungen kontaktiert [97]. Abbildung 4-16 verdeutlicht den Aufbau dieser Speisetechnik.

Die erste betrachtete Patchantenne dieser Konzeption wurde bei einer Frequenz $2,5\text{ GHz}$ entworfen. Der Nachteil dieser Speisetechnik ist, dass die auf der Substratoberseite liegenden Leitungen zu einer Verfälschung der Richtcharakteristik der Patchantenne führen.

Die Speisung der Patchantenne kann alternativ auch durch Kontaktierung des Patches mit speisenden Leitungen auf der Unterseite des Patches erfolgen. Für diese Speisetechnik ist es

notwendig, die Massefläche der Patchantenne zu durchdringen [55]. Abbildung 4-17 verdeutlicht den Aufbau.

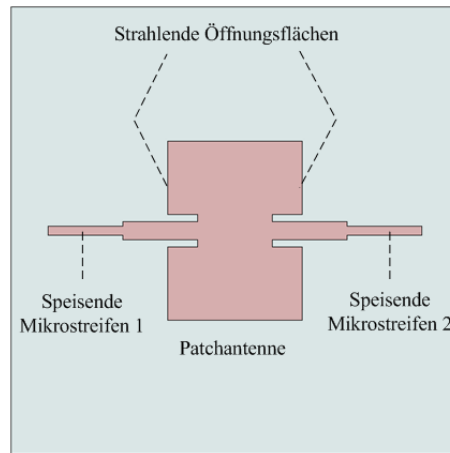


Abbildung 4-16: Differenziell gespeiste Einzelpatchantenne (D-EA) durch Verbindung der speisenden MS mit den strahlenden Öffnungsflächen.

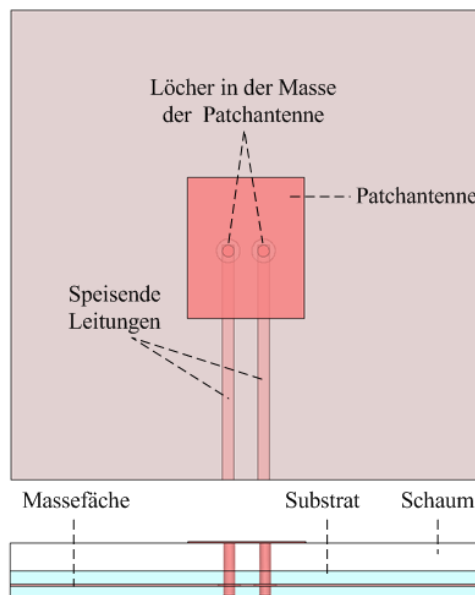


Abbildung 4-17: Differenziell gespeiste Einzelpatchantenne (D-EA) mit vergrabenen Speiseleitungen.

Das Einbringen von Löchern in die Massefläche beeinflusst das Feld insbesondere im Millimeterwellenbereich auch bei der verwendeten LTCC-Technik. Die Arbeitsfrequenz dieser für grundlegende Untersuchungen benutzten Antenne liegt im Bereich von 4 bis 6,3 GHz.

Abbildung 4-18 zeigt eine elektromagnetisch gekoppelte Patchantenne, die von Lee präsentiert wurde [98]. Bei diesem Speiseverfahren wird die Patchantenne mit den speisenden

Mikrostreifenleitungen elektromagnetisch gekoppelt. Die Arbeitsfrequenz dieser Testantenne liegt im Bereich von 1,46 bis 2,77 GHz.

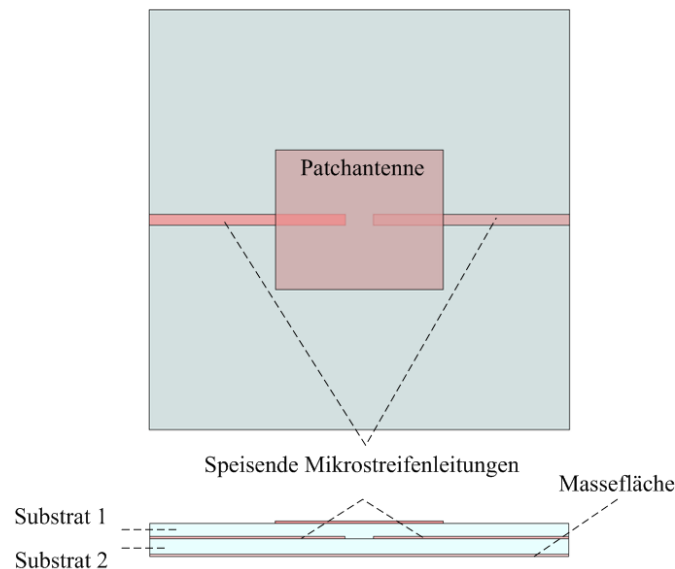


Abbildung 4-18: Differentielle elektromagnetisch gekoppelte Patchantenne.

Für die optimale Integration der Antenne mit differentiellen Mikrowellenschaltungen und perspektivisch auch in MMICs wurde in dieser Arbeit eine neuartige D-EA für eine Arbeitsfrequenz bei 60 GHz entworfen [12]. Um eine Patchantenne differentiell mit der Mode TM_{100} zu speisen, muss das Patch von zwei symmetrischen Kontaktierungspunkten gespeist werden. Diese Kontaktierungspunkte müssen auf einer Patchachse und symmetrisch zu der zweiten Patchachse liegen, die in Richtung der strahlenden Öffnungsflächen verläuft (siehe Abbildung 4-19).

In der praktischen Realisierung wurde die Patchantenne mit zwei Durchkontaktierungen auf der Rückseite des Patches gespeist. Die Vias sind mit einer vergrabenen Zweidrahtleitung verbunden. In jedem Leiter der Zweidrahtleitung fließt ein Strom gleicher Amplitude und entgegengesetzter Phasenlage. Die Positionierung der Speisepunkte bzw. die Distanz d_{sp} zwischen den Speisepunkten beeinflusst die Resonanzfrequenz und die Eingangsimpedanz der Patchantenne, weil die vergrabene Zweidrahtleitung und die Durchkontaktierungen eine Koppelkonduktanz bilden (siehe Abbildung 3-10). Die Simulationen haben gezeigt, dass eine Vergrößerung des Abstands d_{sp} um $50 \mu\text{m}$ eine Abnahme der Resonanzfrequenz um etwa 0,5 GHz bewirkt, wenn alle anderen Abmessungen konstant gehalten werden. Die entstehende zusätzliche Kapazität kann den Einfluss der Induktivität, die aus den speisenden Leitungen und den Vias entsteht, kompensieren. Infolgedessen wird eine relativ große Bandbreite erreicht.

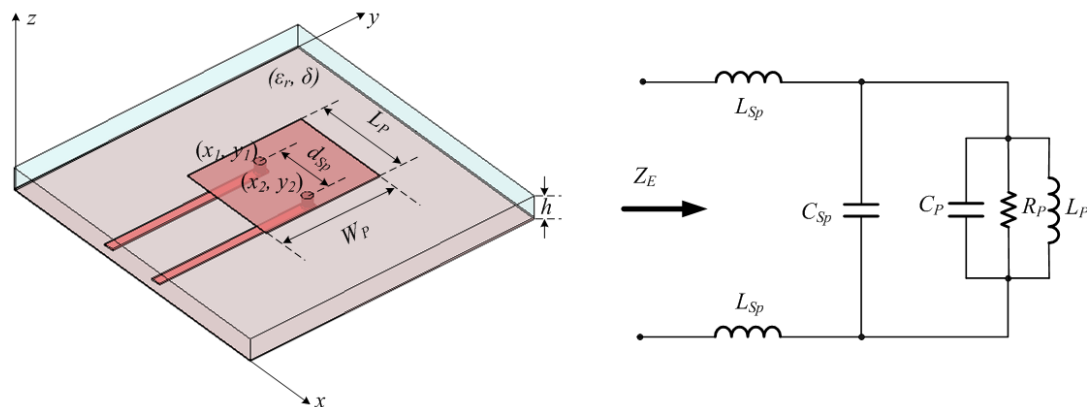


Abbildung 4-19: Differenziell gespeiste Einzelpatchantenne (D-EA) mit Ersatzschaltbild.

Außerdem konnte die entwickelte D-EA ein für die praktische Anwendung geeignetes gutes Richtdiagramm mit niedriger Kreuzpolarisation erzielen. Dies wurde erreicht, weil die Ströme auf der speisenden koplanaren CPS und auf den zwei Vias in entgegengesetzten Richtungen verlaufen, und sich ihre parasitären Strahlungen kompensieren, wodurch nahezu ideal symmetrisch verlaufende Ströme auf dem Patch fließen.

Der Anpassungsverlust bei den D-EA ist kleiner als der Anpassungsverlust bei den U-EA und die D-EA unterdrücken außerdem die unerwünschten Moden. Dies verbessert den Wirkungsgrad der Antennen. Infolgedessen ist der Gewinn der D-EA größer als der Gewinn der U-EA [96]. Die D-EA wurde auf einem dreilagigen Substrat realisiert, welches eine Gesamtdicke von $330 \mu\text{m}$ hat, um den Einfluss der CPS auf die Felder unter dem Patch zu minimieren. Die realisierte D-EA mit dem Balun nach Abbildung 4-20 hat die folgende Geometrie (siehe Tabelle 4-4):

Abbildung 4-21 zeigt den simulierte Reflexionsfaktor der D-EA. Im Diagramm wird deutlich, dass die Patchantenne einen simulierten Reflexionsfaktor $S_{11} = -54 \text{ dB}$ mit einer absoluten 10 dB -Bandbreite von $BW = 6,5 \text{ GHz}$ bzw. einer relativen Bandbreite von $10,2\%$ hat.

Im Vergleich zur U-EA erkennt man, dass die D-EA mehr als die doppelte Bandbreite (226%) erreicht. Die D-EA erreicht einen simulierten Gewinn von etwa $6,1 \text{ dBi}$ mit einem Wirkungsgrad von 96% . Die Abbildung 4-22 zeigt den Gewinn der D-EA (polare Darstellung) und Abbildung 4-21 zeigt die charakteristischen Schnitte in E -Ebene und H -Ebene.

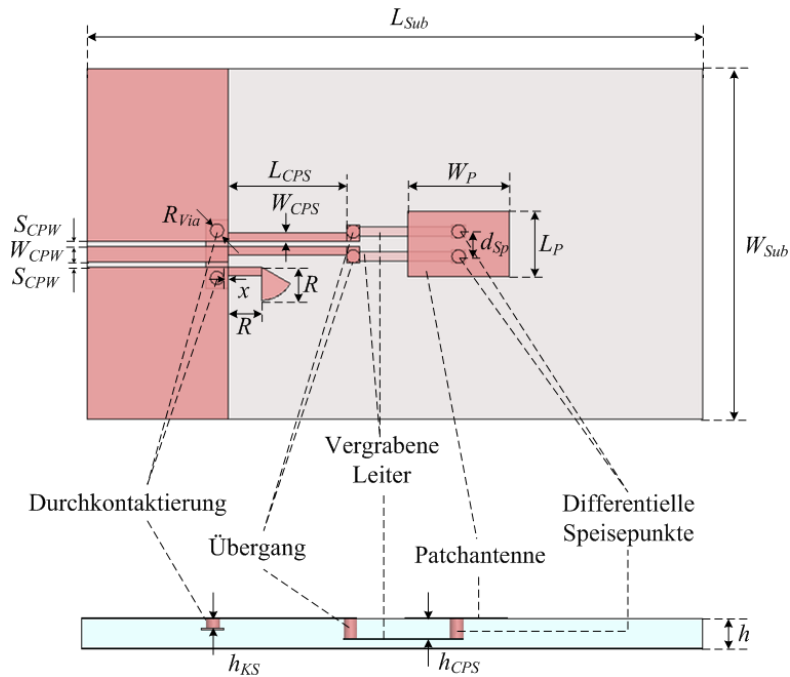


Abbildung 4-20: Differenziell gespeiste Einzelpatchantenne (D-EA) mit Balun.

Tabelle 4-4: Geometrie der simulierten Antenne D-EA.

Abmessungen der Antenne D-EA [μm]			
L_P	740	$SCPW$	55
W_P	1150	$LCPW$	1600
L_{CPS}	1350	h_{CPS}	220
W_{CPS}	100	h_{KS}	110
$L_{CPS\text{-Vergraben}}$	1350	h	330
$W_{CPS\text{-Vergraben}}$	100	R_{Via}	75
d_{Sp}	285	x	50
R	380	L_{Sub}	7000
W_{CPW}	180	W_{Sub}	4000

In Abbildung 4-22 und Abbildung 4-23 erkennt man, dass die D-EA etwa 1 *dBi* Gewinn mehr als die U-EA hat. Dies ist u.a. auf die 110 μm größere Substratdicke zurückzuführen. Auch kann man deutlich sehen, dass die Richtcharakteristik symmetrisch ohne nennenswerte Verfälschung ausgeprägt ist. Dies wird durch die Symmetrierung der Speisung und das Anbringen der speisenden Leitungen auf die Rückseite des Patches möglich.

Abbildung 4-24 stellt die Stromverteilung auf der Antenne D-EA im Fall der resonanten Speisung dar (Grundmode).

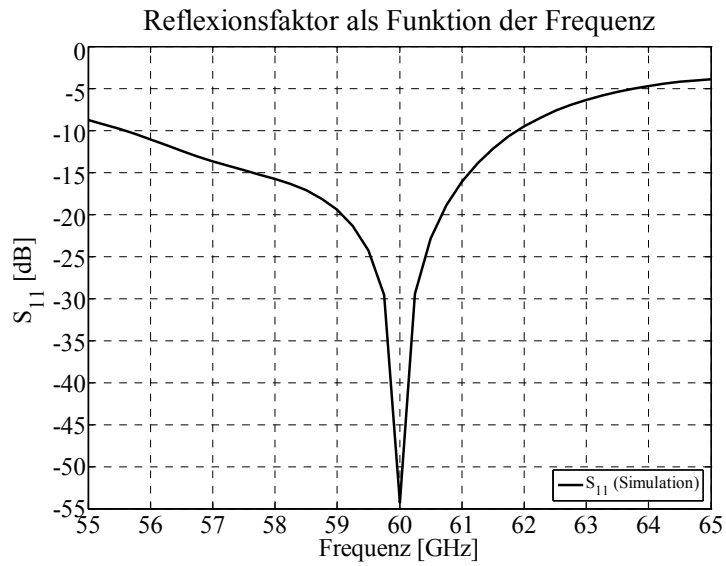


Abbildung 4-21: Simulierter Reflexionsfaktor S_{11} der Antenne D-EA.

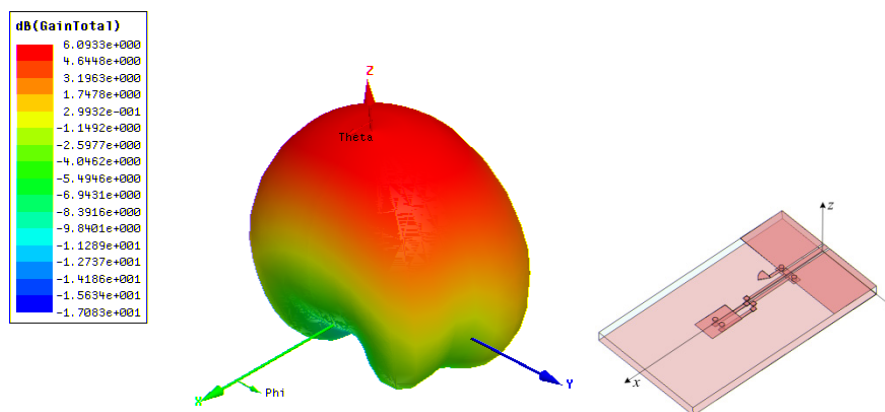


Abbildung 4-22: Simulierter Gewinn der Antenne D-EA in polarer Darstellung (links), Gesamtdarstellung der Antennenstruktur (rechts).

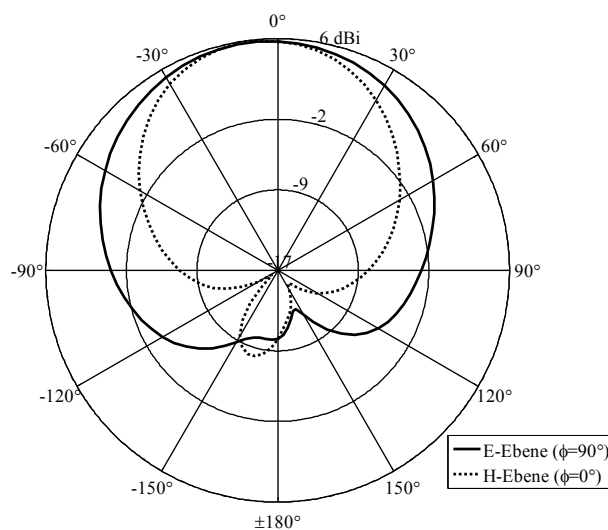


Abbildung 4-23: Schnitte durch die simulierte Richtcharakteristik des Gewinns für die Antenne U-EA entsprechend Abbildung 4-20 (Schnitte durch E -Ebene (—) und H -Ebene (···)).

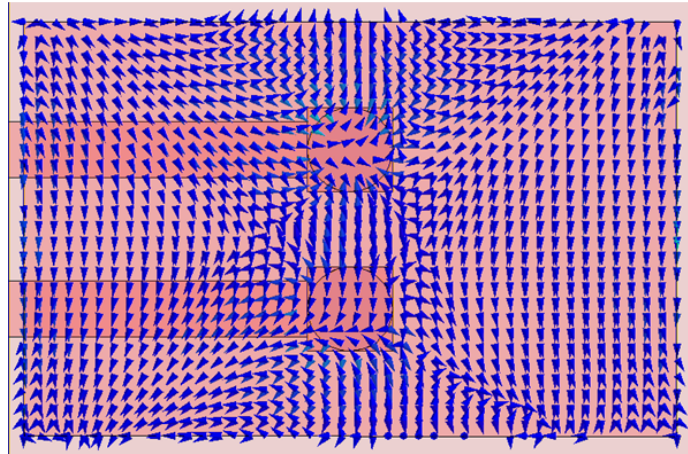


Abbildung 4-24: Stromverteilung auf der Antenne D-EA.

4.4. Gruppenstrahler

Die Patchantenne als Einzelstrahlerelement wird im Allgemeinen als Antenne mit niedrigem bis mittlerem Gewinn bei breiter Richtcharakteristik in einer Halbebene klassifiziert [16]. Eine Patchantenne hat typisch einen Gewinn von 6 *dBi* [03]. Für bestimmte Anwendungen kann diese Strahlungseigenschaft ausreichend sein. Für Anwendungen, die einen hohen Gewinn und gesteuerte Abstrahlung (Beam-Forming) verlangen, müssen die Antennendimensionen über die des Einzelstrahlers hinaus vergrößert werden [07]. Für Planarantennen bedeutet dies, dass mehrere Einzelelemente zusammengefasst werden müssen, um Antennengruppen zu bilden [03].

Durch Kombination von mehreren Antennen kann man durch Interferenz der Felder der Einzelantennen die gewünschte Direktivität (Gewinn) erreichen [03]. Um im Sendefall das maximale resultierende Fernfeld zu erhalten, müssen sich alle Feldbeiträge in der gewünschten Richtung addieren und in den übrigen Richtungen auslöschen. Das wird für eine senkrecht zur Antennenebene orientierte Hauptstrahlrichtung mit gleichphasiger Speisung der Strahlerelemente erreicht. Daher ist die Speisung der Patchantennengruppen ein entscheidender Faktor. Sie verteilt die Energie auf die Strahlerelemente und kann als Parallel-, Serien- und Hybrid-speisung ausgeführt werden [100]. Bei Parallelspeisung endet die speisende Leitung an jedem strahlenden Element. Bei Serienspeisung wird von einer durchgehenden Leitung ein kleiner Teil der Energie in jedes Element gekoppelt.

Neben der Speisung spielen auch die Anzahl der Strahlerelemente sowie ihre Anordnung und der Abstand zwischen den Elementen eine große Rolle. Ein höherer Gewinn wird durch wachsende Anzahl der Strahlerelemente erreicht, die Anordnung bestimmt die Form der

Richtcharakteristik und der Abstand zwischen Strahlerelementen bestimmt die Entstehung und die Unterdrückung von den parasitären Strahlungskeulen (grating lobes).

Baut man die Patchantennengruppen auf Trägermaterialien mit hoher Dielektrizitätskonstante auf, haben diese tendenziell eine höhere Impedanz, kleinere Bandbreite, niedrigeren Wirkungsgrad und kleinere Patchabmessungen. Dadurch wird der Aufbau von nah aneinanderliegenden Patchantennen möglich. Im Entwurf ist zu beachten, dass in den Speiseleitungen die geführte Leitungswellenlänge maßgeblich ist, während für die Beurteilung der Abstände zwischen den Strahlerelementen die Freiraumwellenlänge entscheidend ist [54].

Für die Anordnung der Einzelemente im Raum gibt es verschiedene Möglichkeiten. Wenn die Einzelstrahler längs einer Achse (Linie) aufgereiht sind, werden diese Anordnungen lineare Antennengruppen genannt. Wenn die Einzelstrahler in einer Ebene angeordnet werden, nennt man diese Anordnung planare Antennengruppen.

Die Überlagerung der Felder führt zu elementaren Regeln bei der Beurteilung der Gruppenrichtcharakteristik. Das Feld von M Strahlerelementen längs x -Richtung ist gleich dem Feld des Einzelementes, das in einem Referenzpunkt positioniert ist, multipliziert mit dem Gruppenfaktor [07].

$$\vec{E}_{\text{Gesamt}} = \vec{E}_{\text{Einzel}} \cdot GF \quad 4-39$$

GF Gruppenfaktor

\vec{E} Abgestrahltes Feld (Fernfeld)

Der Gruppenfaktor für lineare Antennengruppen ist gegeben durch:

$$GF = \left[\frac{\sin\left(\frac{M}{2}\Psi\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\Psi\right)} \right] \quad 4-40$$

Verallgemeinert man diese Betrachtung für planare Antennengruppen, so erhält man für N Elemente, die außer in x auch in der y -Richtung gestaffelt sind, den Gruppenfaktor für planare Antennengruppen aus der Beziehung

$$GF = \left[\frac{\sin\left(\frac{M}{2}\Psi_x\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\Psi_x\right)} \right] \cdot \left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\Psi_y\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\Psi_y\right)} \right] \cdot \quad 4-41$$

$$\Psi = kd \cos \theta + \beta \quad 4-42$$

$$\Psi_x = kd_x \sin \theta \cos \varphi + \beta_x \quad 4-43$$

$$\Psi_y = kd_y \sin \theta \sin \varphi + \beta_y \quad 4-44$$

$\beta_{x,y}$ Phasenverschiebung zwischen benachbarten Strahlerelementen

$d_{x,y}$ Abstand zwischen zwei benachbarten Strahlerelementen

k Wellenzahl

Für rechteckige planare Antennengruppen liegen die erwünschte Hauptkeule und die unerwünschten parasitären Strahlungskeulen nach [06 - 07] bei

$$kd_x \sin \theta \cos \varphi + \beta_x = \pm 2m\pi; \quad m=0, 1, 2, \dots \quad 4-45$$

$$kd_y \sin \theta \sin \varphi + \beta_y = \pm 2n\pi; \quad n=0, 1, 2, \dots \quad 4-46$$

Um eine Hauptkeule zu realisieren, die entlang $\theta = \theta_0$ und $\varphi = \varphi_0$ gerichtet ist, muss die Phasenverschiebung zwischen den Strahlerelementen in x - und y -Richtung gleich sein (die folgenden Gleichungen entsprechen $m = n = 0$):

$$\beta_x = -kd_x \sin \theta_0 \cos \varphi_0 \quad 4-47$$

$$\beta_y = -kd_y \sin \theta_0 \sin \varphi_0 \quad 4-48$$

Bei $d_{x,y} \geq \lambda_0/2$ können eine oder mehrere unerwünschte parasitäre Strahlungskeulen auftreten. Wenn die Hauptstrahlrichtungen des Einzelements und der Antennengruppe übereinstimmen, erhöht sich der Gewinn für Rechteckpatchantennengruppen um $M \times N$ [19], d.h. der Gesamtgewinn ergibt sich aus dem Produkt des Gewinns der Einzelstrahler und der Anzahl der Strahlerelemente.

$$G_{gesamt} = M \cdot N \cdot G_{Einzel} \quad 4-49$$

$$G_{gesamt}/dB = 10 \log_{10}(M \cdot N) + 10 \log_{10} G_{Einzel} \quad 4-50$$

Jede Verdopplung der Anzahl der Elemente in einem Array bringt folglich einen zusätzlichen Gewinn von 3 *dB*.

Wie in Kapitel 2 erwähnt wurde, sollten in dieser Arbeit Patchantennen bei 60 *GHz* unter Berücksichtigung der schaltungstechnischen Besonderheiten und des Systemkonzepts des IHP mit einem Gewinn von mindestens 10 *dBi* entworfen, und ihre Funktion verifiziert werden. Die Antennen sollten insbesondere Kompatibilität zu differentiellen Anschlüssen aufweisen und für einen definierten messtechnischen Zugang auch mit Anschlüssen für erdunsymmetrische Speisung versehen werden.

Der in dieser Arbeit erreichte maximale Gewinn für eine Einzelpatchantenne beträgt 5-6 *dBi*. Deswegen kann eine Patchantenne als Einzelstrahlerelement den gewünschten Gewinn nicht erreichen. Es müssen mehrere Antennen zu einer Gruppe zusammengefasst werden, um einen zusätzlichen Gewinn von etwa 5-6 *dBi* zu erreichen. Daher muss die Anzahl von Strahlerelementen mindestens vervierfacht werden.

4.4.1. Unsymmetrisch gespeiste Patchantennengruppen (U-AG)

In dieser Arbeit wurden verschiedene Speisekategorien für unsymmetrisch gespeiste Patchantennen realisiert und gemessen. Die Gruppen mit Parallelspeisung werden in diesem Abschnitt beschrieben und die Serien- und Hybridspeisung werden mit ihren Messergebnissen im Anhang dargestellt.

Die Abbildung 4-25 zeigt eine Antennengruppe mit Parallelspeisung. In dieser Antennengruppe (U-AG1) wurden die speisenden Mikrostreifenleitungen der Patchantennen 2 und 4 um $\lambda_g/2$ gegenüber den Patchantennen 1 und 3 verlängert, um die Felder aller Patchantennen gleichphasig anzuregen. Ohne die $\lambda_g/2$ -Verlängerung werden die Felder der Patchantennen 1 und 3 gegenüber den Feldern der Patchantennen 2 und 4 wegen ihrer Speisung von der entgegengesetzten Seite mit falscher Phasenbeziehung schwingen.

Die Patchantenne mit dem Übergang von CPW-auf-MS hat die in Abbildung 4-25 gezeigte Geometrie mit den Parametern entsprechend Tabelle 4-5.

Die Abstände zwischen den Elementen der Gruppe beeinflussen das Richtdiagramm entscheidend. Das heißt, die Antennengruppe hat im Vergleich zur Einzelantenne eine deutlich größere Anzahl zu optimierende Parameter. Größere Abstände erzeugen tendentiell bessere Bündelung, die Richtdiagramme werden aber mehrdeutig, da es mehrere Strahlungskeulen gibt (grating lobes). In einem ersten Entwurf wurde ein relativ ausgewogenes Strahlungsdiagramm mit den Elementabständen $d_x = 4060 \mu\text{m}$ und $d_y = 2870 \mu\text{m}$ erreicht.

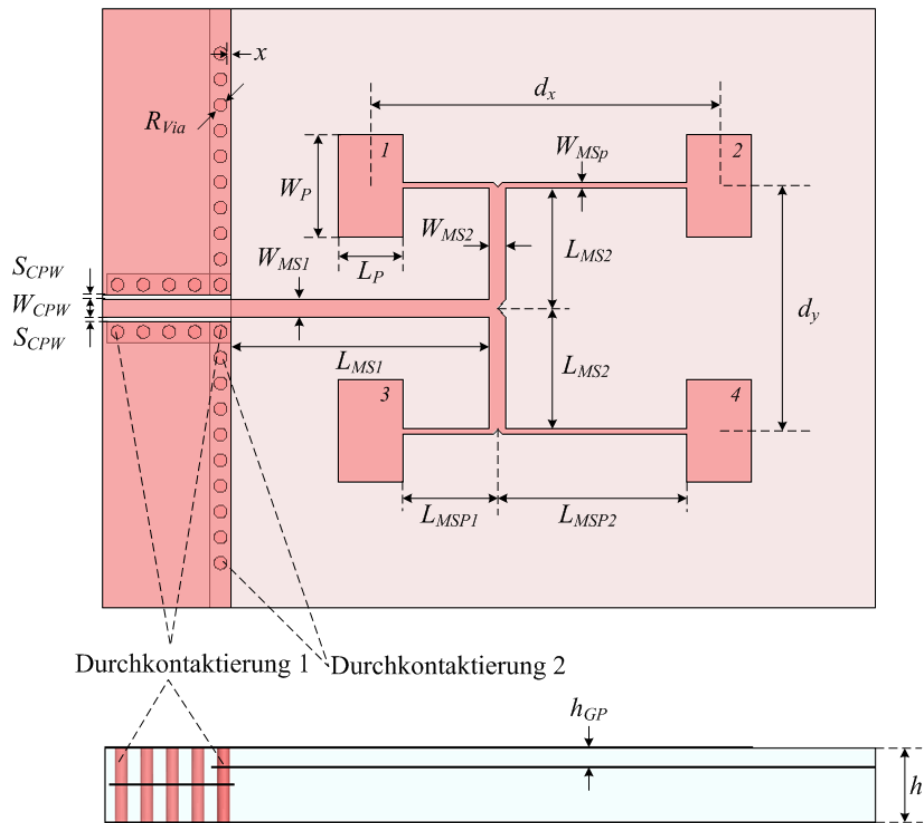


Abbildung 4-25: Unsymmetrisch gespeiste Patchantennengruppe (U-AG1) mit einem Übergang von CPW-auf-MS.

Tabelle 4-5: Geometrie der simulierten Antenne U-AG1.

Abmessungen der Antenne U-AG1 [μm]			
L_P	760	d_y	2870
W_P	1200	S_{CPW}	50
L_{MS1}	3000	L_{CPW}	1500
W_{MS1}	200	h_{GP}	220
W_{MS2}	200	h	880
L_{MSP1}	1100	R_{Via}	75
L_{MSP2}	2200	X	50
W_{MSP}	70	L_{Sub}	9000
W_{CPW}	200	W_{Sub}	7000
d_x	4060		

Abbildung 4-26 zeigt den simulierten Reflexionsfaktor der U-AG1. Man erkennt, dass die U-AG1 einen simulierten Reflexionsfaktor (S_{11}) von -17 dB mit einer absoluten 10 dB -Bandbreite von etwa $BW = 2\text{ GHz}$ bzw. einer relativen Bandbreite von etwa $3,4\%$ hat.

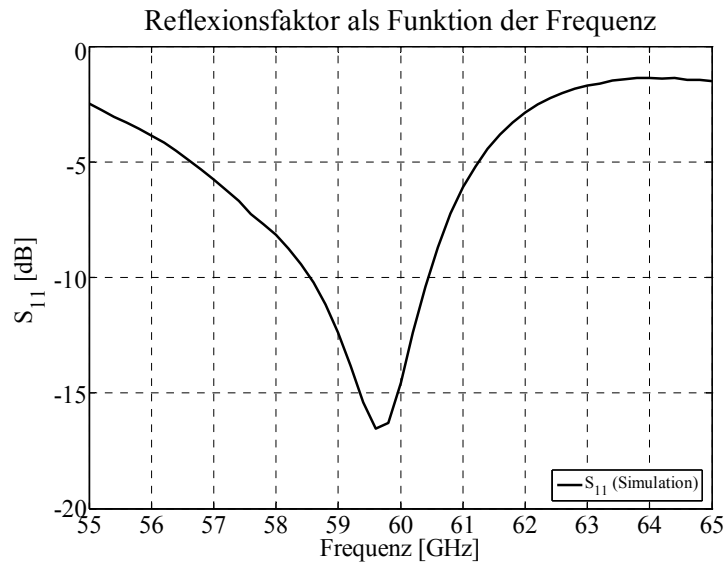


Abbildung 4-26: Simulierter Reflexionsfaktor S_{11} der Antenne U-AG1 nach Abbildung 4-25.

Die Abbildung 4-27 zeigt die Richtcharakteristik des Gewinns der Patchantenne (polare Darstellung) und die Abbildung 4-28 zeigt die charakteristischen Schnitte in E - und H -Ebenen. Diese Abbildungen lassen unerwünschte Strahlungskeulen insbesondere entlang der x -Achse erkennen, die von den Speiseleitungen verursacht werden, wobei $d_x \approx 0,8\lambda_0$ und $d_y \approx 0,57\lambda_0$ betragen. Die U-AG1 erreicht einen simulierten Gewinn von etwa 11,5 dB_i mit einem Wirkungsgrad von 87%. Abbildung 4-29 verdeutlicht die Stromverteilung auf den vier Antennen des Arrays U-AG1. Alle Antennen tragen Ströme gleicher Phase und jedes Patch schwingt im Grundmode.

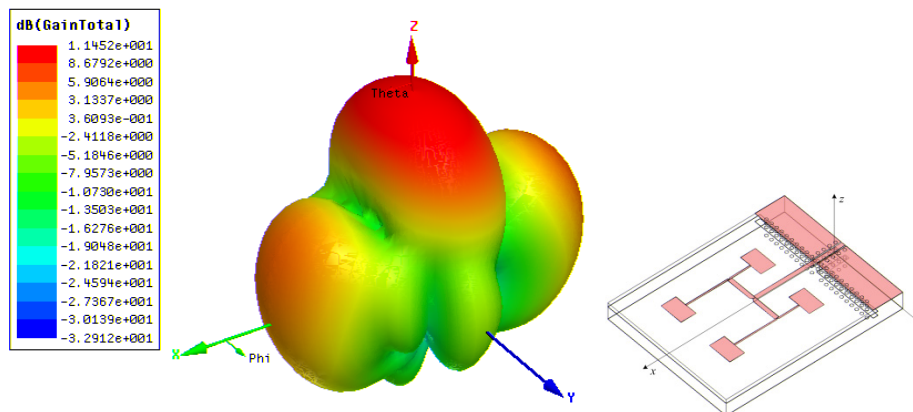


Abbildung 4-27: Simulierter Gewinn der Antenne U-AG1 in polarer Darstellung (links), Gesamtdarstellung der Antennenstruktur (rechts).

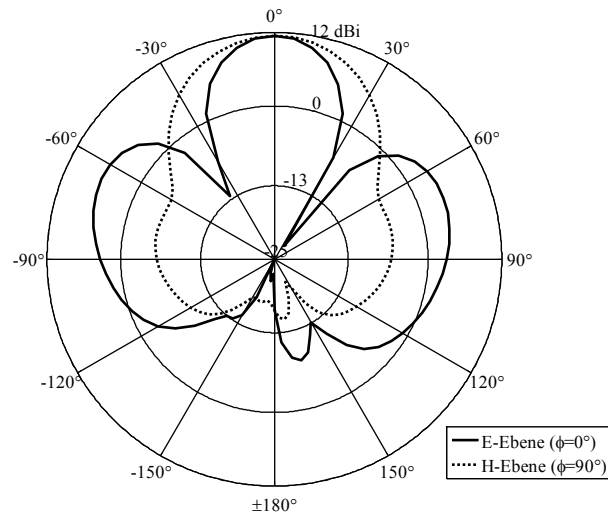


Abbildung 4-28: Schnitte durch die simulierte charakteristische Richtcharakteristik des Gewinns für die Antenne U-AG1 entsprechend Abbildung 4-25 (Schnitte durch E -Ebene (—) und H -Ebene (···)).

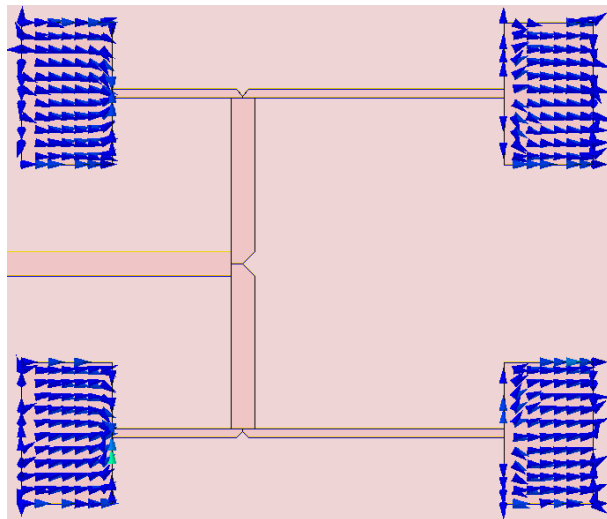


Abbildung 4-29: Stromverteilung auf der Antenne U-AG1.

Wie bei Einzelpatchantennen konnte der Gewinn aller realisierten Antennengruppen bisher nur durch Messung der Transmission S_{21} entweder zwischen zwei identischen Antennengruppen in back-to-back Anordnung oder zwischen einer realisierten Antennengruppe und einer Referenzantenne (Hornantenne) und mit Hilfe der Friis'schen Formel ermittelt werden.

Die Messungen der Streuparameter und die Berechnung des Gewinns mit der Auswertung werden im Kapitel 5 detailliert beschrieben.

Um Reflexionen im Speisetzwerk zu vermeiden, ist es erforderlich alle Leitungsimpedanzen anzupassen. Für das Verteilnetzwerk nach Abbildung 4-30 erhält man die folgenden Wellenwiderstände:

Z_{CPW} : 50 Ω (Wellenwiderstand der Koplanarleitung)

Z_{MS1} : 50 Ω (Wellenwiderstand der Mikrostreifenleitung $MS1$)

Z_{T1} : 39 Ω (Wellenwiderstand des $\lambda/4$ -Transformators $T1$)

Z_{MS2} : 30 Ω (Wellenwiderstand der Mikrostreifenleitung $MS2$)

Z_{MS3} : 60 Ω (Wellenwiderstand der Mikrostreifenleitung $MS3$)

Z_{T2} : 42,5 Ω (Wellenwiderstand des $\lambda/4$ -Transformators $T2$)

Z_{MS4} : 30 Ω (Wellenwiderstand der Mikrostreifenleitung $MS4$)

Z_{MSP} : 60 Ω (Wellenwiderstand der speisenden Mikrostreifenleitung MSP)

Der $\lambda/4$ -Transformator wurde nach der Gleichung 4-38 berechnet. Die Leitungsgeometrien wurden mit Hilfe des Programms LineCalc berechnet. Damit hat die Patchantenne mit dem Übergang von CPW-auf-MS eine Geometrie entsprechend Tabelle 4-6 und Abbildung 4-30.

Tabelle 4-6: Geometrie der simulierten Antenne U-AG2.

Abmessungen der Antenne U-AG2 [μm]			
L_P	870	W_{T2}	160
W_P	1210	L_{MSP1}	555
L_{SI}	350	L_{MSP2}	1000
W_{SI}	60	W_{MSP}	90
L_{MS1}	2000	d_x	2710
W_{MS1}	130	d_y	2670
L_{MS2}	515	W_{CPW}	190
W_{MS2}	310	S_{CPW}	55
L_{v1}	1200	L_{CPW}	1600
L_{v2}	1900	h_{GP}	110
W_{MS3}	90	h	550
L_{MS4}	500	R_{Via}	75
W_{MS4}	300	x	50
L_{T1}	530	L_{Sub}	7000
W_{T1}	210	W_{Sub}	7000
L_{T2}	500		

Auch bei dieser Antennengruppe wurden die Patchantenne 1 und 2 so gespeist, dass ihre Felder gegenüber den Patchantennen 3 und 4 entgegengesetzt schwingen. Deswegen müssen die speisenden Mikrostreifenleitungen der Patchantennen 3 und 4 um $\lambda_g/2$ verlängert werden,

um die Felder aller Patchantennen gleichphasig schwingen zu lassen. D.h. man setzt $L_{y1} + L_{MSp1} \approx L_{y2} + L_{MSp2} - \lambda_g/2$.

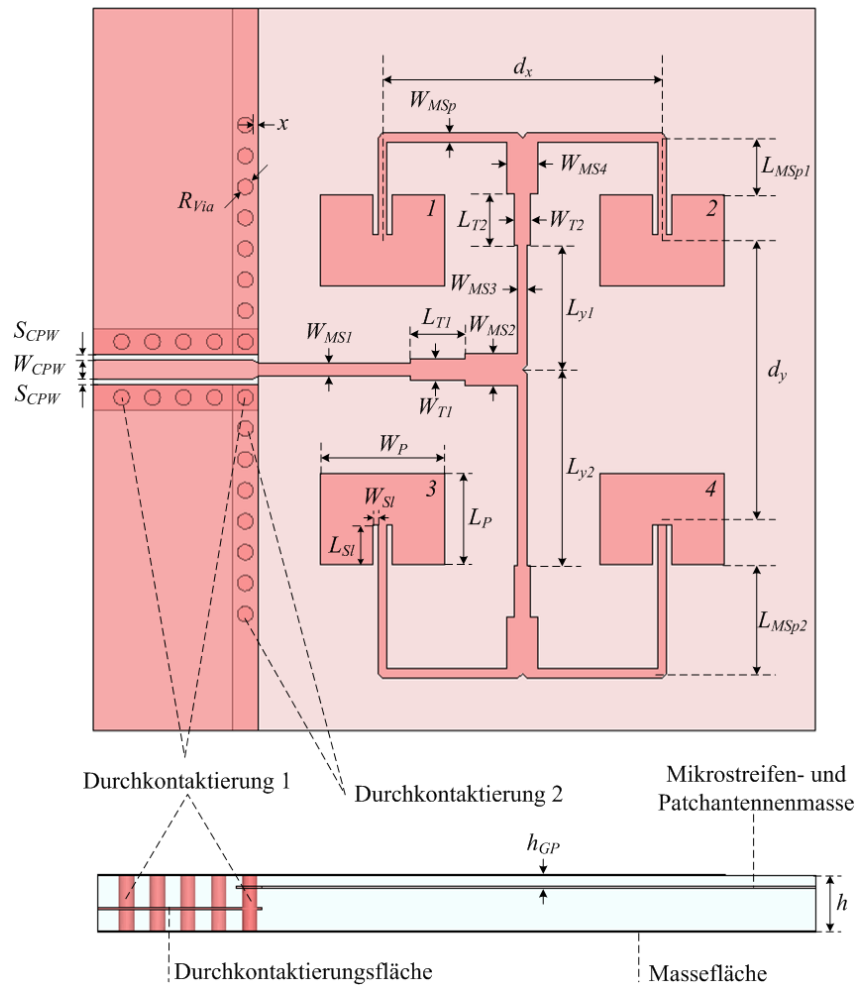


Abbildung 4-30: Unsymmetrisch gespeiste Patchantennengruppe (U-AG2) mit Übergang von CPW-auf-MS.

Abbildung 4-31 zeigt den simulierten Reflexionsfaktor der U-AG2. In dieser Abbildung erkennt man, dass die Patchantenne einen simulierten Reflexionsfaktor (S_{11}) von -28 dB mit einer absoluten 10 dB -Bandbreite von $BW = 1 \text{ GHz}$ bzw. einer relativen Bandbreite von $1,7\%$ hat. Die kleinere Bandbreite dieser Antennengruppe im Vergleich zur $1,7 \text{ GHz}$ Bandbreite der U-AG1 (siehe Abbildung 4-25) ist auf die niedrigere Substratdicke zurückzuführen.

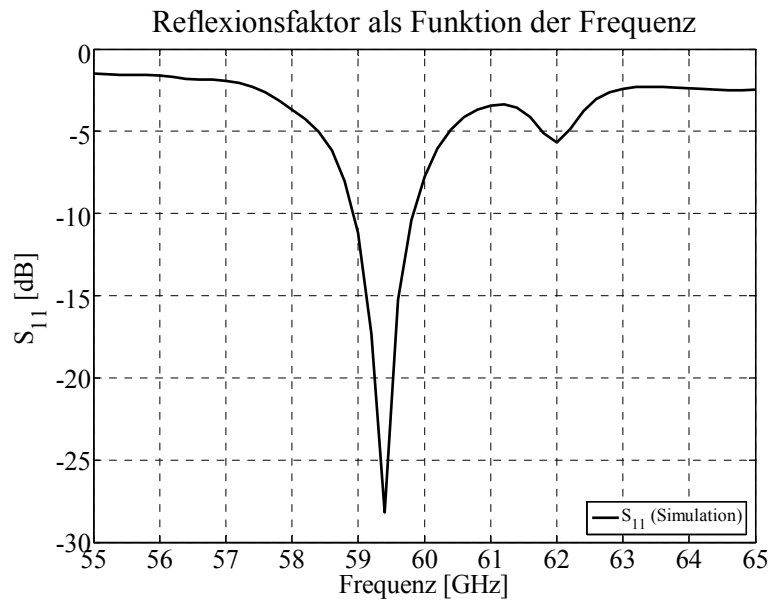


Abbildung 4-31: Simulierter Reflexionsfaktor S_{11} der Antenne U-AG2 nach Abbildung 4-30.

Die Abbildung 4-32 zeigt die Richtcharakteristik des Gewinns der U-AG2 (polare Darstellung) und die Abbildung 4-33 zeigt die charakteristischen Schnitte in E - und H -Ebene. In diesen Abbildungen erkennt man, dass die unerwünschten Strahlungskeulen sehr klein sind, weil die Abstände zwischen den Patchantennen dem für Antennengruppen besonders günstigen Wert $d_x \approx d_y \approx \lambda_0/2$ entsprechen. Die Patchantenne erreicht einen simulierten Gewinn von etwa 10,5 dBi mit einem Wirkungsgrad von 80%.

In der Abbildung 4-34 kann man deutlich die Stromverteilung auf der unsymmetrisch gespeisten Patchantennengruppe erkennen. Unterschiedlich lange Wege in den Speiseleitungen führen trotz Speisung von verschiedenen Seiten zu einer gleichphasigen Schwingung auf allen Elementen.

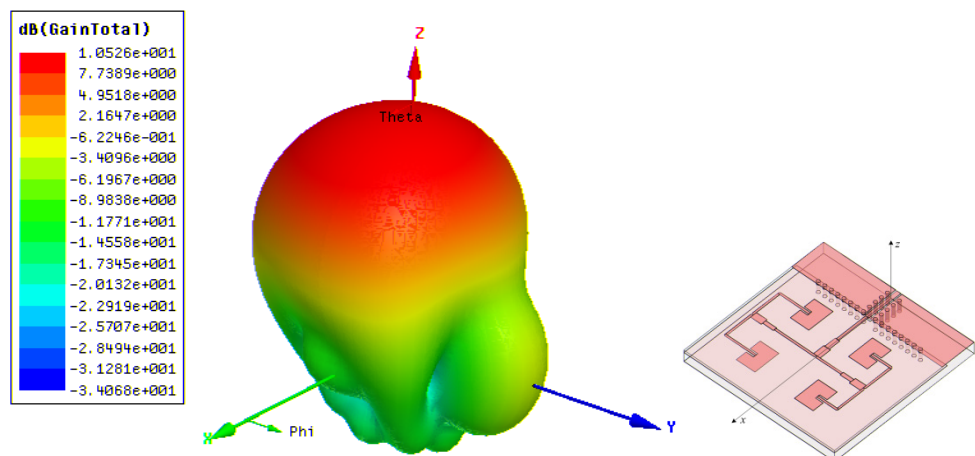


Abbildung 4-32: Simulierter Gewinn der Antenne U-AG2 in polarer Darstellung (links), Gesamtdarstellung der Antennenstruktur (rechts).

Die Messungen der Streuparameter und die Berechnung des Gewinns mit der Bewertung werden im Kapitel 5 detailliert beschrieben.

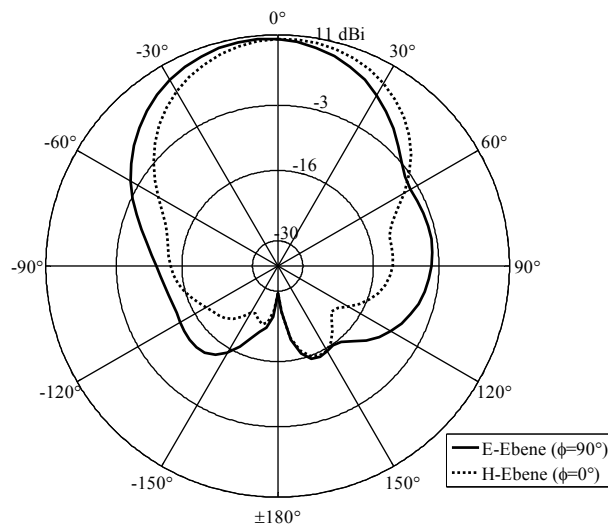


Abbildung 4-33: Schnitte durch die simulierte Richtcharakteristik des Gewinns für die Antenne U-AG2 entsprechend Abbildung 4-30 (Schnitte durch E -Ebene (—) und H -Ebene (···)).

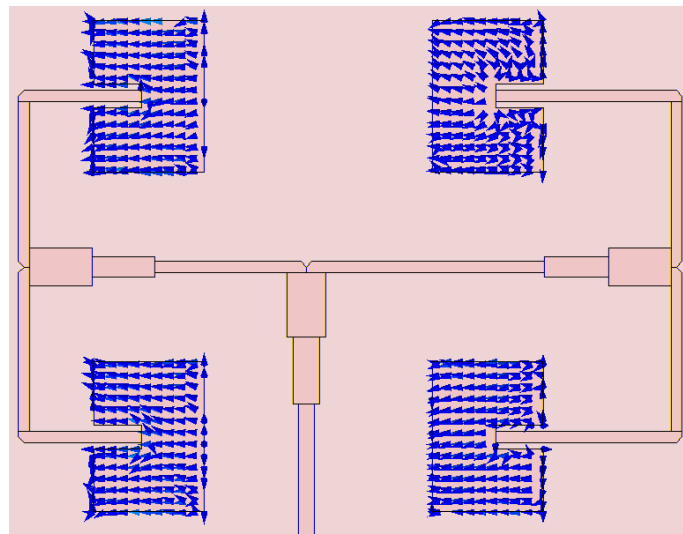


Abbildung 4-34: Stromverteilung auf der Antenne U-AG2.

Die erste Realisierung ohne Anpassnetzwerk zeigte eine schlechtere Anpassung verglichen mit der Version mit Anpassnetzwerk und dünnerem Substrat. Durch die Verwendung des Substrates mit geringerer Dicke ergaben sich ein geringerer Gewinn, eine verringerte Bandbreite sowie ein schlechterer Wirkungsgrad. Um die positiven Eigenschaften der beiden Varianten zu vereinen wurde eine Kombination von hoher Substrathöhe mit Anpassnetzwerk vorgenommen. Die ursprünglichen Entwürfe konnten, durch die Forderung nach einem einfachen Layout, die Leiterbreiten nicht realisieren, die für die Realisierung der Anpassnetz-

werke notwendig sind. Die Abmessungen des $\lambda/4$ -Transformators wurden entsprechend Gleichung 4-38 berechnet. Die Impedanzen der Teilabschnitte mit dem Übergang von CPW-auf-MS haben folgende Werte:

- Z_{CPW} : 50 Ω (Wellenwiderstand der Koplanarleitung)
- Z_{MS1} : 50 Ω (Wellenwiderstand der Mikrostreifenleitung MS1)
- Z_{T1} : 39 Ω (Wellenwiderstand des $\lambda/4$ -Transformators T1)
- Z_{MS2} : 30 Ω (Wellenwiderstand der Mikrostreifenleitung MS2)
- Z_{MS3} : 60 Ω (Wellenwiderstand der Mikrostreifenleitung MS3)
- Z_{T2} : 42,5 Ω (Wellenwiderstand des $\lambda/4$ -Transformators T2)
- Z_{MS4} : 30,5 Ω (Wellenwiderstand der Mikrostreifenleitung MS4)
- Z_{MS5} : 61 Ω (Wellenwiderstand der Mikrostreifenleitung MS5)
- Z_{T3} : 39 Ω (Wellenwiderstand des $\lambda/4$ -Transformators T3)
- Z_{MSP} : 80 Ω (Wellenwiderstand der speisenden Mikrostreifenleitung MSP)

Die Leitungsbreiten der Antennengruppen wurden mit LineCalc, die Abmessungen der Patchgeometrie mit den Gleichungen 4-31 bis 4-34 errechnet. Die Abbildung 4-35 zeigt die Antenne mit Speisetzwerk. Die resultierenden Beschreibungsgrößen sind in der Tabelle 4-7 angegeben:

Tabelle 4-7: Geometrie der simulierten Antenne U-AG3.

Abmessungen der Antenne U-AG3 [μm]			
L_P	820	W_{T2}	175
W_P	1200	L_{T3}	540
L_{SI}	320	W_{T3}	140
W_{SI}	50	L_{MSP1}	360
L_{MS1}	1700	L_{MSP2}	1500
W_{MS1}	130	W_{MSP}	100
L_{MS2}	515	W_{CPW}	190
W_{MS2}	310	S_{CPW}	60
L_{MS3}	530	L_{CPW}	1800
W_{MS3}	90	h_{MS}	110
L_{MS4}	520	h_{GP}	220
W_{MS4}	300	h	550
L_{MS5}	200	R_{Via}	50
W_{MS5}	190	x	50
L_{T1}	530	L_{Sub}	9000
W_{T1}	210	W_{Sub}	6000
L_{T2}	530		

In der Abbildung 4-36 erkennt man, dass die Antenne U-AG3 einen simulierten Reflexionsfaktor (S_{11}) von 23 dB mit einer absoluten 10 dB-Bandbreite von $BW = 1,6 \text{ GHz}$, bzw. einer relativen Bandbreite von 2,7% hat.

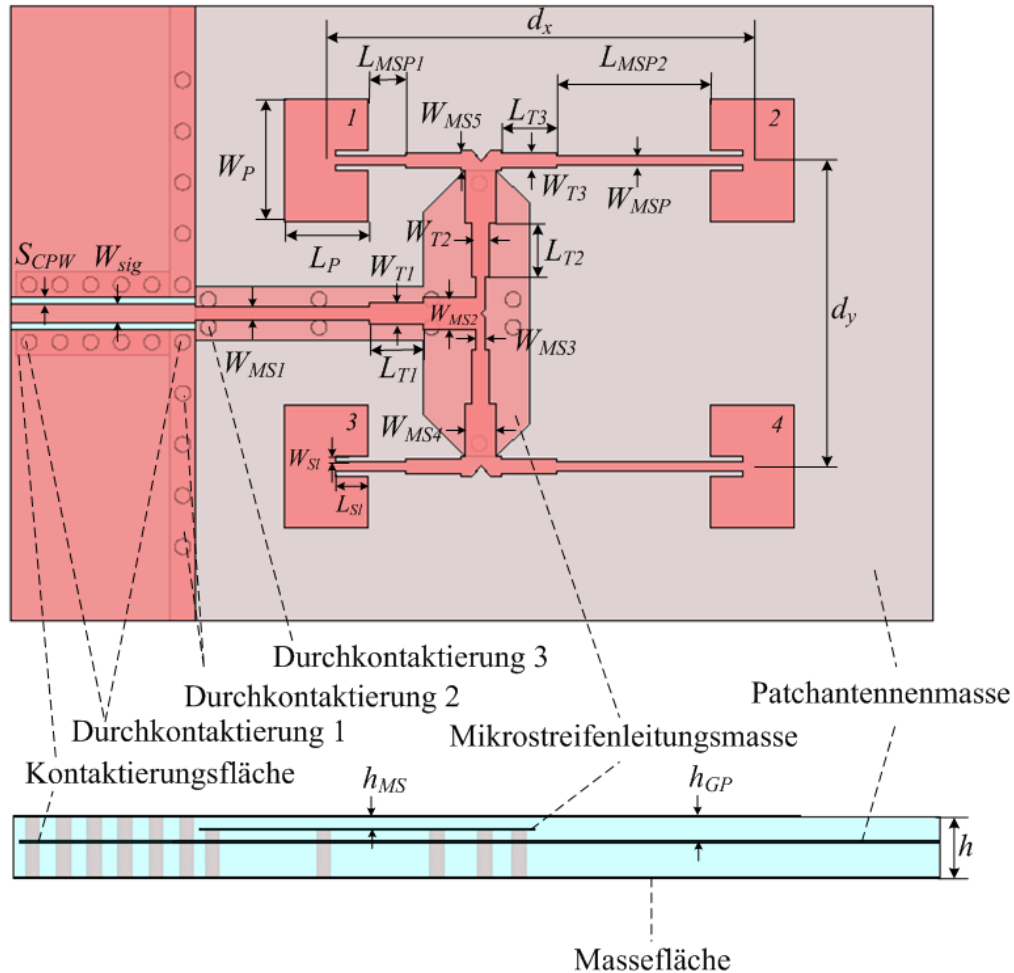


Abbildung 4-35: Unsymmetrisch gespeiste Patchantennengruppe (U-AG3) mit einem Übergang von CPW-auf-MS.

Abbildung 4-37 zeigt die polare Darstellung der Richtcharakteristik des Gewinns für die Antenne U-AG3 und die Abbildung 4-38 zeigt die charakteristischen Schnitte in E - und H -Ebene. In diesen Abbildungen sieht man, dass die Antenne U-AG3 einen simulierten Gewinn von etwa 11,5 dBi erreicht. Die numerischen Rechnungen lieferten einen Wirkungsgrad von 90%. In der Abbildung 4-39 ist die Stromverteilung für eine resonante Anregung auf den Patches der Antennengruppe U-AG3 zu sehen, alle Patches schwingen mit dem Grundmode.

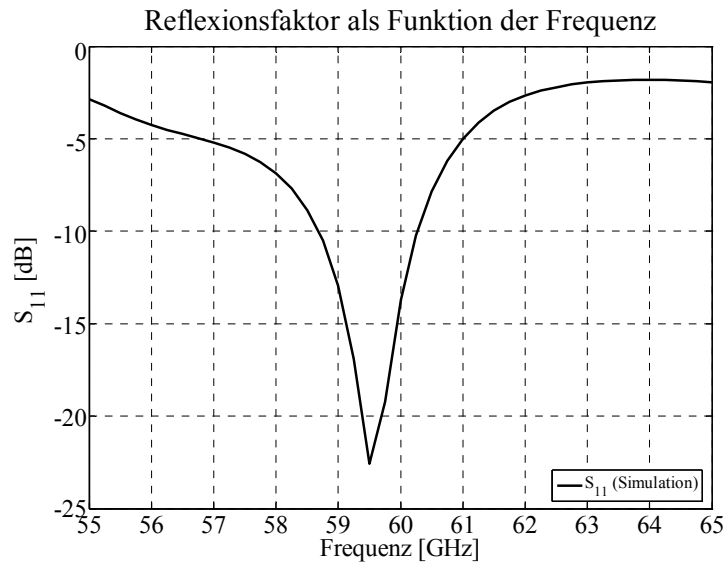


Abbildung 4-36: Simulierter Reflexionsfaktor S_{11} der Antenne U-AG3 nach Abbildung 4-35.

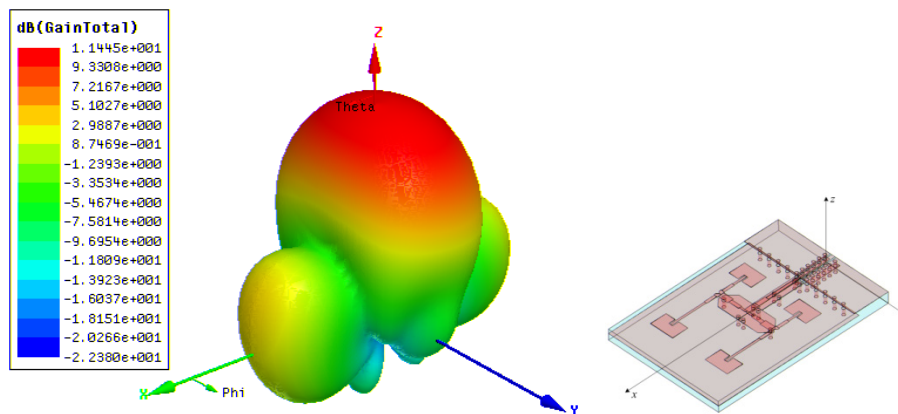


Abbildung 4-37: Simulierter Gewinn der Antenne U-AG3 in polarer Darstellung (links), Gesamtdarstellung der Antennenstruktur (rechts).

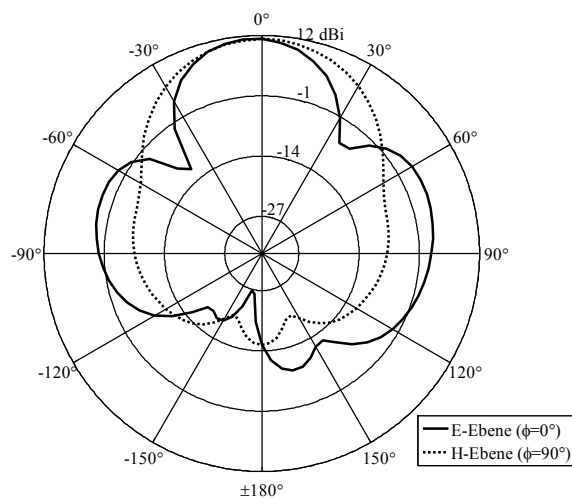


Abbildung 4-38: Schnitte durch die simulierte Richtcharakteristik des Gewinns für die Antenne U-AG3 entsprechend Abbildung 4-35 (Schnitte durch E -Ebene (—) und H -Ebene (···)).

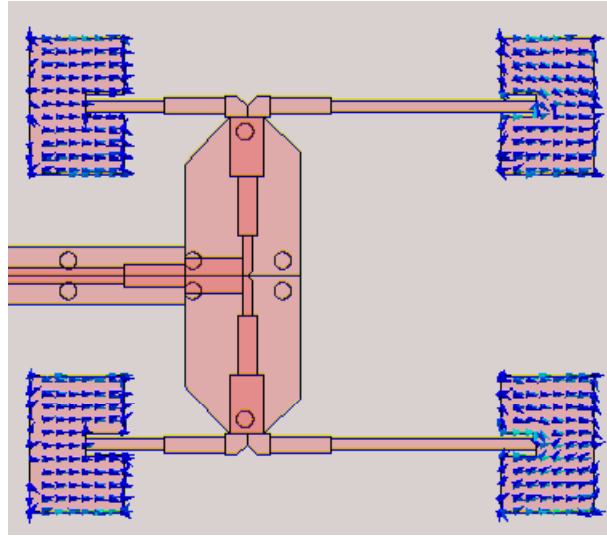


Abbildung 4-39: Stromverteilung auf der Antenne U-AG3.

4.4.2. Differentiell gespeiste Patchantennengruppen (D-AG)

Die meist untersuchten Antennengruppen sind unsymmetrisch gespeiste Patchantennengruppen. Die nachfolgend betrachteten Antennengruppen wurden mittels CPS mit einem differentiellen Signal gespeist. Auf beiden Leitungen der CPS fließen Ströme, die gleiche Amplituden mit 180° -Phasendifferenz haben. Die Leitungen der CPS speisen jeweils die Hälfte der Patchantennen. Infolgedessen würden die beiden Teile gegenphasig gespeist und ihre Felder sich im Fernfeld auslöschen. Um alle Patchantennen gleichphasig zu speisen, müssen entweder die speisenden Mikrostreifenleitung für die Hälfte der Patchantennen mit einer zusätzlichen $\lambda_g/2$ -Leitung versehen werden, um eine 180° -Phasendifferenz zu erreichen und gleichphasig mit dem zweiten Leistungsanteil zu speisen. Alternativ könnten die Hälfte der Patchantennen so angeordnet werden, dass ihre Felder umgekehrt zur anderen Hälfte schwingen. Auch dadurch würden alle Patchantennen trotz differentieller Speisung gleichphasig im Fernfeld wirksam.

In dieser Arbeit wurden beide Methoden angewendet. In einem Entwurf entsprechend der ersten Methode wurde eine $\lambda_g/2$ -Leitung zu der Mikrostreifenleitung (MS) eingefügt. Die Abbildung 4-40 verdeutlicht die Struktur der differentiell gespeiste Patchantennengruppe nach dieser Lösung mit einem Balun. Die Geometrie der D-AG1 nach Abbildung 4-40 ist in der Tabelle 4-8 gezeigt.

Tabelle 4-8: Geometrie der simulierten Antenne D-AG1.

Abmessungen der Antenne D-AG1 [μm]			
L_P	820	W_{CPW}	180
W_P	1100	S_{CPW}	60
L_{SI}	200	L_{CPW}	1800
W_{SI}	60	S_{CPS}	110
L_{CPS}	3500	R	560
W_{CPS}	130	d_x	3740
L_T	520	d_y	4250
W_T	340	h_{GP}	220
L_{MS1}	1000	h	550
L_{MS2}	1900	R_{Via}	75
W_{MS}	390	x	50
L_{MSP1}	1100	L_{Sub}	9000
L_{MSP2}	1960	W_{Sub}	8000
W_{MSP}	80		

Zur Vermeidung von Reflexionen im Speisetzwerk wurden wiederum alle Leitungsimpedanzen angepasst. Dafür müssen zuerst die Wellenwiderstände der CPW und der CPS aneinander angepasst werden, die nachfolgend an den Wellenwiderstand der Mikrostreifenleitung (W_{MS}) durch $\lambda/4$ -Transformator angepasst werden mussten. Das geschieht durch folgende Dimensionierungen: Die CPS wurde auf einer Substratdicke von $h = 550 \mu\text{m}$ mit Rückseitenmetallisierung realisiert. Sie hat einen Wellenwiderstand von $Z_0 \approx 100 \Omega$, eine Gleichtaktimpedanz $Z_{even} \approx 190 \Omega$ und eine Gegentaktimpedanz von $Z_{odd} \approx 50 \Omega$. Das Programm LineCalc liefert für die Geometrie einer solchen CPS eine Leitungsbreite von $W_{CPS} = 130 \mu\text{m}$ und ein Spaltmaß von $S_{CPS} = 110 \mu\text{m}$. Für die Impedanzanpassung zwischen der Gegentaktimpedanz (Z_{odd}) und dem Wellenwiderstand der Mikrostreifenleitung ($W_{MS} = 390 \mu\text{m}$) von $Z_{MS} \approx 43 \Omega$ ist ein $\lambda/4$ -Transformator erforderlich. Die Länge dieses $\lambda/4$ -Transformators ist $L_T = 520 \mu\text{m}$ und die Breite beträgt $W_T = 340 \mu\text{m}$.

Anschließend müssen die speisenden Mikrostreifenleitungen (W_{MSP}), die einen Wellenwiderstand von $Z_{MSP} \approx 86 \Omega$ haben, parallel mit der Mikrostreifenleitung (W_{MS}) verbunden werden. Die Abbildung 4-41 zeigt den simulierten Reflexionsfaktor der differentiell gespeisten Patchantennengruppe nach Abbildung 4-40. Daraus ist ersichtlich, dass die Patchantenne einen simulierten Reflexionsfaktor $S_{11} = -19 \text{ dB}$, eine absolute 10 dB-Bandbreite von $BW = 2 \text{ GHz}$ bzw. eine relative Bandbreite von etwa 3,4% hat.

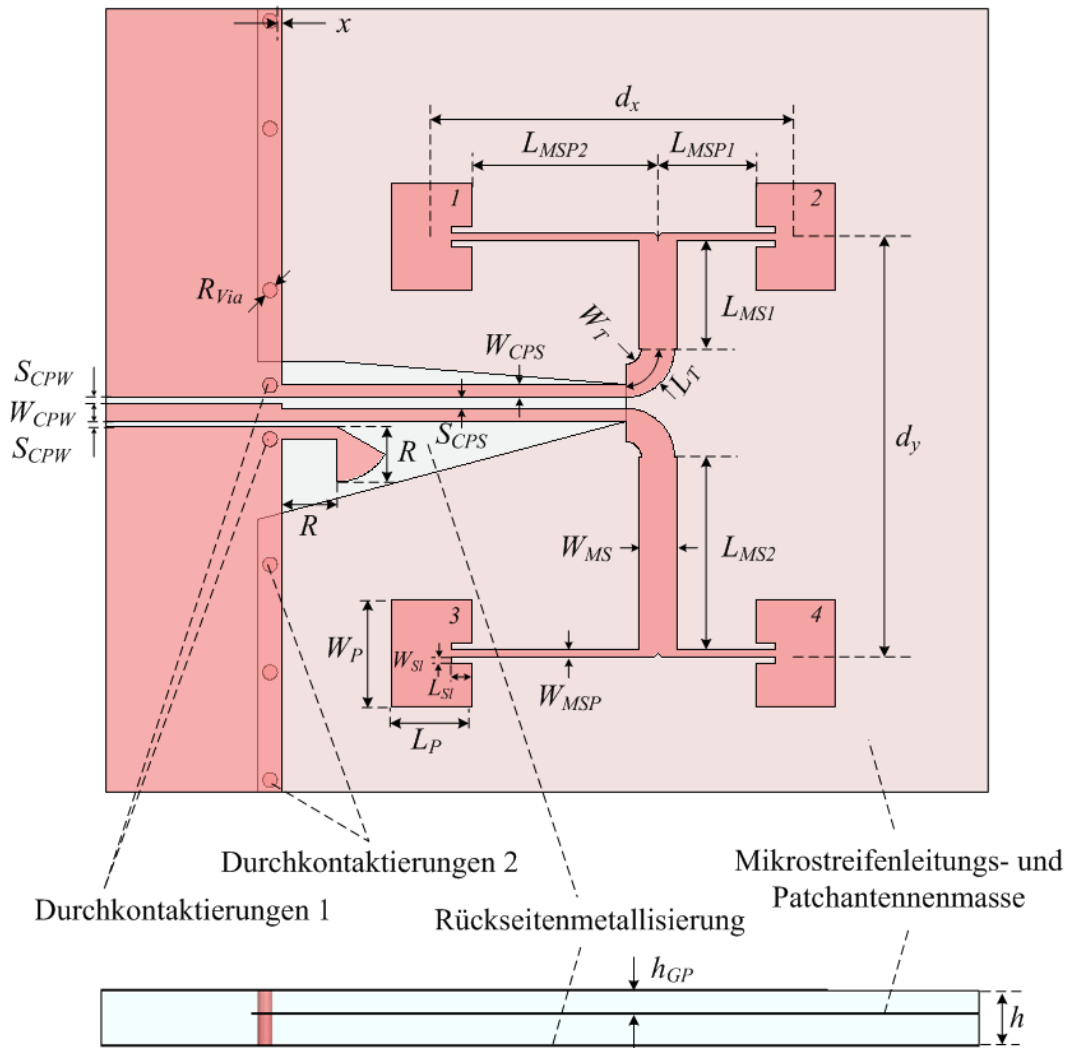


Abbildung 4-40: Die Antenne D-AG1 mit einem Balun und den speisenden Mikrostreifenleitungen.

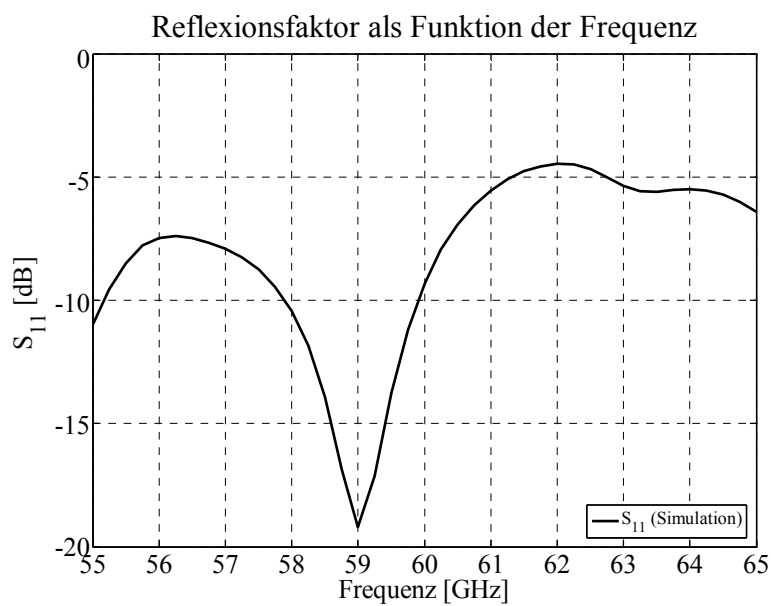


Abbildung 4-41: Simulierter Reflexionsfaktor S_{11} der Antenne D-AG1 nach Abbildung 4-40.

Nach numerischen Berechnungen hat diese Patchantennengruppe einen Gewinn von etwa 10,7 dBi mit einem Wirkungsgrad von 88%. Abbildung 4-42 zeigt die Richtcharakteristik (den Gewinn) der Patchantennengruppe in polarer Darstellung und Abbildung 4-43 zeigt die charakteristischen Schnitte in E -Ebene und H -Ebene. In diesen Abbildungen sieht man, dass sich die Richtcharakteristik in drei relativ große parasitäre Strahlungskeulen aufspaltet. Das ist auf die großen Abstände der Patches zurückzuführen ($d_x = 3470 \mu\text{m} \approx 0,7\lambda_0$, $d_y = 4250 \mu\text{m} \approx 0,85\lambda_0$)

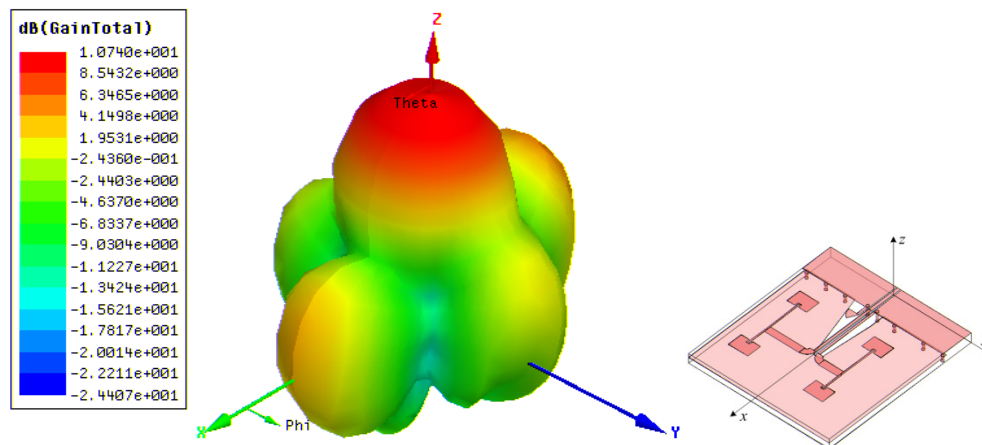


Abbildung 4-42: Simulierter Gewinn der Antenne D-AG1 in polarer Darstellung (links), Gesamtdarstellung der Antennenstruktur (rechts).

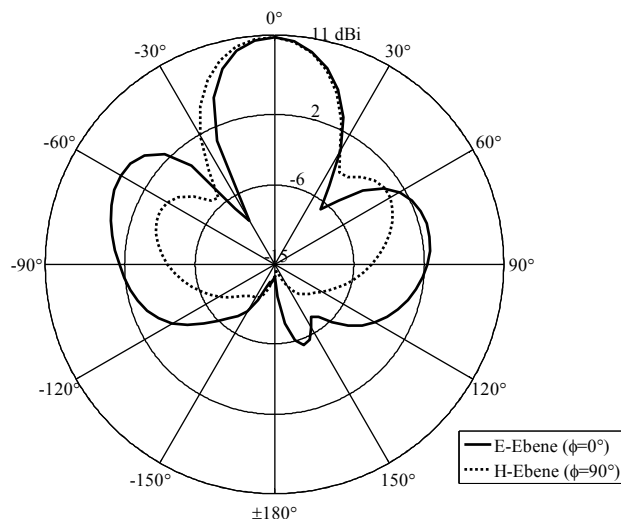


Abbildung 4-43: Schnitte durch die simulierte Richtcharakteristik des Gewinns für die Antenne D-AG1 entsprechend Abbildung 4-40 (Schnitte durch E -Ebene (—) und H -Ebene (···)).

Die Abbildung 4-44 verdeutlicht die Stromverteilung auf den einzelnen Patches der Antenne D-AG1. Die Funktion des Baluns ist dadurch nachgewiesen, da die Intensitäten auf den

rechten und linken Patches nahezu gleich ist. Außerdem schwingen alle Patches entsprechend dem Entwurfsziel mit dem Grundmode.

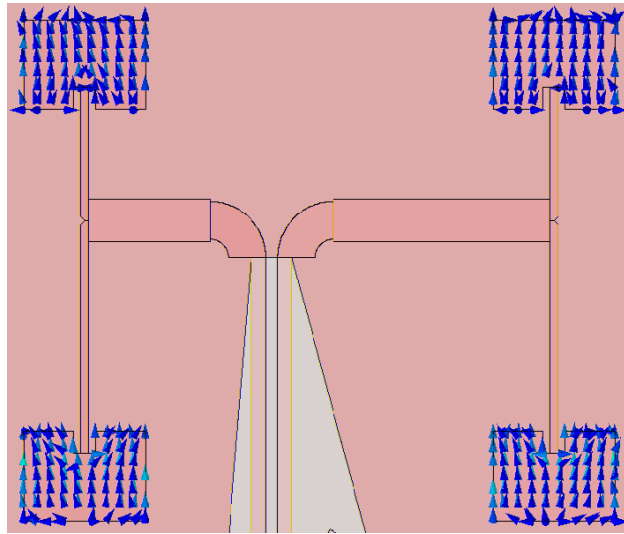


Abbildung 4-44: Die Stromverteilung auf der Antenne D-AG1.

Die zweite Methode zum Erreichen gleichphasiger Anregung wird in der Abbildung 4-45 verdeutlicht, die eine derartige Antenne D-AG2 mit einem Balun zeigt. In dieser Anordnung der Patchantennen sollen die Felder der Patchantennen 1 und 2 gegenüber den Feldern der Patchantennen 3 und 4 ohne differentielle Speisung umgekehrt schwingen. Die zwei Leiter der differentiellen Speiseleitung liefern eine 180° -Phasendifferenz zwischen den Feldern der Patchantenne 1 und 3, sowie zwischen 2 und 4, die die 180° -Phasendifferenz durch Speisung von verschiedenen Patch-Seiten kompensiert. Infolgedessen schwingen alle Felder der Patchantenne gleichphasig.

Das Speisetzwerk dieser Antennengruppe wurde wie folgt aufgebaut: Der Balun wurde mit dem Programm Microwave Studio durch numerische Berechnungen optimiert, so dass ein Koplanarleitungsmoden auf der Koplanarleitung mit einem Wellenwiderstand von 50Ω in einen Zweidrahtleitungsmoden der CPS mit einem Wellenwiderstand von 100Ω transformiert wird.

Die parallel zugeschalteten 82Ω -Wellenwiderstände der speisenden Mikrostreifenleitungen (MSp) ergeben an dem Anschlusspunkt mit dem $\lambda/4$ -Transformator einen Wellenwiderstand von 41Ω , der an den 82Ω -Wellenwiderstand der Mikrostreifenleitung (MS) angepasst werden muss. Die Anpassung erfolgt mit einem $\lambda/4$ -Transformator, der nach der Gleichung 4-38 einen Wellenwiderstand von 58Ω hat. Die Geometrie des $\lambda/4$ -Transformators lässt sich

einfach mit Hilfe des Programms LineCalc berechnen. Die Abmessungen der Antennengruppe nach der Abbildung 4-45 sind in der Tabelle 4-9 gezeigt. Der Abstand der Patchantennen im Array beträgt $d_x = 1660 \mu\text{m}$ und $d_y = 3530 \mu\text{m}$.

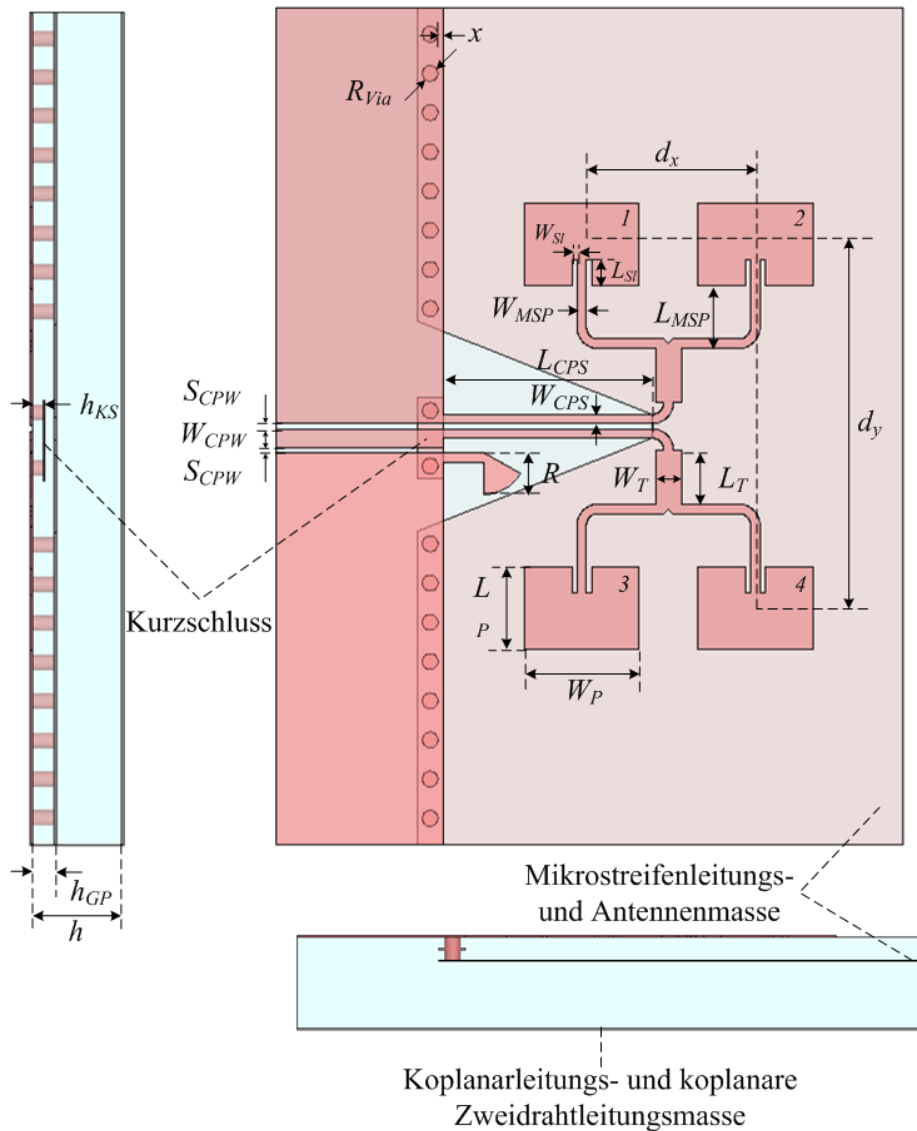


Abbildung 4-45: Differenziell gespeiste Patchantennengruppe D-AG2 mit einem Balun.

Abbildung 4-46 zeigt den simulierten Reflexionsfaktor der Antenne D-AG2. Die Patchantenne zeigt einen simulierten Reflexionsfaktor (S_{11}) von -18 dB bei einer Arbeitsfrequenz von $59,85 \text{ GHz}$ mit einer absoluten 10 dB -Bandbreite von $BW = 2 \text{ GHz}$ bzw. einer relativen Bandbreite von $3,4\%$.

Der Entwurf erreicht einen simulierten Gewinn von etwa $10,4 \text{ dBi}$ mit einem Wirkungsgrad von 88% . Die Abbildung 4-47 zeigt die Richtcharakteristik des Gewinns der Patchantenne (polare Darstellung) und die Abbildung 4-48 zeigt die charakteristischen Schnitte in E -Ebene

und H -Ebene. In diesen Abbildungen sieht man deutlich, dass die parasitären Strahlungskeulen bei $\varphi=0^\circ$ verschwinden, da $d_x = 0,33\lambda_0$ klein ist. Und die ungewünschten Strahlungskeulen werden relativ groß bei $\varphi=90^\circ$, wobei $d_x = 0,7\lambda_0$ größer als die halbe Freiraumwellenlänge ist.

Tabelle 4-9: Geometrie der simulierten Antenne D-AG2.

Abmessungen der Antenne D-AG2 [μm]			
L_P	810	S_{CPW}	50
W_P	1100	L_{CPW}	1600
L_{SI}	290	R	380
W_{SI}	60	d_x	1660
L_{CPS}	1750	d_y	3530
W_{CPS}	90	h_{GP}	220
L_T	510	h	880
W_T	245	R_{Via}	75
R_{MS}	210	x	50
L_{MSP}	600	L_{Sub}	6000
W_{MSP}	90	W_{Sub}	8000
W_{CPW}	180		

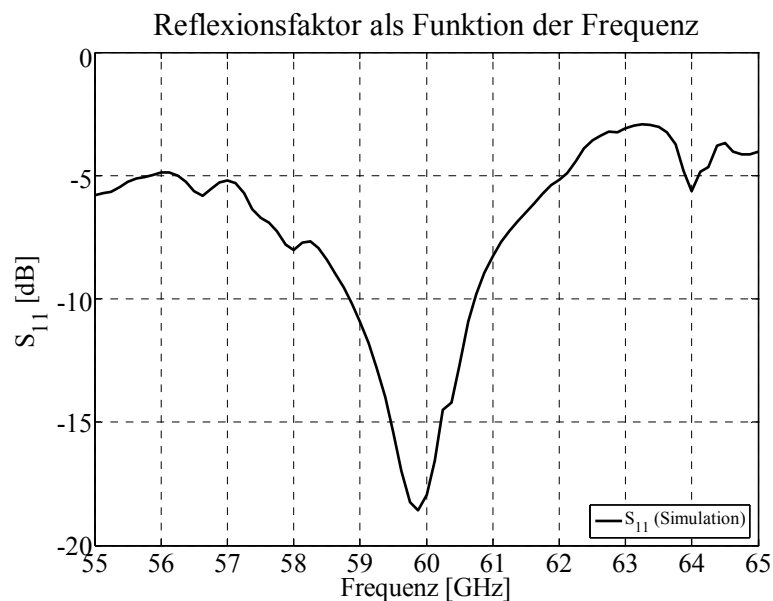


Abbildung 4-46: Simulierter Reflexionsfaktor S_{11} der Antenne D-AG2 nach Abbildung 4-45.

In der Abbildung 4-49 ist die Stromverteilung auf der differentiell gespeisten Patchantennen-
gruppe dargestellt. Wie bei den anderen Antennen ist eine Schwingung im Grundmode
erkennbar.

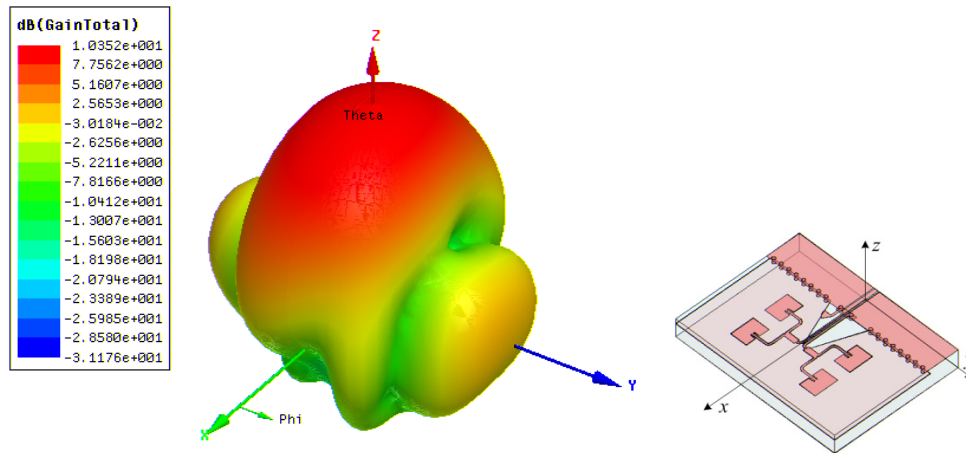


Abbildung 4-47: Simulierter Gewinn der Antenne D-AG2 in polarer Darstellung (links), Gesamtdarstellung der Antennenstruktur (rechts).

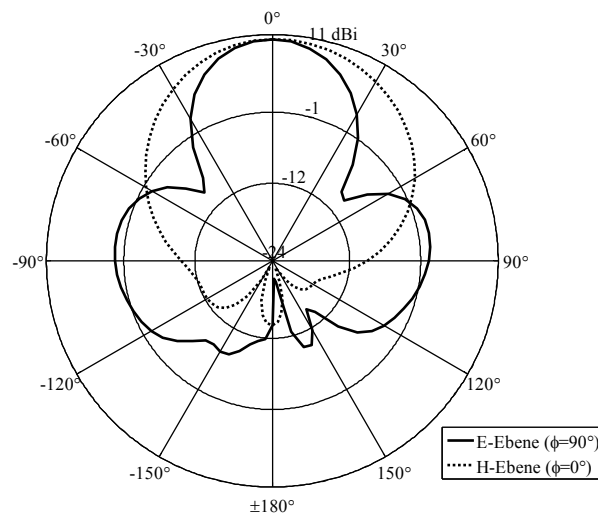


Abbildung 4-48: Schnitte durch die simulierte Richtcharakteristik des Gewinns für die Antenne D-AG2 entsprechend Abbildung 4-45 (Schnitte durch *E*-Ebene (–) und *H*-Ebene (···)).

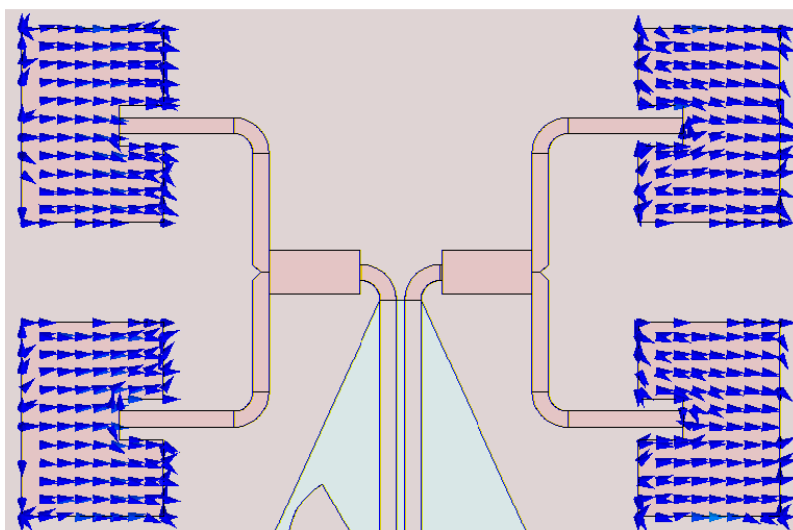


Abbildung 4-49: Die Stromverteilung auf der Patchantennengruppe D-AG2.

5. Experimentelle Untersuchungen der 60 GHz LTCC-Antennen

5.1. Das Messsystem

Zur messtechnischen Erfassung der elektrischen Eigenschaften eines Netzwerks werden heute im Hochfrequenzbereich typischerweise Netzwerkanalysatoren eingesetzt, die eine direkte Messung der Streuparameter eines N -Tors als Funktion der Frequenz erlauben. Ein On-Wafer-Messplatz liefert eine geeignete hochfrequenztaugliche Möglichkeit zur Kontaktierung planarer Schaltungen. Beide Ausrüstungen zusammen bilden mit einem PC zur Datenaufnahme das hier verwendete Messsystem.

5.1.1. Prinzipielle Forderungen an das Messverfahren

Bei den Messungen von Standardantennenparametern wie Reflexionskoeffizient, Gewinn und Richtcharakteristik treten bei hybridintegrierten Antennen im Millimeterwellenbereich technische Schwierigkeiten auf, die hauptsächlich auf die kleinen physikalischen Abmessungen zurückzuführen sind. Ein Ausweg ist der Einsatz von On-Wafer-Messspitzen, die zur koplanaren Antastung in der Qualitätskontrolle integrierter Halbleiterschaltungen entwickelt wurden. Die Messgeräte müssen vor jeder Messung kalibriert und auf ihre Funktion überprüft werden.

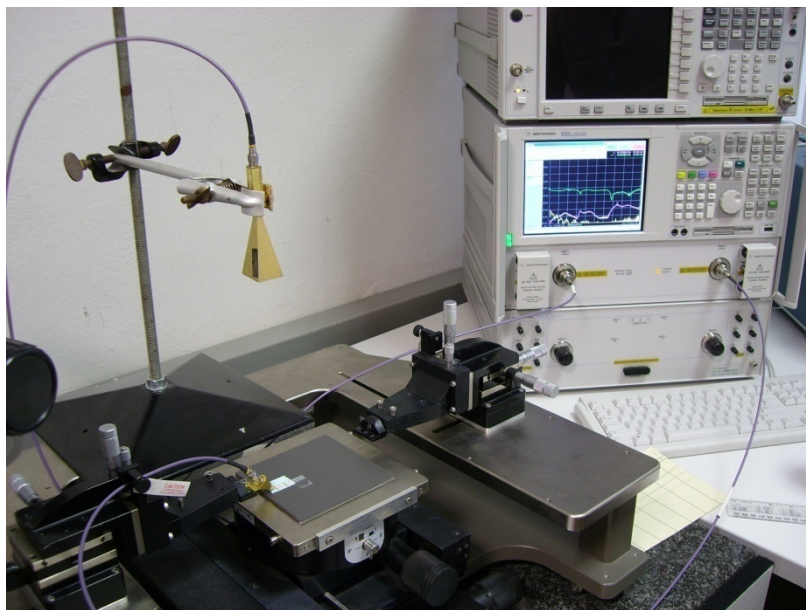


Abbildung 5-1: Das Messsystem, der On-Wafer-Messplatz Cascade Summit 9000 und der Netzwerkanalysator Agilent E8361A PNA mit Rechner.

Um Reflexionen und Wellenleitereffekte durch die metallische Unterlage des Waferprobers zu verhindern, wurde ein wenige Millimeter starker Absorber (ferrithaltiges Material) unter dem Substrat platziert.

5.1.2. On-Wafer-Messplatz

Der On-Wafer-Messplatz bildete zum Zeitpunkt der Messungen für diese Arbeit die einzige verfügbare und für wiederholbare Serienmessungen geeignete Möglichkeit zur Kontaktierung der Antennen im Millimeterwellenfrequenzbereich. Zu diesem Zweck wird der in Abbildung 5-1 gezeigte Waferprober (*Cascade Summit 9000*) eingesetzt. Der Prober besitzt drei Stellachsen für die x -, y - und z -Position. Die Kontaktierung der zu messenden Antennen geschieht, wie in Abbildung 5-2 gezeigt, mit Hilfe von Messspitzen mit Koplanaranschluss. Diese werden oberhalb einer, in x - und y -Richtung verschiebbaren, Grundplatte (Chuck) des Waferprobers angebracht. Die zu Beginn in dieser Arbeit eingesetzten Messspitzen der Firma *Picoprobe* sind bis 67 GHz spezifiziert und haben die Produktbezeichnung *67A-GSG-200-P*. Da die zu messenden Antennenstrukturen in LTCC-Technik gefertigt wurden, und gemäß ihrer Natur als Dickschichtschaltung nicht wie beim Halbleiterchip zutreffend, völlig ebene planare Metallkontakten besitzen, sondern leicht unebene und raue Metall-Glas-Leiter aufweisen, entsteht eine besonders ungünstige Konstellation für die Kontaktspitzen. Die Messspitzen müssen auf einer rauen metallisierten Dickschichtoberfläche aufgesetzt werden. Sie nutzen sich daher schnell ab und müssen mit relativ hoher Kraft aufgesetzt werden, um Höhenunterschiede auszugleichen. Um eine bessere Kontaktierung zu erreichen, wurden im späteren Verlauf der Arbeiten die von der Firma *SÜSS MicroTec* hergestellten Messspitzen *Z 065 V3N GSG 200* eingesetzt. Diese besitzen lange Leiterstrukturen mit federnden Metallkontakten und geben schon bei geringen Aufsetzkraften besseren Kontakt. Alle in diesem Abschnitt beschriebenen Antennen wurden mit diesen letztgenannten Messspitzen gemessen.

5.1.3. Kalibrierung

Für eine korrekte Messung von Streuparametern mit Hilfe des Netzwerkanalysators ist eine Kalibrierung des Messgerätes notwendig. Damit können Fehler des nicht-idealen Messsystems in Form von Zuleitungen und Hochfrequenzkomponenten des Messaufbaus eliminiert werden. In dieser Arbeit wurden zwei unterschiedliche Arten der Kalibrierung eingesetzt. Für die vorgelegten Ein- und Zweitormessungen wurde die so genannte *SOLT*-Kalibrierung (Short Open Load Thru) mit Koplanarleitungen verwendet. Alternativ kam zur Messung von

Zweitoren die so genannte *TRL*-Kalibrierung (Thru Reflect Line) zum Einsatz [46]. Diese ermöglicht die Verwendung selbstgefertigter Kalibrierelemente.

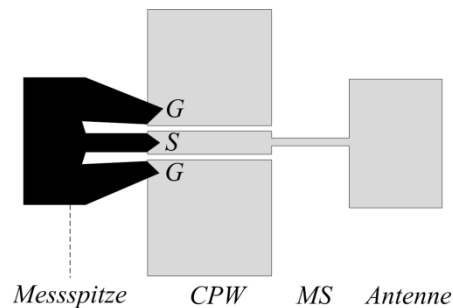


Abbildung 5-2: Antasten einer Antennenstruktur samt speisender Kopplanarleitung mit der Messspitze Z 065 V3N GSG 200.

5.2. Reflexionsmessungen

5.2.1. Zweitor *S*-Parameter-Messtechnik

Allgemein werden passive Zweitornetzwerke durch lineare Parameter beschrieben. Im Niederfrequenzbereich werden die Zweitornetzwerke durch Strom und Spannung beschrieben. Im Hochfrequenzbereich werden wegen messtechnischer Vorteile die Netzwerke durch *S*-Parameter beschrieben. Diese benutzen die einlaufenden Wellengrößen a_1 , a_2 und die auslaufenden Wellengrößen b_1 , b_2 als Beschreibungsgrößen. Damit erhält man beispielsweise für eine Struktur mit einer Leitungslänge von $l = z_2 - z_1$ nach der Abbildung 5-3 die Wellengrößen wie folgt [51]:

$$\begin{pmatrix} \underline{b}_1 \\ \underline{b}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \underline{S}_{11} & \underline{S}_{12} \\ \underline{S}_{21} & \underline{S}_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{a}_1 \\ \underline{a}_2 \end{pmatrix} \quad 5-1$$

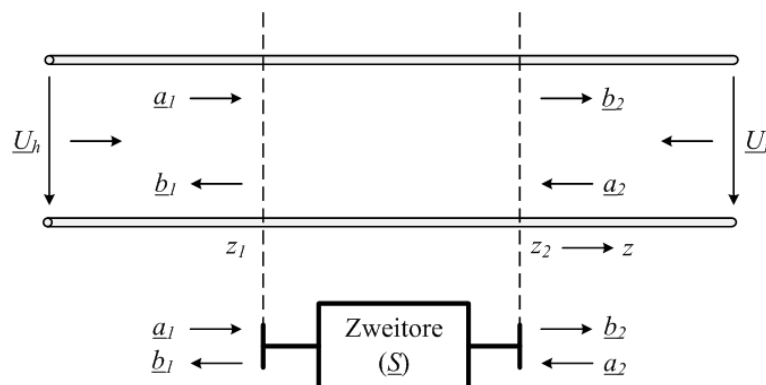


Abbildung 5-3: Wellengröße einer *TEM*-Leitung.

Mit Hilfe eines vektoriellen Netzwerkanalysators können die HF-Eigenschaften aktiver und passiver Ein- und Mehrpole bis in den Millimeterwellenbereich bestimmt werden. Das zu messende Objekt wird mit einem Hochfrequenzsignal angeregt. Dabei werden Amplitude und Phase der hin- und rücklaufenden Wellen an den Toren des zu messenden Objekts bestimmt. Bei den Messungen im Millimeterwellenbereich wurde der Netzwerkanalysator (Agilent *E8361A PNA*) eingesetzt, der den Frequenzbereich von 10 MHz - 67 GHz abdeckt.

5.2.2. Reflexionsmessung an differentiell und unsymmetrisch gespeisten Einzelpatchantennen

Alle realisierten Einzelpatchantennen und Patchantennengruppen wurden mit dem in der Abbildung 5-1 gezeigten System gemessen. Die zu untersuchende Antenne wurde an Tor 1 des Netzwerkanalysators angeschlossen, um ihren Reflexionsfaktor S_{11} bei der beabsichtigten Arbeitsfrequenz zu ermitteln. Abbildung 5-4 zeigt den gemessenen Reflexionsfaktor S_{11} als Funktion der Frequenz f für die Antenne U-EA einschließlich der Simulationsdaten. Dabei erkennt man, dass diese Antenne auch in der Messung eine gute Anpassung, einen Reflexionsfaktor von $S_{11} = -20$ dB, bei einer Arbeitsfrequenz von 59,2 GHz besitzt. Die absolute 10 dB-Bandbreite beträgt $BW = 1,4$ GHz, die relative Bandbreite 2,4%. Im Vergleich dazu, wurde ein simulierter Reflexionsfaktor von $S_{11} = -21$ dB bei einer Frequenz von 59,5 GHz mit einer absoluten 10 dB-Bandbreite von $BW = 2,7$ GHz ermittelt (siehe Tabelle 5-1). Für die realisierte Patchantenne kann man im Fall der unsymmetrisch gespeisten Einzelpatchantenne eine gute Übereinstimmung zwischen Simulation und Messung feststellen.

Abbildung 5-5 zeigt den gemessenen Reflexionsfaktor S_{11} als Funktion der Frequenz f für die in Abbildung 4-20 gezeigte Antenne D-EA einschließlich der Simulationsdaten. Dabei erkennt man, dass diese Antenne einen gemessenen Reflexionsfaktor S_{11} besser -10 dB im Frequenzbereich von 55 bis 62 GHz besitzt. Die absolute 10 dB-Bandbreite beträgt über 7 GHz, die relative Bandbreite etwa 12%. Im Vergleich zu der simulierten absoluten 10 dB-Bandbreite von $BW = 6,2$ GHz in dem selben Frequenzbereich kann man sagen, dass die Antenne D-EA keine gute Übereinstimmung zwischen Simulation und Messung zeigt.

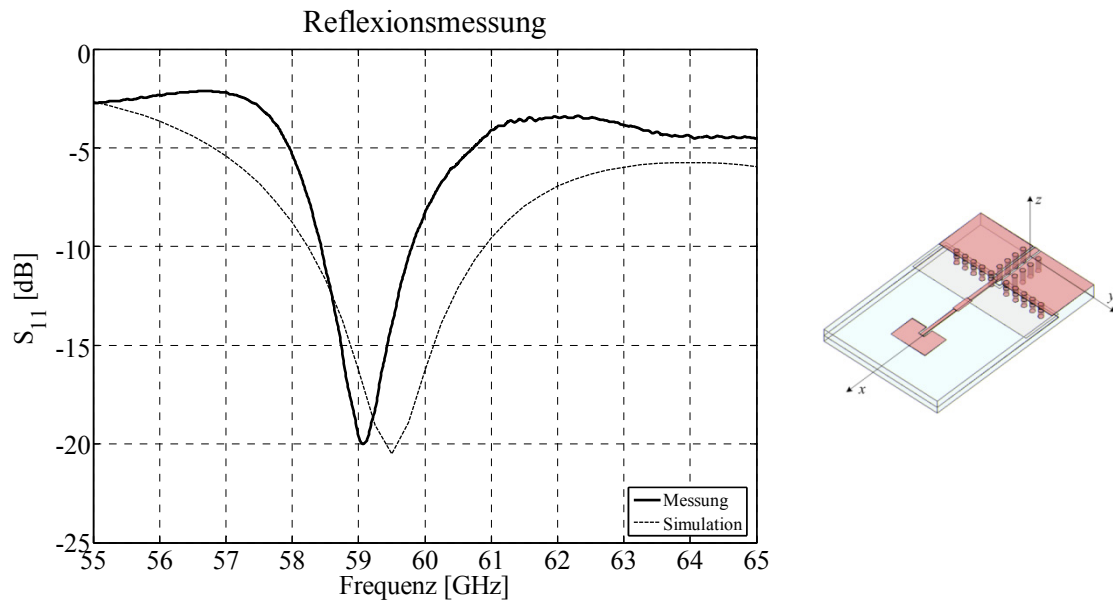


Abbildung 5-4: Simulierter und gemessener Reflexionsfaktor S_{11} als Funktion der Frequenz f für die Antenne U-EA (links) und Darstellung der Gesamtstruktur (rechts).

Tabelle 5-1: Kenngrößenvergleich zwischen Simulation und Messung für alle Antennen.

Antenne	Datenquelle	Kenngrößen			
		f_0 [GHz]	S_{11} [dB]	10 dB-BW [GHz]	BW (%)
U-EA	Simulation	59,5	-21	2,7	4,5
	Messung	59,2	-20	1,4	2,4
D-EA	Simulation	60	-54	6,5	10,2
	Messung	60,2	-21	7,2	12
U-AG1	Simulation	59,5	-17	2	3,4
	Messung	60,8	-18	2,4	4
U-AG2	Simulation	59,4	-28	1	1,7
	Messung	61,5	-21	1,4	2,3
D-AG1	Simulation	59	-19	2	3,4
	Messung	62	-27	3,8	6,2
D-AG2	Simulation	59,85	-18	2	3,4
	Messung	60,85	-24	3,6	5,9

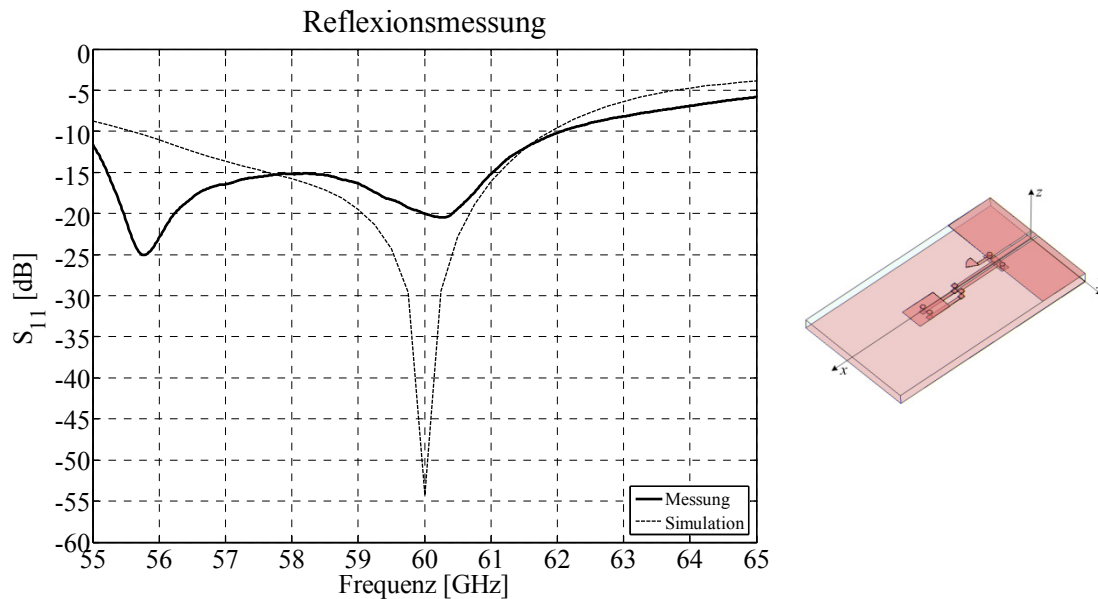


Abbildung 5-5: Gesamtansicht (rechts), simulierter und gemessener Reflexionsfaktor S_{11} als Funktion der Frequenz f für die Antenne D-EA (links).

5.2.3. Reflexionsmessungen an differentiell und unsymmetrisch gespeisten Patchantennengruppen

Für die Antennengruppe U-AG1 (siehe Abbildung 4-25) ergibt sich ein Verlauf des gemessenen und simulierten Reflexionsfaktors S_{11} , als Funktion der Frequenz f , entsprechend Abbildung 5-6. Die Darstellung zeigt, dass diese Antenne einen gemessenen Reflexionsfaktor S_{11} von -18 dB bei einer Arbeitsfrequenz $f = 60,8 \text{ GHz}$ hat. Die 10 dB -Bandbreite für diese Antenne liefert einen nutzbaren Frequenzbereich von $59,9$ bis $62,3 \text{ GHz}$ mit einer absoluten 10 dB -Bandbreite von $BW = 2,4 \text{ GHz}$, was einer relativen Bandbreite von etwa 4% entspricht. Im Vergleich zu den numerischen ermittelten Werten sieht man, dass die gemessene Resonanzfrequenz um $1,3 \text{ GHz}$ verschoben ist (siehe Tabelle 5-1).

Abbildung 5-7 zeigt die Ergebnisse von Messung und Simulation für den Reflexionsfaktor S_{11} , als Funktion der Frequenz f , für die in der Abbildung 4-30 gezeigte Antennengruppe U-AG2. Diese Antenne hat einen simulierten Reflexionsfaktor S_{11} von -28 dB bei einer Arbeitsfrequenz von $59,4 \text{ GHz}$. Die gemessene Resonanzfrequenz ist um $2,1 \text{ GHz}$ verschoben und liegt bei $61,5 \text{ GHz}$ (siehe Tabelle 5-1).

Aus Abbildung 5-7 ist ersichtlich, dass die Antennengruppe U-AG2 eine sehr gute gemessene Reflexionsdämpfung besser als 21 dB , bei einer Arbeitsfrequenz $f = 61,5 \text{ GHz}$, besitzt. Die

absolute 10 dB-Bandbreite für diese Antenne beträgt 1,4 GHz, entsprechend einer relativen Bandbreite von etwa 2,3%.

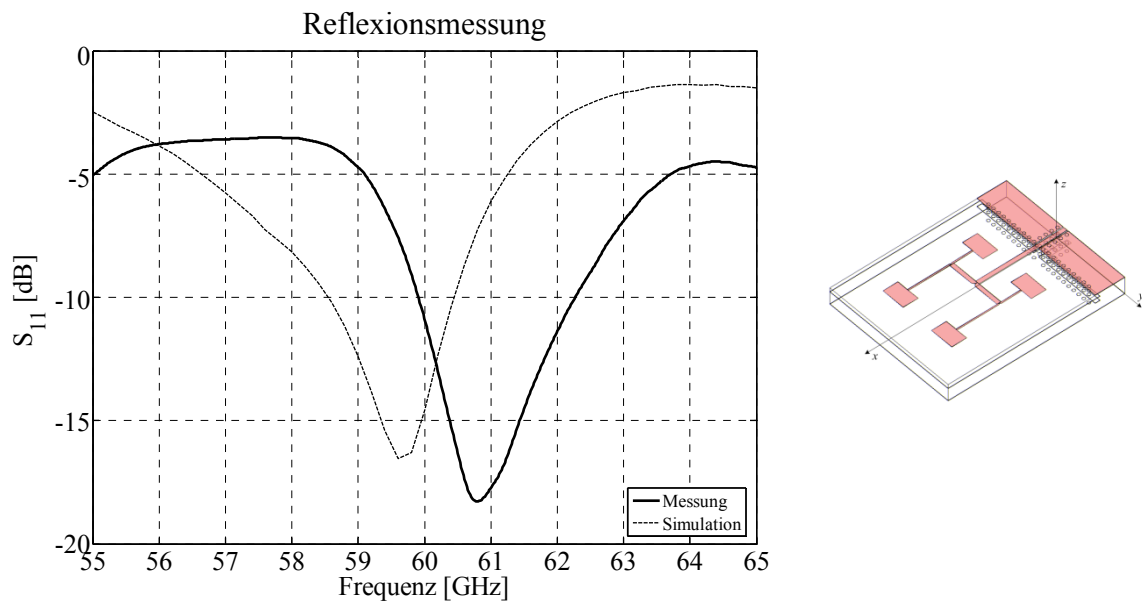


Abbildung 5-6: Gesamtsicht (rechts), simulierter und gemessener Reflexionsfaktor S_{11} als Funktion der Frequenz f für die Antenne U-AG1 (links).

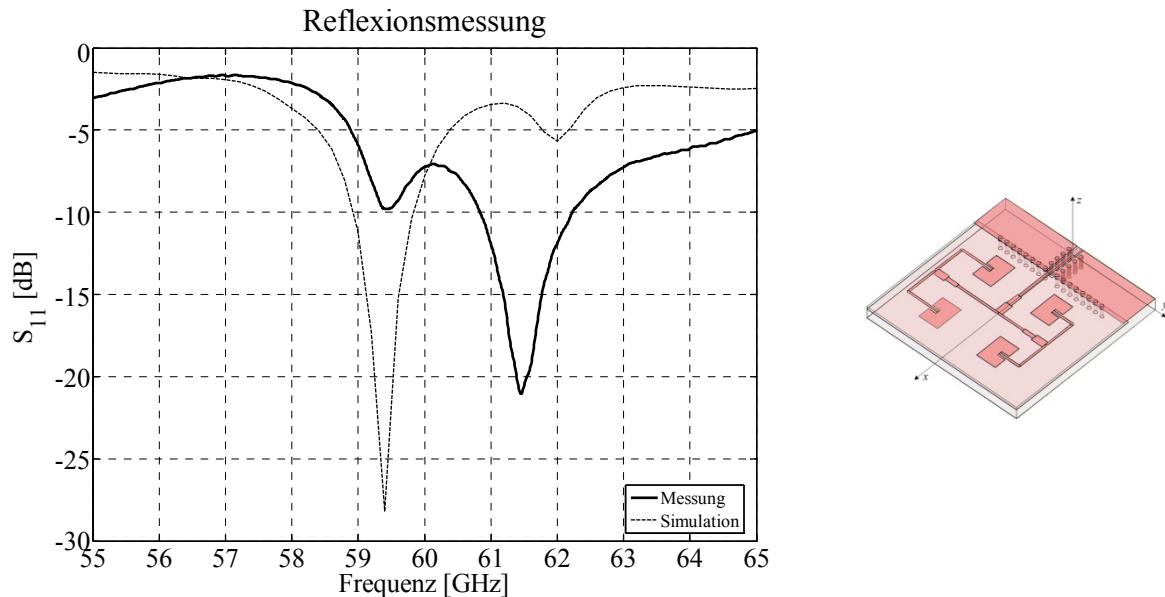


Abbildung 5-7: Gesamtsicht (rechts) und simulierter und gemessener Reflexionsfaktor S_{11} als Funktion der Frequenz f für die Antenne U-AG2 (links).

Für die in der Abbildung 4-40 gezeigte Antennengruppe D-AG1 ergibt sich für Messung und die Simulation des Reflexionsfaktors S_{11} ein Verlauf, den Abbildung 5-8 zeigt. Diese Antennengruppe hat, mit den ursprünglich Abmessungen, einen simulierten Reflexionskoeffi-

zient S_{11} von -19 dB bei einer Arbeitsfrequenz von 59 GHz (siehe Abschnitt 4.4, Abbildung 4-41). Die gemessene Arbeitsfrequenz liegt jedoch bei 62 GHz . In der Abbildung 5-8 sieht man deutlich, dass die Antenne D-AG1 eine gute gemessene Reflexionsdämpfung S_{11} von besser als 27 dB aufweist. Die gemessene absolute 10 dB -Bandbreite beträgt $3,8\text{ GHz}$, was einer relativen Bandbreite von $6,2\%$ entspricht.

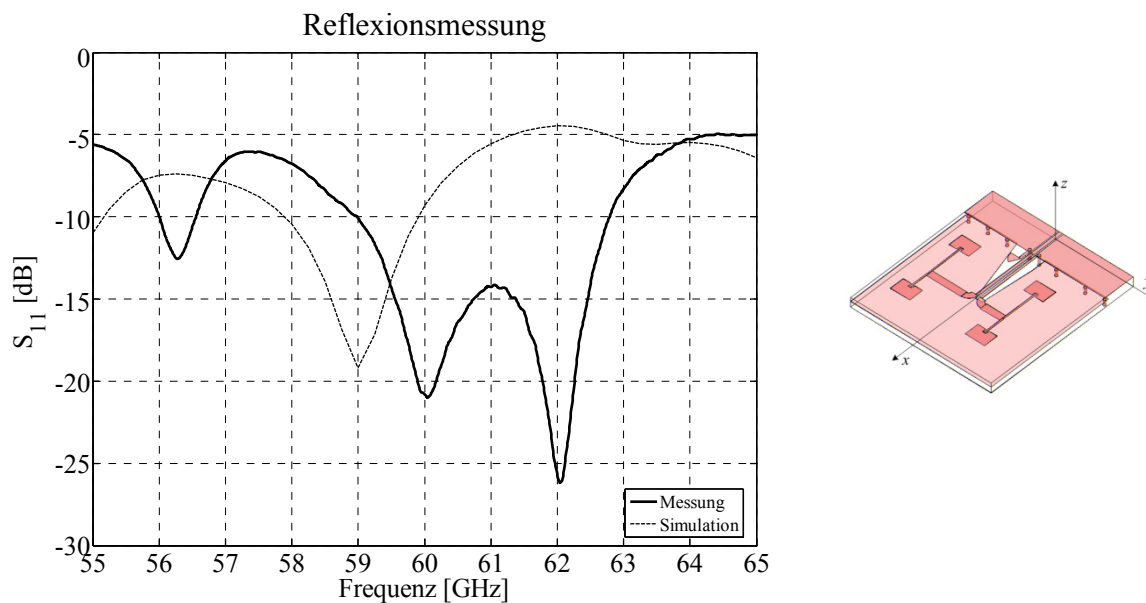


Abbildung 5-8: Gesamtsicht (rechts), simulierter und gemessener Reflexionsfaktor S_{11} als Funktion der Frequenz f für die Antenne D-AG1 (links).

Abbildung 5-9 zeigt die Messung sowie die Simulation des Reflexionsfaktors S_{11} für die in der Abbildung 4-45 gezeigte Antennengruppe D-AG2. Diese Antenne hat einen simulierten Reflexionskoeffizient S_{11} von -18 dB bei einer Arbeitsfrequenz von $59,85\text{ GHz}$ (Siehe Abschnitt 4.4, Abbildung 4-46), bei einer gemessenen Arbeitsfrequenz von $60,85\text{ GHz}$.

In der Abbildung 5-9 sieht man, dass die Antenne D-AG2 einen sehr guten gemessenen Reflexionskoeffizient S_{11} von etwa -24 dB bei einer Arbeitsfrequenz von $f = 60,85\text{ GHz}$ hat. Die gemessene 10 dB -Bandbreite liefert mit einem Wert von $3,6\text{ GHz}$ einen Frequenzbereich von $59,7$ bis $63,3\text{ GHz}$. Daraus ergibt sich eine relative Bandbreite von etwa $5,9\%$. Im Vergleich zum berechneten Kurvenverlauf kann man sagen, dass sich für die betrachtete Antenne D-AG2 aus Abbildung 4-45 eine sehr gute Übereinstimmung zwischen Simulation und Messung ergibt.

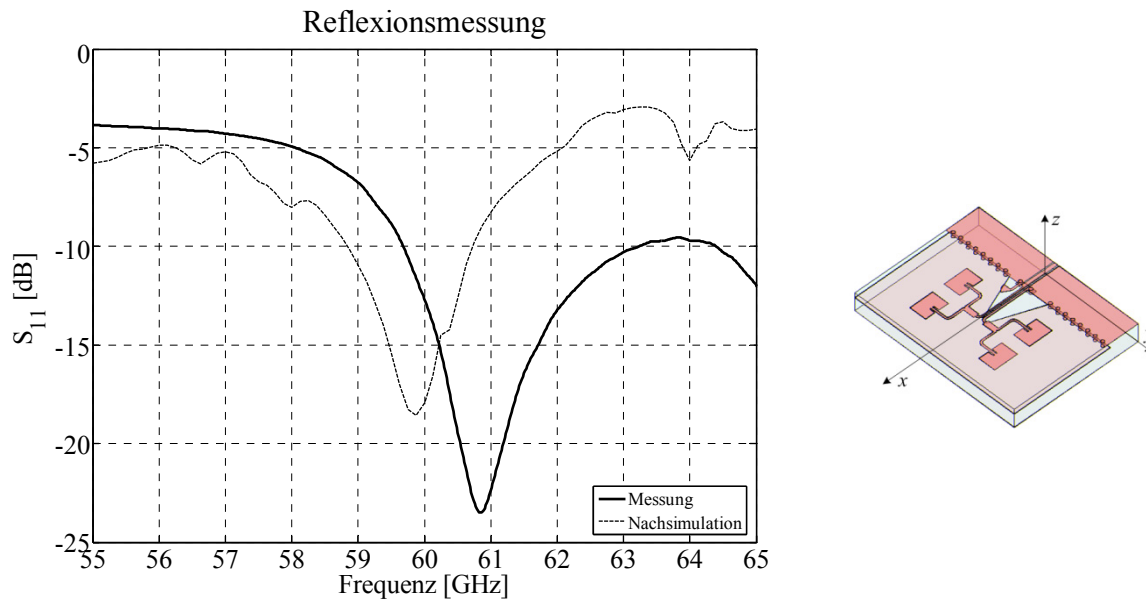


Abbildung 5-9: Gesamtansicht (rechts), simulierter und gemessener Reflexionsfaktor S_{11} als Funktion der Frequenz f für die Antenne D-AG2 (links).

5.2.4. Profilmessung der Antennen

Die Geometrie aller in den Abschnitten 4.3 und 4.4 beschriebenen Einzelpatchantennen und Patchantennengruppen wurde präzise mit einem Profilmeter gemessen (*Infinite focus* der Firma *Alicona*). Die Antennen wurden mit den realisierten Abmessungen erneut simuliert. Die Nachsimulationsergebnisse mit den Messergebnissen werden in diesem Abschnitt jeweils zusammen in einem Diagramm dargestellt und verglichen.

Die entworfene Antenne U-EA hat eine Länge von $L_p = 810 \mu\text{m}$ und eine Breite von $W_p = 1200 \mu\text{m}$. Die simulierte Resonanzfrequenz dieser Antenne liegt bei $59,5 \text{ GHz}$ (siehe Abschnitt 4.3, Abbildung 4-12). Durch Nachsimulation unter Verwendung der gemessenen Geometrie hat sich die Resonanzfrequenz auf $60,4 \text{ GHz}$ verschoben, da die Patchfläche der realisierten Patchantenne im Herstellungsprozess geringfügig, aber ungleichmäßig geschrumpft ist (siehe Tabelle 5-2). Die Längen der Mikrostreifenleitungen und der $\lambda/4$ -Transformator sind aus demselben Grund in ihren Abmessungen zu korrigieren gewesen.

Die Abbildung 5-10 zeigt den gemessenen Reflexionsfaktor S_{11} als Funktion der Frequenz f für die Antenne U-EA einschließlich der Nachsimulation der realisierten Patchantenne mit ihren tatsächlichen Abmessungen. Anhand dieser Abbildung erkennt man, dass diese Antenne eine gute gemessene Anpassung, einen Reflexionsfaktor von $S_{11} = -20 \text{ dB}$, bei einer Arbeitsfrequenz von $59,2 \text{ GHz}$ mit einer absoluten 10 dB -Bandbreite von $BW = 1,4 \text{ GHz}$, bzw. einer relativen Bandbreite von $2,4\%$, besitzt. Im Vergleich dazu, wurde ein nachsimulierter

Reflexionsfaktor von $S_{11} = -20 \text{ dB}$ bei einer Frequenz von $60,4 \text{ GHz}$, mit einer absoluten 10 dB -Bandbreite von $BW = 3,6 \text{ GHz}$, ermittelt. Für die realisierte Patchantenne kann man im Fall der unsymmetrisch gespeisten Einzelpatchantenne eine gute Übereinstimmung des Kurvenverlaufs zwischen der Simulation, unter Verwendung der realisierten Antennengeometrie, und der Messung feststellen. Die Differenz der Resonanzfrequenzen beträgt $1,6 \text{ GHz}$.

Tabelle 5-2: Entworfenen und gemessene Abmessungen der Antenne U-EA.

Antenne U-EA		
Dimensionen	Entwurfsparameter [μm]	Profilometermessung [μm]
L_P	810	790
W_P	1200	1170
L_{SI}	300	300
W_{SI}	50	70
L_M	1000	1020
W_{MS}	130	115
L_{MSP}	1000	1015
W_{MS}	100	80
L_T	540	550
W_T	180	150
W_{CPW}	175	160
S_{CPW}	55	80
L_{CPW}	1600	1600

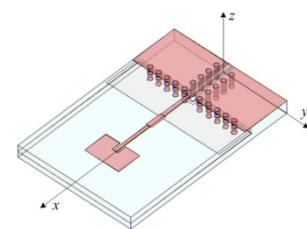
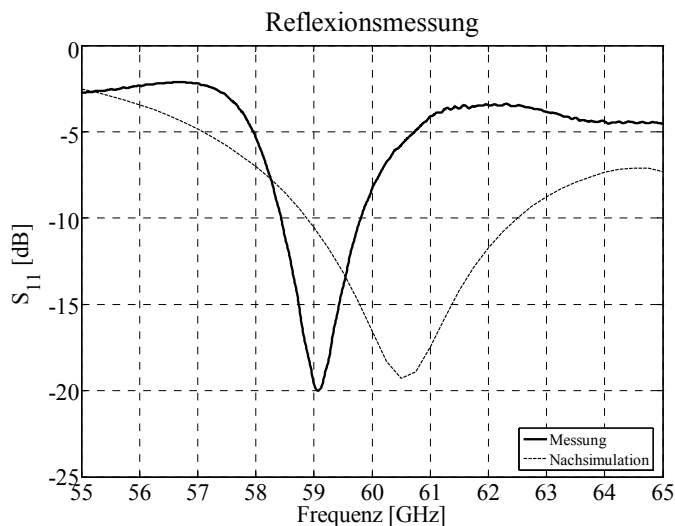


Abbildung 5-10: Gesamtansicht (rechts) und der nachsimulierte und gemessene Reflexionsfaktor S_{11} als Funktion der Frequenz f für die Antenne U-EA (links).

Aufgrund der nicht vollständig durchführbaren Messungen der Geometrie der Antennen D-EA, aufgrund der vergrabenen Strukturen, wurde diese Antenne mit der realen Geometrie

nicht nachsimuliert. Tabelle 5-3 zeigt die mit dem Profilometer gemessene Geometrie für die Antenne D-EA. Darüber hinaus zeigt Abbildung 5-11 die Ergebnisse von Simulation und Messung. Daraus ist erkennbar, dass diese Antenne zwei Resonanzen aufweist. Die erste Frequenz, die vermutlich auf die Resonanz eines anderen Bestandteils des Antennenmoduls zurückzuführen ist, liegt bei 57 GHz und die zweite Frequenz, bei der die Antenne den größten simulierten Gewinn hat, liegt bei 60,2 GHz. Die 10 dB-Mittenfrequenz betrug für die Messung 58 GHz und für die Simulation 58,75 GHz.

Tabelle 5-3: Entworfene und gemessene Abmessungen der Antenne D-EA

Antenne D-EA		
Dimensionen	Entwurfparameter [μm]	Profilometermessung [μm]
L_P	740	690
W_P	1150	1100
L_{CPS}	1350	1420
W_{CPS}	100	88
d_{Sp}	285	-
R	380	400
W_{CPW}	180	160
S_{CPW}	55	80
L_{CPW}	1600	1555

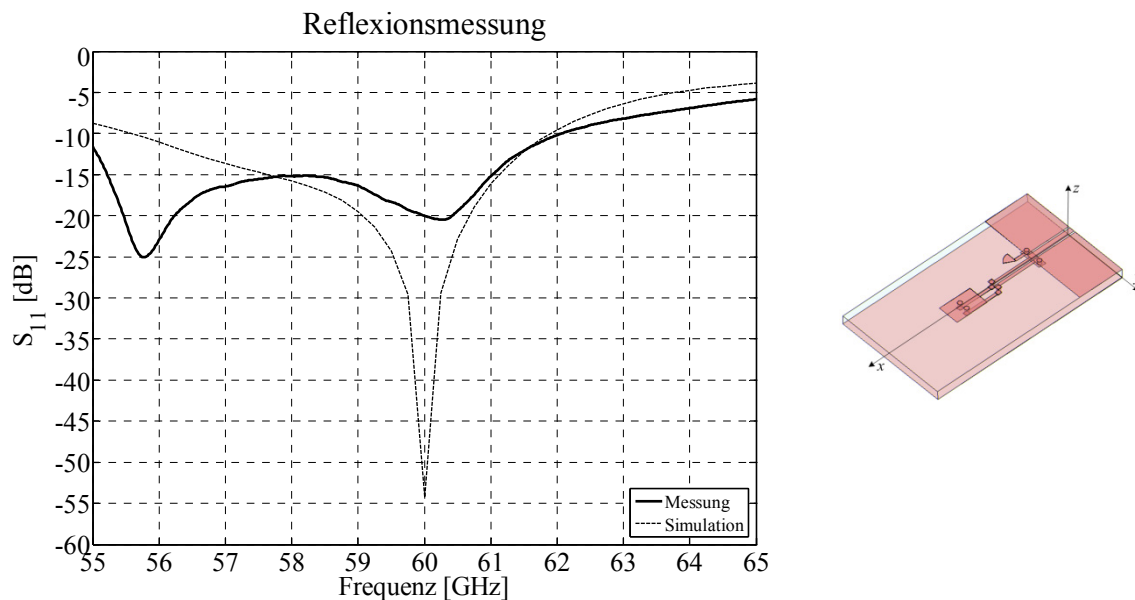


Abbildung 5-11: Gesamtsicht (rechts), nachsimulierter und gemessener Reflexionsfaktor S_{11} als Funktion der Frequenz f für die Antenne D-EA (links).

Die in der Abbildung 4-25 simulierte Antennengruppe U-AG1 hat eine Patchlänge von $L_P = 760 \mu\text{m}$ und eine Patchbreite von $W_P = 1200 \mu\text{m}$. Die realisierte Antennengruppe besitzt,

durch ungleiche Schrumpfung bedingt, unterschiedliche Änderungen der realisierten Abmessungen. Die Patchlänge ist um 6%, die Patchbreite um 4% verringert. Die Längen der Mikrostreifenleitungen sind um 1 - 2% größer und ihre Breiten um 11 - 21% geschrumpft (siehe Tabelle 5-4). Durch die Änderungen der Geometrie der Patchantennengruppe hat sich die Arbeitsfrequenz um 1,2 GHz von 59,6 GHz auf 60,8 GHz verschoben.

Die Ergebnisse der Nachsimulation, unter Verwendung der realisierten Geometrie für die Antenne U-AG1, sind zusammen mit denen der Messung in Abbildung 5-12 dargestellt. Daraus erkennt man, dass der gemessene Reflexionsfaktor S_{11} der Antennengruppe U-AG1 im Vergleich zu den numerischen Berechnungen eine sehr gute Übereinstimmung aufweist.

Tabelle 5-4: Entworfen und gemessene Abmessungen der Antenne U-AG1.

Antenne U-AG1		
Dimensionen	Entwurfsparameter [μm]	Profilometermessung [μm]
L_P	760	720
W_P	1200	1160
L_{MS1}	3000	2930
W_{MS1}	200	170
W_{MS2}	200	175
L_{MSP1}	1100	1120
L_{MSP2}	2200	2220
W_{MSP}	70	60
W_{CPW}	200	170
S_{CPW}	50	85
L_{CPW}	1500	1555

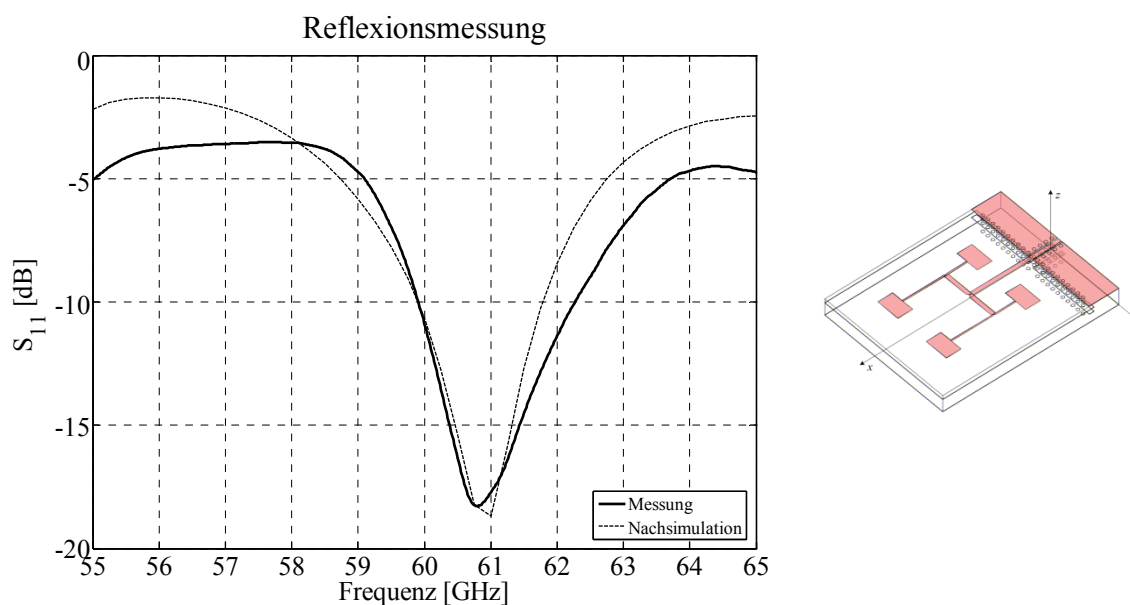


Abbildung 5-12: Gesamtansicht (rechts) und der nachsimulierte und gemessene Reflexionsfaktor S_{11} als Funktion der Frequenz f für die Antenne U-AG1 (links).

Die ungleichmäßigen Änderungen der Geometrie der realisierten Antennengruppe U-AG2 haben die Arbeitsfrequenz um 2,1 GHz von 59,4 auf 61,5 GHz verschoben (siehe Abbildung 5-13). Diese Variationen sind in Tabelle 5-5 detailliert aufgelistet.

Tabelle 5-5: Entworfene und gemessene Abmessungen der Antenne U-AG2.

Antenne U-AG2		
Dimensionen	Entwurfparameter [μm]	Profilometermessung [μm]
L_P	870	835
W_P	1210	1170
L_{SI}	350	365
W_{SI}	60	80
L_{MS1}	2000	1470
W_{MS1}	130	70
L_{MS2}	515	530
W_{MS2}	310	280
L_{y1}	1200	1180
L_{y2}	1900	1920
W_{MS3}	90	70
L_{MS4}	500	520
W_{MS4}	300	280
L_{T1}	530	520
W_{T1}	210	90
L_{T2}	500	480
W_{T2}	160	135
L_{MSP1}	555	600
L_{MSP2}	1000	1100
W_{MSP}	90	70
d_x	2710	2690
d_y	2670	2665
W_{CPW}	190	160
S_{CPW}	55	80

Anhand Abbildung 5-13 erkennt man eine sehr gute Übereinstimmung zwischen der Simulation, unter Verwendung der entsprechend gemessenen Antennengeometrie, und der Messung. Die Abmessungen der Antennengruppe D-AG1 sind in Tabelle 5-6 angegeben. In dieser Tabelle erkennt man, dass die Patchlänge, die die Resonanzfrequenz bestimmt, circa 8% geschrumpft ist, die Mikrostreifenlängen ungleichmäßig geschrumpft ist bzw. nicht mit den entworfenen Maßen gefertigt wurde.

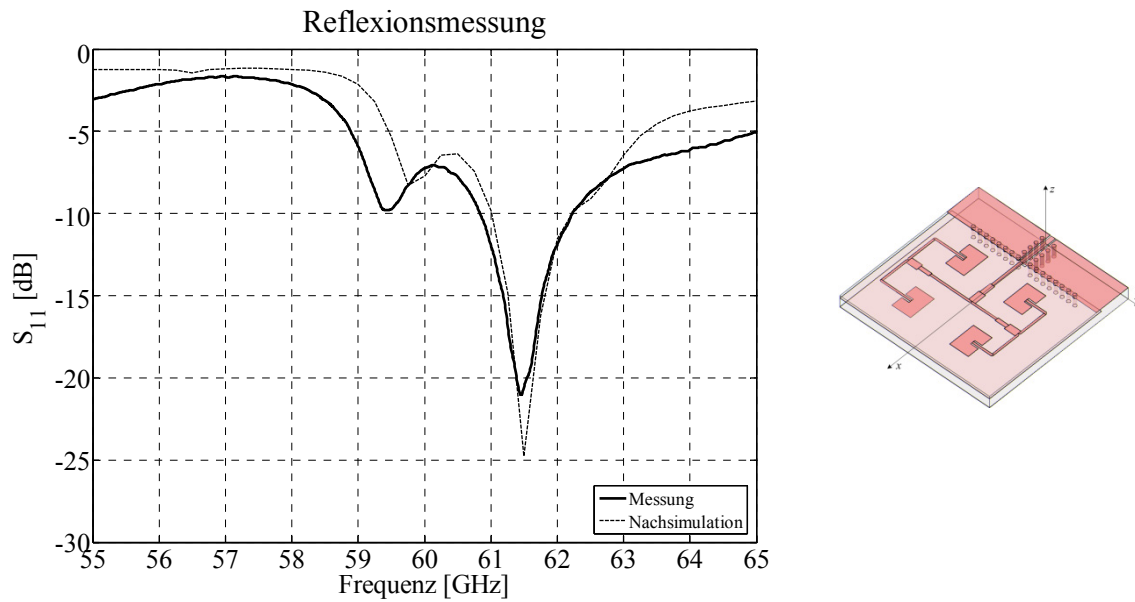


Abbildung 5-13: Gesamtsicht (rechts), nachsimulierter und gemessener Reflexionsfaktor S_{11} als Funktion der Frequenz f für die Antenne U-AG2 (links).

Abbildung 5-14 zeigt den Reflexionsfaktor S_{11} der Messung und der Nachsimulation für die in der Abbildung 4-40 gezeigte, Antennengruppe D-AG1. Der Vergleich der Ergebnisse von Messung und Simulation mit den korrigierten Abmessungen ergab eine gute Übereinstimmung. Die gemessene Geometrie dieser Antenne ist in Tabelle 5-6 angegeben.

Tabelle 5-7 zeigt die entworfenen sowie die mit Profilometer gemessenen Dimensionen für die Antennengruppe D-AG2. Anhand dieser Tabelle erkennt man ein ungleichmäßiges Schrumpfen der Geometrie der Antenne. Durch diese Schrumpfung wurde die Arbeitsfrequenz um 1 GHz von 59,85 GHz zu 60,85 GHz verschoben. Abbildung 5-15 zeigt die Messung sowie die Nachsimulation des Reflexionsfaktors S_{11} als Funktion der Frequenz f für die Antennengruppe D-AG2. Diese Antenne hat einen nachsimulierten Reflexionskoeffizient S_{11} von -31 dB bei einer Arbeitsfrequenz von 61 GHz. Der Vergleich von Nachsimulation und Messung liefert die erwartete gute Übereinstimmung.

Tabelle 5-6: Entworfen und gemessene Abmessungen der Antenne D-AG1.

Antenne D-AG1		
Dimensionen	Entwurfsparameter [μm]	Profilometermessung [μm]
L_P	820	760
W_P	1100	1050
L_{SI}	200	190
W_{SI}	60	80
L_{CPS}	3500	3490
W_{CPS}	130	110
L_T	520	530
W_T	340	340
L_{MS1}	1100	1090
L_{MS2}	1960	1960
W_{MS}	390	360
L_{MSP1}	1000	1025
L_{MSP2}	1900	1930
W_{MSP}	80	65
W_{CPW}	180	160
S_{CPW}	60	85
L_{CPW}	1800	2180
S_{CPS}	110	135
R	560	560
d_x	3740	3715
d_y	4250	4270

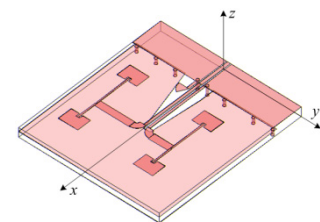
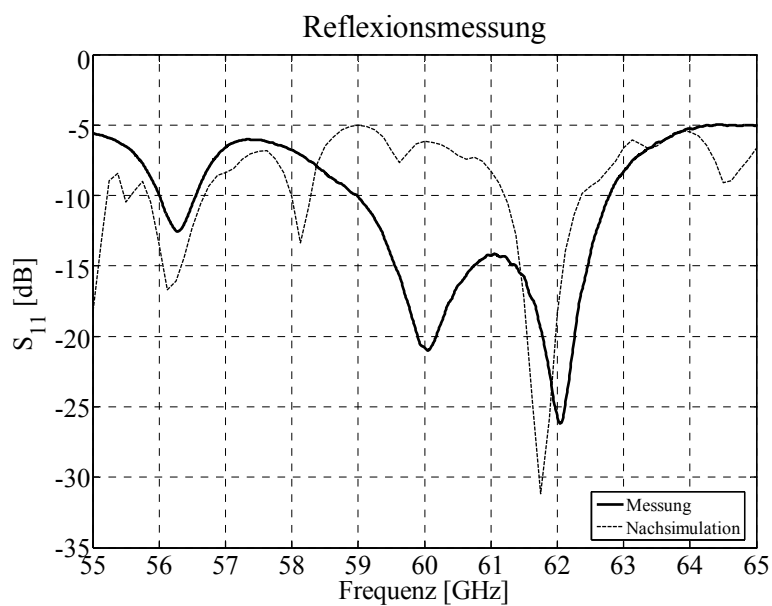


Abbildung 5-14: Gesamtsicht (rechts), nachsimulierter und gemessener Reflexionsfaktor S_{11} als Funktion der Frequenz f für die Antenne D-AG1 (links)

Tabelle 5-7: Entworfenen und gemessene Abmessungen der Antenne D-AG2

Antenne D-AG2		
Dimensionen	Entwurfsparameter [μm]	Profilometermessung [μm]
L_P	800	760
W_P	1100	1080
L_{SI}	250	280
W_{SI}	70	70
L_{CPS}	1750	1740
W_{CPS}	90	75
L_T	510	475
W_T	245	220
R_{MS}	210	270
L_{MSP}	600	620
W_{MSP}	90	75
W_{CPW}	180	160
S_{CPW}	50	80
L_{CPW}	1600	1555
R	380	380
d_x	1660	1665
d_y	3530	3550

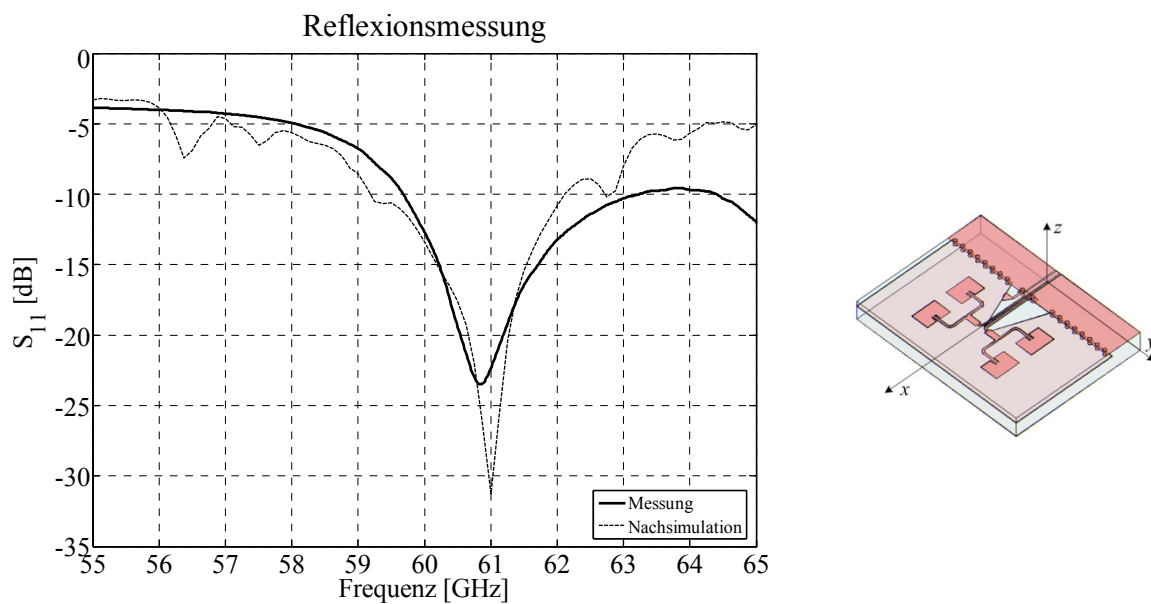


Abbildung 5-15: Gesamtsicht (rechts), nachsimulierter und gemessener Reflexionsfaktor S_{11} als Funktion der Frequenz f für die Antenne D-AG2 (links).

5.2.5. Vergleichende Bewertung

Die gemessenen, real gefertigten Antennen haben sowohl bei Einzelstrahlern als auch bei Gruppenstrahlern eine höhere Arbeitsfrequenz verglichen mit den simulierten Antennen. Die

Arbeitsfrequenz aller Antennen lag 1,6-5% über der Entwurfsfrequenz. Die Verschiebung in der Arbeitsfrequenz zu höheren Frequenzen ist auf die nicht kontrollierte Verringerung der Patchlängen und der Mikrostreifenleitungen bzw. die Verlängerung der Mikrostreifenleitungen zurückzuführen. Die Mikrostreifenleitungen wurden gemäß ihrer Ausrichtung auf der LTCC-Folie und auch während der Strukturierung mit Siebdruck ungleichmäßig verzerrt. Deswegen wurde die Arbeitsfrequenz aller entworfenen Antennen in nicht exakt einheitlichem Maße zu höheren Frequenzen verschoben. Die Nachsimulations- und Messergebnisse aller entworfenen Antennen sind in der Tabelle 5-8 angegeben.

Tabelle 5-8: Kenngrößenvergleich zwischen Simulation und Messung für alle Antennen.

Antenne	Datenquelle	Kenngrößen			
		f_0 [GHz]	S_{11} [dB]	10 dB-BW [GHz]	BW (%)
U-EA	Nachsimulation	60,4	-20	3,6	5,9
	Messung	59,2	-20	1,4	2,4
D-EA	Nachsimulation	-	-	-	-
	Messung	60,2	-21	7,2	12
U-AG1	Nachsimulation	60,85	-19	1,9	3,1
	Messung	60,8	-18	2,4	4
U-AG2	Nachsimulation	61,5	-25	1,4	2,3
	Messung	61,5	-21	1,4	2,3
D-AG1	Nachsimulation	61,75	31	1,2	2
	Messung	62	-27	3,8	6,2
D-AG2	Nachsimulation	61	-31	2,9	3,2
	Messung	60,85	-24	3,6	5,9

Die Frequenzgänge von Abbildung 5-4 bis Abbildung 5-9 zeigen, dass alle Antennen gut angepasst sind und eine Reflexionsdämpfung von mehr als 15 dB haben. Man erkennt außerdem in diesen Darstellungen, dass es eine sehr gute Übereinstimmung zwischen den Simulationen, anhand der entsprechenden realisierten Antennengeometrien (Nachsimulationen), und den Messwerten gibt. Eine gewisse Ausnahme davon bildet die Antenne U-EA (siehe Abbildung 4-11). Die gemessene Resonanzfrequenz dieser Antenne hat sich zu einer niedrigeren Frequenz statt der durch die nicht vollkommene Korrektur der Schrumpfung zu erwartenden höheren Frequenz verschoben. Der Versatz der Arbeitsfrequenz in der Messung gegenüber der Arbeitsfrequenz in der Nachsimulation bei Verwendung der korrigierten Antennengeometrie beträgt circa 1,6 GHz. Auch zeigt diese Antenne eine Abweichung zwischen der Frequenz optimaler Anpassung (59 GHz) und der Frequenz maximaler Abstrah-

lung (60,5 GHz). Diese Verschiebung ist nach einer genaueren Nachsimulation vermutlich auf den Einfluss der Fläche unter der Koppelmikrostreifenleitung zurückzuführen. Wenn diese, wie bei der betrachteten Antenne, an der antennenseitigen Berandung nicht über Durchkontaktierungen mit der restlichen Masse verbunden ist, kann in dieser Fläche eine Schwingung bei 59 GHz angeregt werden, die keine Energie abstrahlt. Ein Indiz dafür ist, dass der maximale nachsimulierte Gewinn bei der Frequenz liegt, bei der die im Kapitel 5.3 genauer vorgestellten Transmissionsmessungen eine maximale Abstrahlung der Antenne zeigten. Die Abbildung 5-16 zeigt den nachsimulierten Gewinn G als Funktion der Frequenz f für die Antenne U-EA nach Abbildung 4-11.

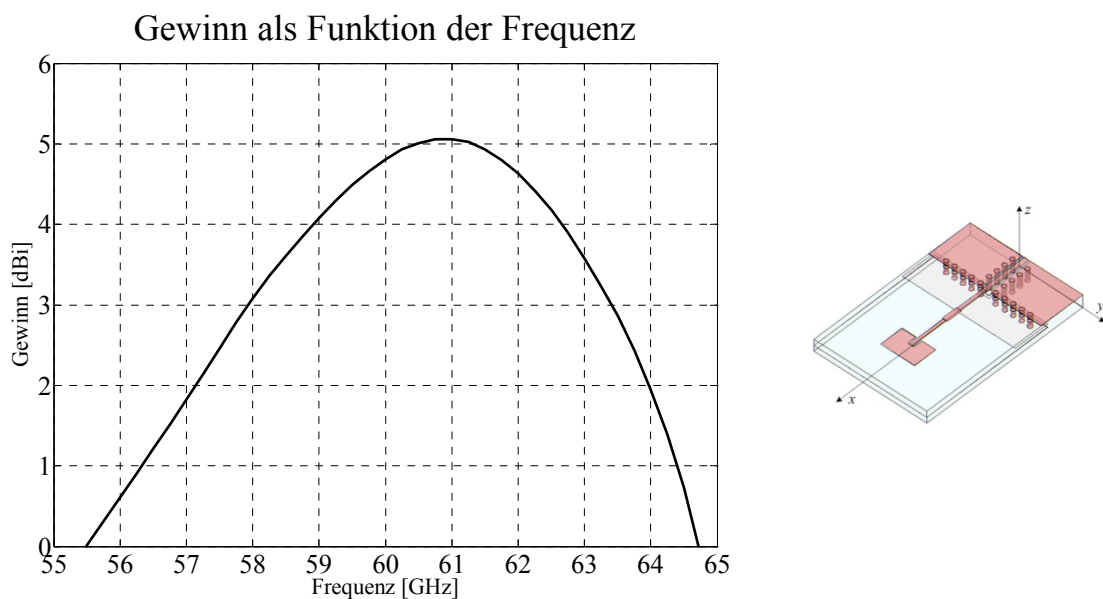


Abbildung 5-16: Gesamtsicht (rechts), nachsimulierter Gewinn G als Funktion der Frequenz f für die Antenne U-EA

Die Antenne D-EA hat eine sehr große simulierte und gemessene Bandbreite im Vergleich zu der Antenne U-EA. Der Grund dafür liegt hauptsächlich in der differentiellen Speisetechnik, die zu einer großen Bandbreite führt (siehe Abschnitt 4.3). Zusätzlich trägt das dickere Substrat der differentiell gespeisten Einzelpatchantenne ($h = 330 \mu\text{m}$), verglichen mit dem Substrat der unsymmetrisch gespeisten Einzelpatchantenne ($h = 220 \mu\text{m}$), zur Vergrößerung der Bandbreite bei.

Die Antenne U-AG1 nach Abbildung 4-25 hat eine relative Bandbreite von 4%, die um 73% größer ist, als die relative Bandbreite der Antenne U-AG2 nach Abbildung 4-30. Die Hauptursache dafür ist, dass die Antenne U-AG1 im Vergleich zu der der Antenne U-AG2 auf einem zweifach dickeren Substrat aufgebaut wurde.

Das dünnere Substrat erleichtert den Aufbau eines Anpassungsnetzwerks der Antenne U-AG2. Deswegen ist der gemessene Reflexionsfaktor der Antenne U-AG2 um circa 3 dB besser als der Reflexionsfaktor der Antenne U-AG1. Die Realisierung eines Anpassungsnetzwerks auf einem LTCC-Substrat, das aus zwei Lagen mit einer Gesamtdicke von 220 μm besteht, verlangt nach einer zusätzlichen Massefläche unter den Mikrostreifenleitungen, um kleine Impedanzen im Bereich von 30 Ω zu erzielen (siehe Abbildung 4-35). Für einen Wellenwiderstand von 30 Ω beträgt beispielsweise die Breite einer Mikrostreifenleitung auf einer einzelnen LTCC-Lage 310 μm , während auf zwei Lagen eine Breite von 680 μm notwendig ist.

Beide realisierten differentiell gespeisten Antennengruppen wurden auf einem zweilagigem LTCC-Substrat mit Anpassungsnetzwerken aufgebaut. Deswegen weisen die differentiell gespeisten Patchantennengruppen einen vergleichbaren Reflexionskoeffizienten und ähnliche Bandbreiten auf. Die größere Bandbreite bei den differentiell gespeisten Antennengruppen verglichen mit den unsymmetrisch gespeisten Antennengruppen zeigt sich deutlich, auch im direkten Vergleich mit den anderen Realisierungen. Die in der Abbildung 4-25 gemessene Antenne

U-AG1 wurde mit der in der Abbildung 4-40 gemessenen Antenne D-AG1 verglichen. In Abbildung 5-6 und Abbildung 5-8 kann man erkennen, dass die gemessene Bandbreite der Antenne D-AG1 circa 55% größer ist als der nutzbare Frequenzbereich der Antenne U-AG1. Dasselbe gilt für den Vergleich zwischen den Antennen U-AG2 und D-AG2 von Abbildung 5-7 und Abbildung 5-9. Daraus resultiert, erkennbar von Abbildung 5-4 bis Abbildung 5-9, dass die differentielle Speisung eine Vergrößerung der Bandbreite zwischen 50% und 160% gegenüber unsymmetrischer Speisung ermöglicht.

5.3. Antennenmessungen am On-Wafer-Messplatz

5.3.1. Beschreibung der Transmissionsmessungen

Wie in den vorigen Abschnitten erwähnt, gab es im Verlauf dieser Arbeit keine Möglichkeit zur direkten Messung des Gewinns der Antennen im Antennenmesslabor. Deswegen musste, um den Gewinn der Antennen zu ermitteln, die Transmission zwischen einer zu vermessenden Antenne und einer Referenzantenne ermittelt werden. Der Gewinn lässt sich nach der Friis'schen Transmissionsgleichung (siehe Gleichung 4-27) berechnen. Diese Gleichung beschreibt die Empfangsleistung in Abhängigkeit von der Sendeleistung zweier Antennen, die

sich jeweils im Fernfeld befinden. Sie müssen dafür mindestens einen Abstand von $r > 2D^2/\lambda_0$ aufweisen. Dabei ist D die größte laterale Dimension der beiden Antennen [07].

Als Referenzantenne wurde im Rahmen dieser Arbeit die von der Firma *PARZICH GmbH* angebotene Standardgewinnhorn-Antenne *261U-20/383* benutzt. Diese Hornantenne hat einen Gewinn von 20 dBi im Frequenzbereich $50\text{-}75 \text{ GHz}$.

Um eine präzise Messung durchführen zu können, muss sich die Referenzantenne senkrecht und genau über dem Zentrum der zu messenden Patchantenne bzw. Antennengruppe positioniert werden (siehe Abbildung 5-1). Die Ausrichtung der zu messenden Antenne und der Referenzantenne muss die Polarisation der abgestrahlten Felder berücksichtigen. Es wurde die Übertragung bei übereinstimmender Polarisation gemessen. Die Referenzantenne wurde für alle Messungen in dieser Arbeit im Abstand von 20 cm über der zu messenden Antenne positioniert. Der Strahlengang war frei von streuenden oder reflektierenden Objekten. Damit ist der Übertragungsweg eine senkrechte Linie zwischen der zu vermessenden Antenne und der Referenzantenne (Hornantenne). Die zu messende Antenne wurde am Tor 2 und die Referenzantenne am Tor 1 des Netzwerkanalysators (*E8361A PNA*) angeschlossen.

5.3.2. Exemplarische Messergebnisse

Zum Ermitteln des Gewinns aller aufgebauten Antennen wurde die Transmission S_{21} zwischen der zu messenden Antenne und der Referenzantenne (Hornantenne) durch den Netzwerkanalysator gemessen. Die so ermittelte Transmission S_{21} wurde mit der nach der Friis'schen Formel berechneten Streckendämpfung verglichen. Nach der Friis'schen Formel ist die Streckendämpfung gegeben durch:

$$\alpha = \frac{P_S}{P_E} = \left(\frac{4\pi r}{\lambda}\right)^2 \frac{1}{G_S G_E} \quad 5-2$$

Unter der Annahme, dass die Empfangsantenne die beschriebene Hornantenne ist, sie sich im Abstand von $r = 20 \text{ cm}$ von der zu messenden Antenne befindet, und einen Gewinn von $G_E = 20 \text{ dB}$ hat, ergibt sich die Streckendämpfung von:

$$\alpha[\text{dB}] = -1,54 + 20\log_{10}(f)/\text{dB} - G_S / \text{dB} \quad 5-3$$

G_E Gewinn der Referenzantenne (Hornantenne), $G_E = 20 \text{ dB}$

G_S Gewinn der zu messenden Antenne

Für die Berechnung der Streckendämpfung wurde der Gewinn der nachsimulierten Antennen mit den realisierten Abmessungen einbezogen. Diese Kenngrößen wie Gewinn, Wirkungsgrad, Resonanzfrequenz der nachsimulierten Antennen, Streckendämpfung sowie die gemessenen Transmissionsfaktoren sind in Tabelle 2-1 zusammengefasst.

Bei einem simulierten Gewinn von $G_S = 5 \text{ dBi}$ beträgt die Streckendämpfung nach Gleichung 5-3 für die Antenne U-EA (siehe Abbildung 4-11) $\alpha = 29,1 \text{ dB}$ für die Frequenz $60,4 \text{ GHz}$. Gemessen wird ein Transmissionskoeffizient (S_{21}) von $-29,5 \text{ dB}$ (siehe Abbildung 5-17), das heißt, der gemessene Transmissionskoeffizient ist um $0,4 \text{ dB}$ schlechter als in der Simulation vorhergesagt.

Die Abbildung 5-18 vergleicht die Transmission der gemessenen Antenne D-EA nach Abbildung 4-20 und der Standardgewinnhornantenne. In dieser Abbildung sieht man, dass der Transmissionskoeffizient (S_{21}), bei der Frequenz $59,5 \text{ GHz}$, $-29,4 \text{ dB}$ beträgt. Damit ergibt sich für eine berechnete Streckendämpfung $\alpha = 27,9 \text{ dB}$ und einen simulierten Gewinn von $G_S = 6,1 \text{ dBi}$ eine Differenz von $1,5 \text{ dB}$.

Tabelle 5-9: Übersicht der Antennen-Kenngrößen: Gewinn (G), Wirkungsgrad (η), Streckendämpfung (α) und Transmission (S_{21}).

Antennen	Kenngrößen					
	f_0 [GHz]	G [dBi]	η (%)	α [dB]	S_{21} [dB]	$S_{21} - \alpha$ [dB]
U-EA	60,4	5	92	-29,1	-29,5	-0,4
D-EA	59,5	6,1	96	-27,9	-29,4	-1,5
U-AG1	60,8	11	89	-23,1	-24,5	-1,4
U-AG2	61,5	10,5	81	-23,8	-24,5	-0,7
D-AG1	62	10,4	88	-23,9	-25,4	-1,5
D-AG2	61	11,5	91	-22,7	-24,1	-1,4

Ein ähnliches Bild ergibt sich bei der Antennengruppe U-AG1 entsprechend Abbildung 4-25. Diese hat in der Simulation einen Gewinn von $G_S = 11 \text{ dB}$, dem bei der Frequenz $60,8 \text{ GHz}$ eine Streckendämpfung von $\alpha = 23,1 \text{ dB}$ gegenübersteht. Der gemessene Transmissionskoeffizient (S_{21}) dieser Antenne ist in Abbildung 5-19 dargestellt. Er beträgt bei gleicher Frequenz $-24,5 \text{ dB}$. Die Differenz zwischen Messung und der Rechnung beträgt $1,4 \text{ dB}$.

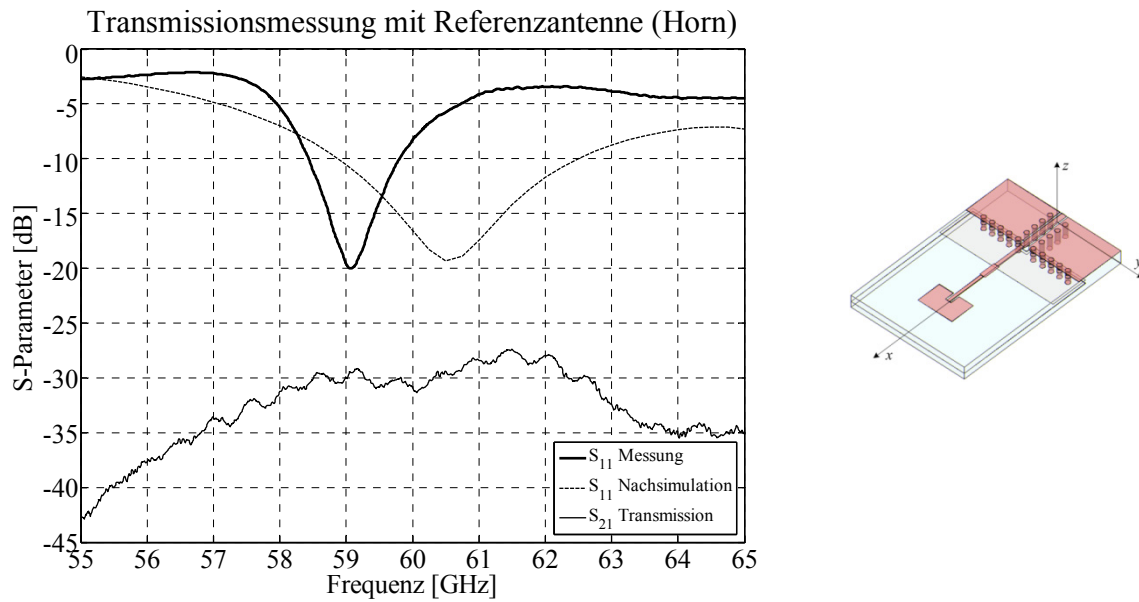


Abbildung 5-17: Gesamtsicht (rechts), nachsimulierte und gemessene S -Parameter als Funktion der Frequenz f für die Antenne U-EA (links).

Weiterhin betrug der gemessene Transmissionskoeffizient für die Antenne U-AG2 (siehe Abbildung 4-30) $S_{21} = -24,5 \text{ dB}$ bei einer Arbeitsfrequenz von $61,5 \text{ GHz}$ (Abbildung 5-20). Diese Antenne hat einen simulierten Gewinn von $G_S = 10,5 \text{ dBi}$. Die Differenz zwischen Messung und Rechnung beträgt $0,7 \text{ dB}$.

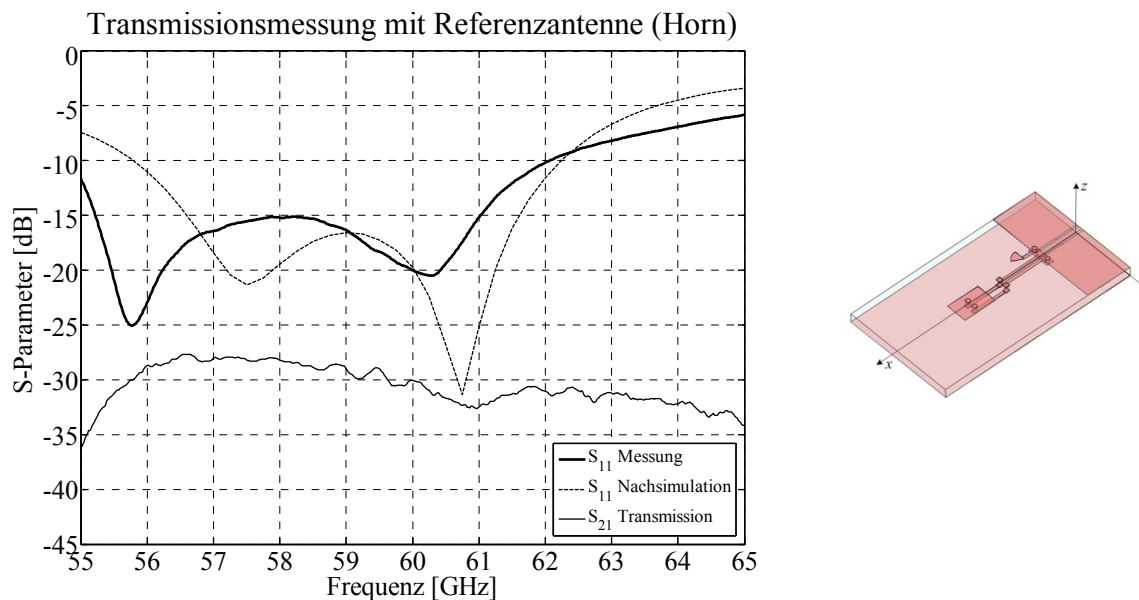


Abbildung 5-18: Gesamtsicht (rechts), nachsimulierte und gemessene S -Parameter als Funktion der Frequenz f für die Antenne D-EA (links)

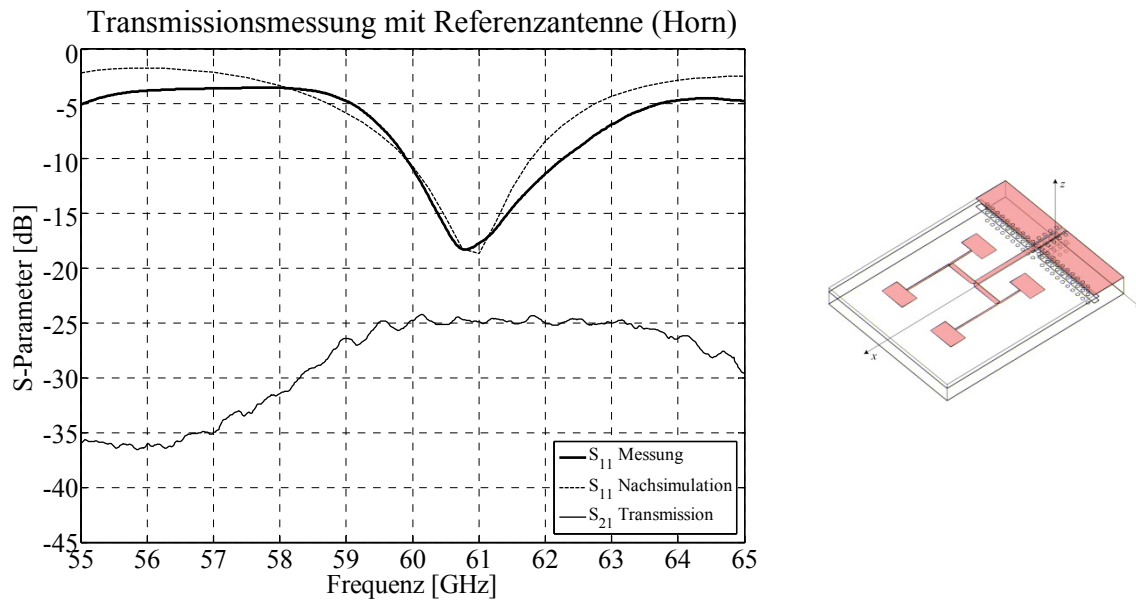


Abbildung 5-19: Gesamtsicht (rechts), nachsimulierte und gemessene S -Parameter als Funktion der Frequenz f für die Antenne U-AG1 (links).

Für die differentiell gespeiste Antennengruppe D-AG1 (siehe Abbildung 4-40) betrug der simulierte Gewinn $G_S = 10,4 \text{ dBi}$ und die berechneten Streckendämpfung $\alpha = 23,9 \text{ dB}$. Im Vergleich dazu, betrug der gemessene Transmissionskoeffizient $S_{21} = -25,4 \text{ dB}$ bei der Arbeitsfrequenz 62 GHz (siehe Abbildung 5-21). Demnach ergibt sich eine Differenz zwischen Messung und Rechnung von $1,5 \text{ dB}$.

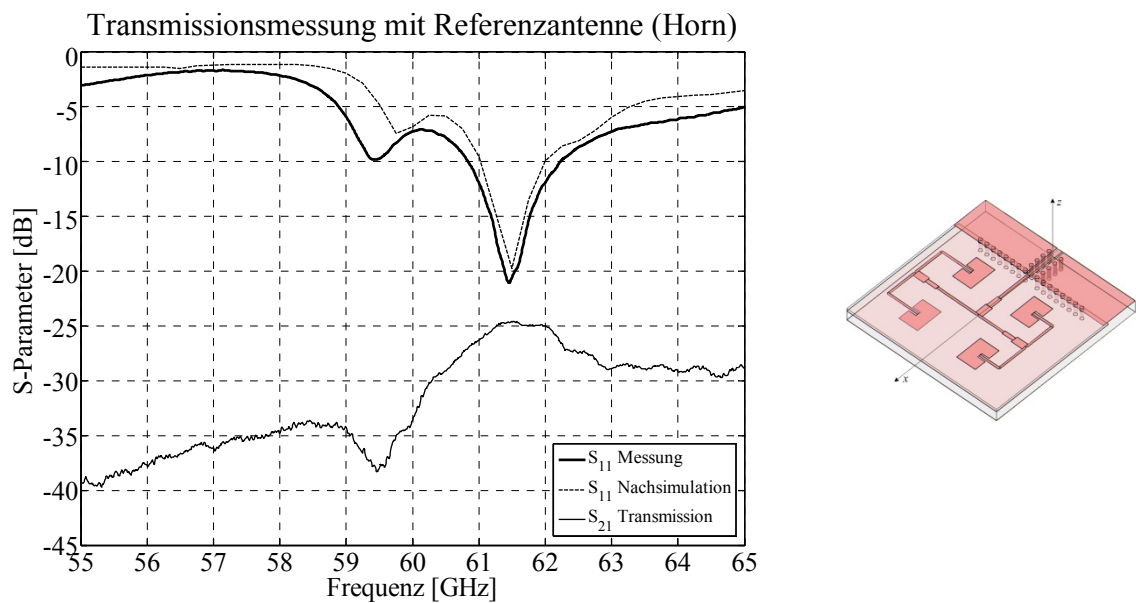


Abbildung 5-20: Gesamtsicht (rechts), nachsimulierte und gemessene S -Parameter als Funktion der Frequenz f für die Antenne U-AG2 (links).

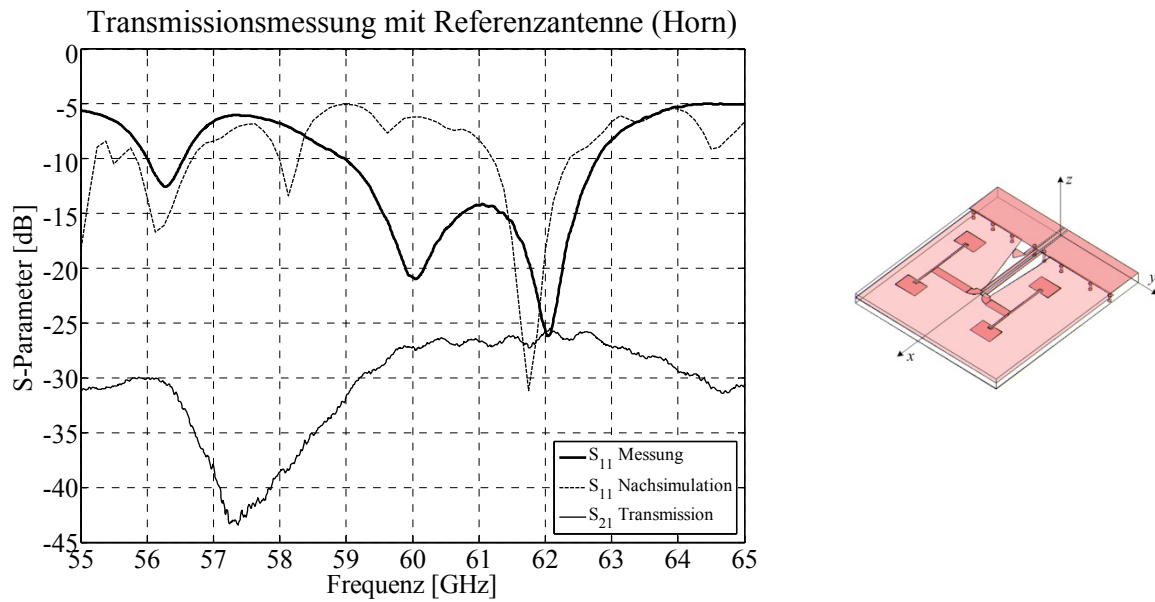


Abbildung 5-21: Nachsimulierte und gemessene S -Parameter als Funktion der Frequenz f für die Antenne D-AG1

Tendenziell ähnliche Ergebnisse liefert die Untersuchung der Antenne D-AG2 (siehe Abbildung 4-45). Bei dieser Antennen betrug die Differenz zwischen der berechneten Streckendämpfung und dem gemessenen Transmissionskoeffizient $1,3 \text{ dB}$ bei einer Arbeitsfrequenz von 61 GHz und einem simulierten Gewinn von $G_S = 11,5 \text{ dBi}$. Der Vergleich der Transmission von gemessener Antenne D-AG2 und der Standardgewinnhornantenne ist in Abbildung 5-22 dargestellt.

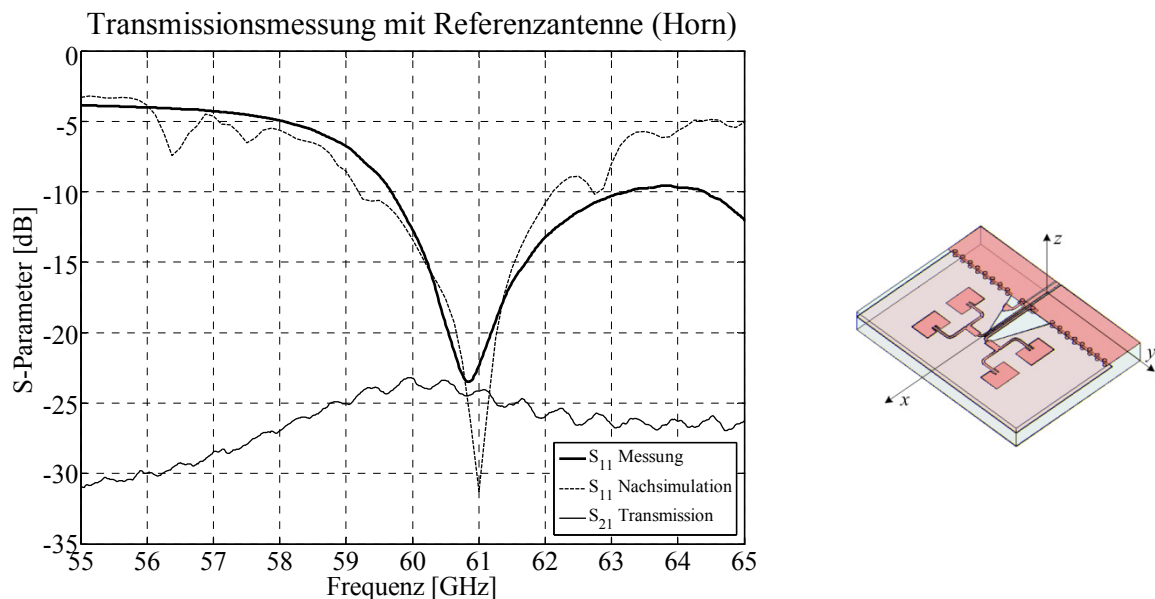


Abbildung 5-22: Gesamtansicht (rechts), nachsimulierte und gemessene S -Parameter als Funktion der Frequenz f für die Antenne D-AG2 (links).

5.3.3. Bewertung

Um die in dieser Arbeit entworfenen Antennen im Bezug auf ihren Gewinn bewerten zu können, sollte der gemessene Transmissionskoeffizient (S_{21}) mit der berechneten Streckendämpfung α bei der betrachteten Mittenfrequenz übereinstimmen. Da nicht alle Einflussgrößen in Betracht gezogen werden konnten, ergeben sich Differenzen zwischen den beiden Kenngrößen, beispielsweise durch Verluste.

Der Vergleich der Messergebnisse mit den Rechnungen anhand der Friis'schen Transmissionsgleichung verdeutlichtet dass sich eine maximale Differenz zwischen dem gemessenen Transmissionskoeffizienten (S_{21}) und der berechneten Streckendämpfung α von 1,5 dB ergibt. Die Antennen, für die die Differenzen minimale Werte von 0,4 und 0,7 dB aufweisen, sind die Antennen U-EA und U-AG2, die unsymmetrisch gespeist werden und mit $\lambda/4$ -Transformator versehen sind (siehe Abbildung 4-11 und Abbildung 4-30).

Die anderen Antennen, welche differentiell und unsymmetrisch gespeist, und teilweise zusätzlich mit $\lambda/4$ -Transformatoren ausgeführt wurden, weisen eine maximale Differenz zwischen dem gemessenen Transmissionskoeffizient (S_{21}) und der berechneten Streckendämpfung α von circa 1,5 dB auf.

Die geringsten Abweichungen ergeben sich für unsymmetrische Speisung bei gleichzeitiger Verwendung eines $\lambda/4$ -Transformators, die maximalen Abweichungen treten bei differentieller Speisung auf.

Diese Differenz, im Allgemeinen, kann auf die Verluste im Messsystem zurückgeführt werden, insbesondere auf Reflexionen an der Referenzantenne, an den Wellenleiterübergängen, auf die nicht idealen Baluns für alle differentiell gespeisten Antennen sowie auf die fehlenden $\lambda/4$ -Transformatoren für die unsymmetrisch gespeisten Antennen (z.B. U-AG1). Die beschriebenen Differenzen verdeutlichen, dass die entworfenen Speisetzwerke den Antennen mehr Energie zuführen, und die Antennen diese mit geringen Verlusten abstrahlen (siehe Abschnitt 5.4).

Wie in Abschnitt 4.3.2 erwähnt, ist der Gewinn der differentiell gespeisten Einzelpatchantenne um 1 dBi größer als der Gewinn der unsymmetrisch gespeisten Einzelpatchantenne. Das ist auf den höheren Wirkungsgrad der differentiell gespeisten Einzelpatchantenne zurückzuführen. Der größere Gewinn dieser differentiellen Antenne bleibt über nahezu die gesamte 10 dB-Bandbreite von 7 GHz erhalten.

Obwohl die Antenne D-EA auf dickerem Substrat aufgebaut wurde, was im Allgemeinen zur Reduzierung des Wirkungsgrads führt [87], hat diese Antenne einen höheren simulierten Wirkungsgrad von $\eta = 96\%$, im Vergleich zum Wirkungsgrad $\eta = 92\%$ der Antenne U-EA.

Das ist auf die Unterdrückung anderer Moden bei differentieller Speisung zurückzuführen [96]. Daher können die Patchantennen mit differentieller Speisung für breitbandige Anwendungen mit hohem Gewinn und großem Wirkungsgrad verwendet werden.

Bei den differentiell gespeisten Antennengruppen ist der Gewinn kleiner als der Gewinn der unsymmetrisch gespeisten Antennengruppen, weil die Struktur der speisenden Mikrostreifenleitungen bei Antennengruppen grundlegend verschieden von der der differentiell gespeisten Einzelpatchantennen ist. Dies führt zu Anpassungsverlusten, die zusätzlich zu den Verlusten im Balun auftreten. Mit der Annahme, dass das Messsystem, die Übergänge und die Baluns verlustfrei sind, sollten die Einzelstrahler einen Gewinn zwischen 4,5 und 5 *dBi*, die Gruppenstrahler einen Gewinn von 8,5 - 10 *dBi* erreichen.

Zunehmende Substratdicken führen tendenziell zu einer Reduzierung des Wirkungsgrads. Dieser nimmt zusätzlich nach Gleichung 4-22 aufgrund zunehmender ohmscher und dielektrischer Verluste ab [03]. Letztgenannte Verluste nehmen mit größeren Leitungslängen zu. Deswegen hat die auf einlagigem LTCC-Substrat aufgebaute Antenne U-AG2 (siehe Abbildung 4-30), die die längste Speiseleitungslänge aller beschriebenen Antennen hat, einen niedrigeren berechneten Wirkungsgrad von $\eta = 81\%$ im Vergleich zu der nach Abbildung 4-25 auf zweilagigem LTCC-Substrat aufgebauten Antenne U-AG1 mit einem Wirkungsgrad von $\eta = 89\%$. Das gilt auch für den Vergleich der auf zweilagigem LTCC-Substrat aufgebauten differentiell gespeisten Antennengruppen D-AG1 (siehe Abbildung 4-40) mit einem berechneten Wirkungsgrad von $\eta = 88\%$ und der Antennengruppe D-AG2 (siehe Abbildung 4-45) mit einem Wirkungsgrad von $\eta = 91\%$. Die Leitungslängen dieser Antennen sind 26% bzw. 54% kürzer als die der Antenne U-AG1.

Daraus ergibt sich, dass differentiell gespeiste Antennen auf dickerem Substrat größere Wirkungsgrade und infolgedessen höhere Gewinne aufweisen. Zusätzliche Verluste ergaben sich durch den, ausschließlich für Messzwecke integrierten, Balun.

Die parasitären Strahlungskeulen, bei allen auf zweilagigem LTCC-Substrat aufgebauten Antennengruppen, entstanden wegen des großen Abstands zwischen den Strahlerelementen ($d > \lambda_0/2$). Bei der Antennengruppe U-AG1 nach Abbildung 4-30, die auf einlagigem LTCC-Substrat aufgebaut wurde, kann der Abstand zwischen den Strahlerelementen kleiner als $\lambda_0/2$ gewählt werden, um die Entstehung von parasitären Strahlungskeulen zu vermeiden. Dies wird ermöglicht durch das dünnere Substrat verbunden mit einer geringeren Mikrostreifenleitungsbreite im Speisennetzwerk ohne eine zusätzliche Massefläche unter diesen Leitungen vorsehen zu müssen. Das Anbringen von zusätzlichen Masseflächen unter den Mikrostreifen-

leitungen, bei engen Abständen zwischen den Strahlerelementen, kann das Feld unter diesen beeinflussen und sollte daher vermieden werden.

5.4. Richtdiagramm-Messungen einer ausgewählten Antenne

Kurz vor Abschluss der Promotionsarbeit wurde das Antennenmesslabor der TU Ilmenau für Messungen bis 67 GHz erweitert. Erste Messergebnisse für die in dieser Arbeit entwickelten Antennen liegen inzwischen für ein anschließendes Forschungsvorhaben vor und die dabei erhaltenen Ergebnisse sollen im Folgenden vorgestellt werden, weil sie die Funktion der entwickelten Antennen durch Gewinnmessungen praktisch verifizieren, die vorher erzielten Abschätzungen quantitativ bestätigen, und damit die Gültigkeit der zugrunde liegenden Annahmen belegen.

Um die Messungen im Antennenmesslabor ausführen zu können, mussten die LTCC-Strukturen der Antennen gegenüber den bisher betrachteten planaren Speisestrukturen neu hergestellt, und gemeinsam mit einem Hohlleiterübergang als Adapter zur Messtechnik präpariert werden [102]. Diese relativ aufwändigen Arbeiten liegen derzeit nur für eine Antennenvariante vor. Betrachtet wurde die Antenne U-AG3.

Abbildung 5-23 zeigt neben einer Gesamtansicht der Antenne die im Antennenmesslabor gemessene Richtcharakteristik des Gewinns für die ausgewählte Antenne U-AG3 [102]. Die Abbildung 5-24 stellt den Gewinn in charakteristischen Schnitten der E- und H-Ebene dar. Der gemessene Gewinn erreicht einen Wert von $11,5\text{ dBi}$. Dieser Wert stimmt mit dem berechneten Gewinn von $11,3\text{ dBi}$, der für die Antenne einschließlich Hohlleiterübergang berechnet wurde, sehr gut überein. In den Diagrammen erkennt man allerdings deutlich, dass die gemessene Richtcharakteristik zwei unerwünschte Strahlungskeulen aufweist. Die größte liegt in der negativen x -Richtung. Ursächlich für diese ist, nach ersten Simulationen, vermutlich die Anregung und die unerwünschte Abstrahlung von Oberflächenwellen. Diese Oberflächenwellen werden am Übergang vom Hohlleiter auf die speisende Mikrostreifenleitung der Antennengruppe angeregt.

Die Hauptkennwerte der Antennengruppe U-AG3 (siehe Abbildung 4-35) sind als Simulations- und Messwerte in der Tabelle 5-10 angegeben.

Um die in der negativen x -Richtung auftretende unerwünschte Strahlungskeule zu unterdrücken, wurde eine kleine Schaumstoffabsorberplatte auf den speisenden Eingang hinter der Antenne gelegt, und die so modifizierte Antenne in der Antennenmesskammer erneut gemessen. Die Messergebnisse zeigen, dass die unerwünschten Strahlungskeulen deutlich

verringert wurden. Der Gewinn in drei- und zweidimensionalen Darstellungen ist in Abbildung 5-25 und Abbildung 5-26 dargestellt.

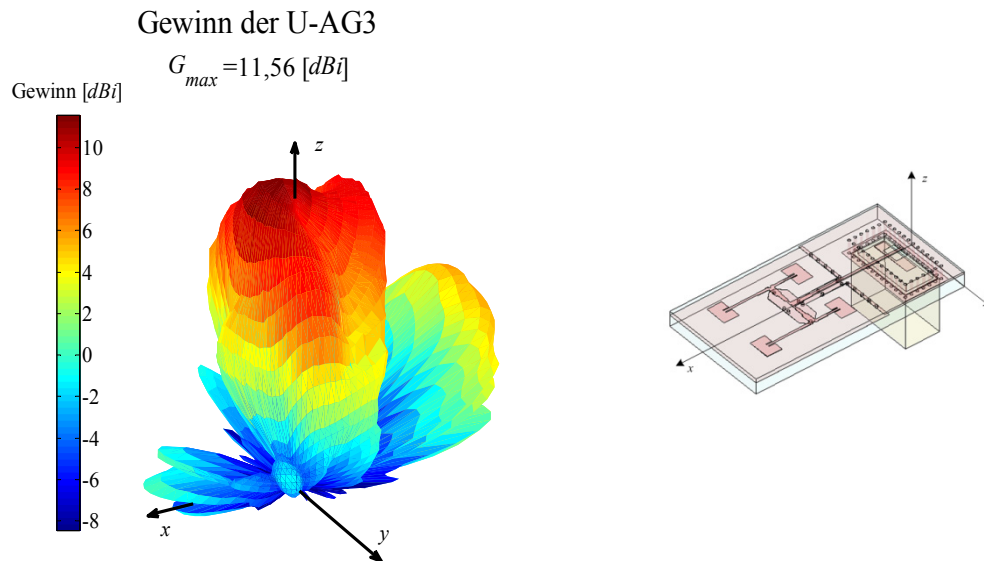


Abbildung 5-23: Gesamtsicht (rechts) und gemessener realisierter Gewinn (links) für die Antenne U-AG3 (polare Darstellung, Messung ohne zusätzliches Absorbermaterial).

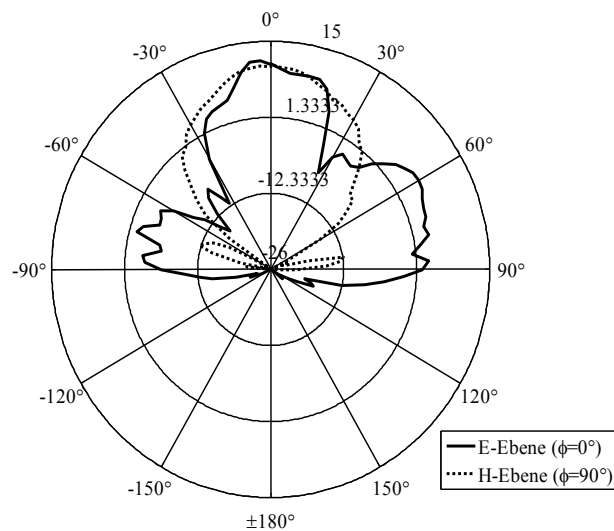


Abbildung 5-24: Gemessene Richtcharakteristik des Gewinns für die Antenne U-AG3 nach Abbildung 4-35 ohne Absorber (Schnitte durch *E*-Ebene (–) und *H*-Ebene (··)).

Tabelle 5-10: Kenngrößen der Antennengruppe U-AG3.

Kenngrößen der Antennengruppe U-AG3						
Kenngröße	f_0 [GHz]	S_{11} [dB]	10 dB-BW [GHz]	BW (%)	G [dBi]	η (%)
Wert	59,5	-22	1,6	2,7	11,5	90

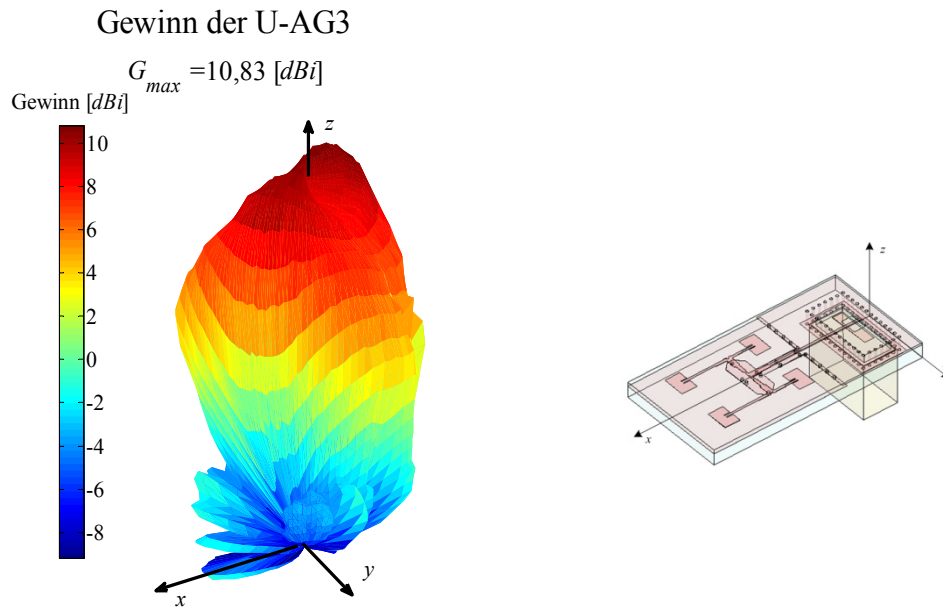


Abbildung 5-25: Gesamtansicht (rechts) und gemessener realisierter Gewinn (links) für die Antenne U-AG3 nach Abbildung 4-35 mit zusätzlichem Absorber (Polardarstellung).

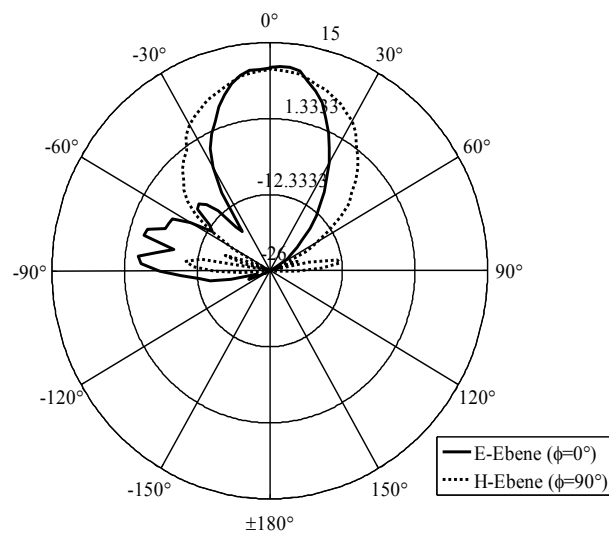


Abbildung 5-26: Gemessene Richtcharakteristik des Gewinns für die Antenne U-AG3 nach Abbildung 4-35 mit Absorber (Schnitte durch E -Ebene (—) und H -Ebene (⋯)).

6. Zusammenfassung

Die vorliegende Arbeit befasst sich mit unsymmetrisch und differentiell gespeisten planaren Patchantennen, die als Einzel- und Gruppenstrahler ausgeführt wurden, und im Zusammenhang mit der Entwicklung breitbandiger Systeme für drahtlose Kurzstreckendatenübertragung mit Datenraten im *Gbit/s*-Bereich im Millimeterwellenbereich bei *60 GHz* entwickelt wurden.

Die differentielle Speisetechnik der planaren Einzelpatchantennen und Patchantennengruppen wird für die unmittelbare Verbindung der Patchantennen mit den symmetrischen Schaltungsein- und Ausgängen untersucht, um die Vorteile differentieller Signalführung aufzeigen zu können. Die aufgebauten Antennen müssen mit den Sende- und Empfangsbaugruppen (Transceiver) hybridintegriert werden, was durch die planare Bauform der Antennen in LTCC-Technologie erleichtert wird. Im Mittelpunkt des Interesses stand bei den Untersuchungen eine große Bandbreite mit einem Gewinn von mehr als *10 dBi* in dem gesamten Frequenzbereich.

Im ersten Teil der Arbeit wurden Wellenleiterübergänge und ein breitbandiger Balun für messtechnische Anforderungen untersucht. Die Übergänge zeichnen sich durch sehr niedrige Reflexionen und geringe Einfügedämpfungen mit einem maximalen Wert von *1,4 dB* im Frequenzbereich *55 - 65 GHz* aus. Ähnlich gute Werte ergeben sich für den Balun, der annähernd im gesamten Frequenzbereich eine Einfügedämpfung von maximal *3 dB* hat. Die Übergänge und Baluns wurden mit den Antennen gekoppelt und als Bestandteil der Antennenschaltung betrachtet und daher gemeinsam untersucht.

In dem zweiten Teil der vorliegenden Arbeit wurden Einzelpatchantennen und Patchantennengruppen sowohl mit single-ended als auch mit differentieller Speisung entworfen und charakterisiert. Anfänglich wurde eine konventionelle unsymmetrisch gespeiste Einzelantenne mit einem Übergang und eine differentiell gespeiste Einzelantenne mit einem breitbandigen Balun untersucht. Die Messergebnisse der unsymmetrisch gespeisten Einzelantenne zeigen, dass diese Antenne eine gut angepasste Eingangsimpedanz bei der Frequenz *59,2 GHz* aufweist. Die Resonanzfrequenz der gemessenen Antenne ist gegenüber dem Zielwert um circa *2 GHz* versetzt. Dies kann auf den Einfluss von Resonanzen, hervorgerufen durch fehlende Durchkontaktierungen zur untersten Massefläche am antennenseitigen Ende der Mikrostreifenleitung zurückgeführt werden, die zur Impedanzeinstellung dient. Als Konsequenz sollte die zwischenliegende Hilfsmasse auf beiden Seiten mit der durchgehenden Masse verbunden werden. Die Antenne erzielt in ihrer jetzigen Form (siehe Abbildung 4-11) eine

gemessene relative Bandbreite von 2,4%. Der Gewinn von 5 *dBi* wurde durch den Vergleich zwischen der gemessenen Transmission S_{21} mit einer Referenzantenne und der Berechnung der Einfügedämpfung α nach der Friis'schen Formel ermittelt.

Die Untersuchung der differentiell gespeisten Einzelantennen verdeutlicht, dass diese Speiseform für die Einzelantenne eine sehr große gemessene 10 *dB*-Bandbreite von etwa 12% mit einem Reflexionsfaktor (S_{11}) bis -25 *dB* in dem Frequenzbereich 55 - 62 *GHz* liefert. Für diesem Frequenzbereich betrug der Transmissionsfaktor (S_{21}) circa -29,4 *dB*, der im Vergleich mit der berechneten Einfügedämpfung (α) von -27,9 *dB* bei einem simulierten Gewinn von 6,1 *dBi* um etwa 1,5 *dB* höher ist. Diese Differenz kann auf Unzulänglichkeiten des Messsystems zurückgeführt werden, die in naher Zukunft durch Messungen in der Absorber-Antennenmesskammer beseitigt werden können. Als zusätzlichen Vorteil dieser Antennenvariante erweist sich die Richtcharakteristik, die durch die Symmetrierung der Speisung und das Anbringen der speisenden Leitungen auf der Rückseite des Patches, verformungsarm sehr symmetrisch ausgeprägt ist. Es wurde durch Simulationen festgestellt, dass die differentiell gespeiste Einzelpatchantenne einen Wirkungsgrad von 96% hat, der um 3% höher als der Wirkungsgrad der unsymmetrisch gespeisten Einzelpatchantenne ist. Die Simulation zeigte darüber hinaus, dass die Distanz zwischen den Speisepunkten stark die Resonanzfrequenz beeinflusst. Dieser Einfluss kann auf die entstehende Kapazität zwischen den speisenden Leitungen zurückgeführt werden.

Im weiteren Verlauf der Arbeit wurden planare Patchantennengruppen mit unsymmetrischer sowie mit differentieller Speisung untersucht. Die Antennengruppen wurden mit einer minimalen Komplexität von 2 x 2 Elementen entworfen und realisiert, um den erforderlichen Gewinn von 10 *dBi* zu erreichen. Die auf einem zwei-lagigen LTCC-Substrat aufgebauten planaren, unsymmetrisch oder differentiell gespeisten, Patchantennengruppen erreichten bei der Sollfrequenz einen gemessenen Reflexionsfaktor (S_{11}) von -18 bis -34 *dB* mit einer gemessenen relativen 10 *dB*-Bandbreite zwischen 3,9 und 6,2% (absolut zwischen 2,4 und 3,8 *GHz*). Die Messungen zeigen, dass die Bandbreite der differentiell gespeisten Patchantennengruppen etwa 50% größer ist, als die Bandbreite der unsymmetrisch gespeisten Patchantennengruppe.

Wegen des dünneren Substrats hat die auf einlagigem LTCC-Substrat aufgebaute planare, unsymmetrisch gespeiste Patchantennengruppe eine kleinere gemessene 10 *dB*-Bandbreite von 2,3% (absolut 1,4 *GHz*). Der gemessene Reflexionsfaktor dieser Antennen (S_{11}) betrug -21 *dB* bei einer Arbeitsfrequenz von 61,5 *GHz*. Alle entworfenen Patchantennengruppen erzielten einen simulierten Gewinn von circa 11 *dBi* mit einem Wirkungsgrad von etwa 87%.

Die Ausnahme davon bildet die auf einlagigem LTCC-Substrat aufgebaute planare, unsymmetrisch gespeiste Patchantennengruppe, die aufgrund der längeren Mikrostreifenleitungen und den damit verbundenen Verluste einen Wirkungsgrad von 80% hat. Zur Ermittlung des Gewinns aller realisierten Antennengruppen wurde die Transmission S_{21} zwischen der zu messenden Antenne und einer Referenzhornantenne, die einen Gewinn von 20 dBi aufweist, gemessen und mit der berechneten Einfügedämpfung nach der Friis'schen Transmissionsgleichung verglichen. Alle gemessenen Antennengruppen liefern eine nahezu konstante Differenz zwischen der gemessenen Transmission (S_{21}) und der berechneten Einfügedämpfung (α) von circa 1,4 dB, die auf Unzulänglichkeiten des Messsystems zurückzuführen ist.

Die Resonanzfrequenzen aller Antennen sind zu höheren Frequenzen verschoben. Zu dieser Verschiebung kam es durch eine nicht exakt kontrollierbare Schrumpfung aller Strahlerelemente bei der Herstellung. Alle realisierten Antennen haben bei einer erneuten Simulation unter Verwendung der realen Abmessungen nahezu die gleichen Resonanzfrequenzen ergeben wie die, die durch Messung ermittelt wurden.

Die Ergebnisse dieser Arbeit liefern daher Vorgaben für einen erfolgreichen Patchantennenentwurf differentiell gespeister Einzel- und Gruppenstrahler für breitbandige Anwendungen bei 60 GHz. Es wurde gezeigt, dass eine Hybridintegration von Einzel- und Patchantennengruppen sowohl mit unsymmetrischer als auch mit differentieller Speisung in die Transceivermodule auf einem LTCC-Träger möglich ist.

Eine mögliche Weiterentwicklung der in dieser Arbeit beschriebenen rückseitig differentiell gespeisten Einzelpatchantenne D-EA besteht in der Anwendung des verwendeten Speisekonzepts auf Antennengruppen. Die damit verbundenen Vorteile sind anhand der Ergebnisse der differentiell gespeisten Einzelpatchantenne D-EA erkennbar.

7. Anhang

Im Anhang werden Antennenentwürfe beschrieben, die für die ersten Testpräparationen nicht im Vordergrund standen. Auch diese Layouts wurden präpariert und ausgemessen. Die zusätzlich zu den im Hauptteil der Arbeit dargestellten Antennen gemachten Entwürfe beinhalten Varianten von Gruppenantennen, die für spezielle Einsatzfälle im späteren Projektverlauf angepasst sind. Eine Ausnahme bildet der letzte Entwurf nach Abbildung A-15, dessen Fertigung noch nicht abgeschlossen war.

Unsymmetrisch gespeiste lineare Antennengruppe (AG1):

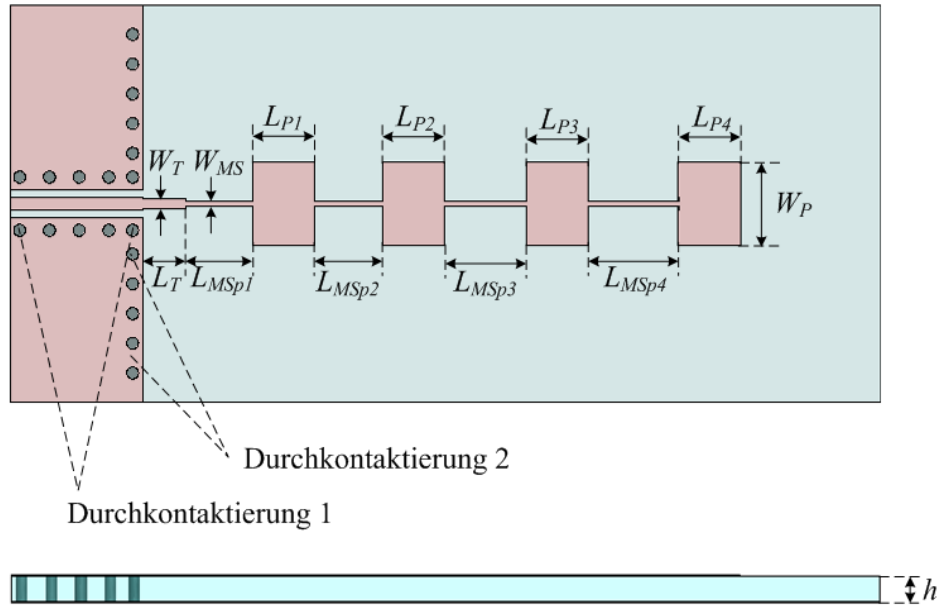


Abbildung 7-1: Unsymmetrisch gespeiste lineare Antennengruppe AG1 mit einem Übergang von CPW-auf-MS.

Tabelle 7-1: Kenngrößen der Antennengruppe AG1.

Kenngröße	Simulation	Messung
S_{11} [dB]	-29	-15
BW [GHz]	2,5	2,9
G [dBi]	9,8	-
η [%]	94	-
S_{21} [dB]	-	-25
α [dB]	-24,2	-
Differenz (S_{21} - α) [dB]	-0,8	

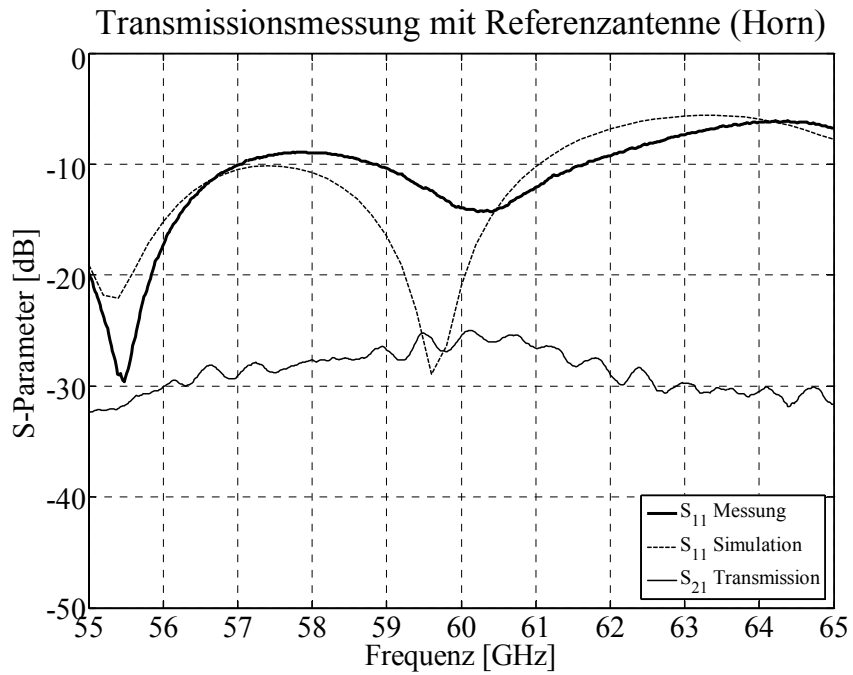


Abbildung 7-2: Simulierte und gemessene S -Parameter als Funktion der Frequenz für die Antennengruppe AG1.

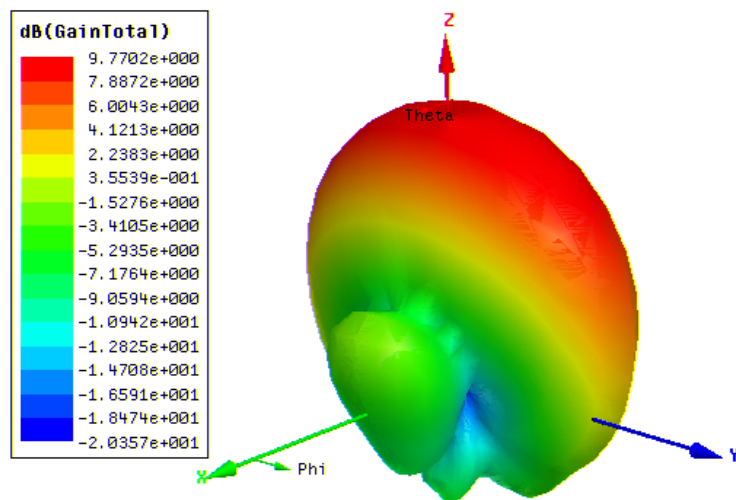


Abbildung 7-3: Simulierter Gewinn der Antennengruppe AG1 (Polare Darstellung).

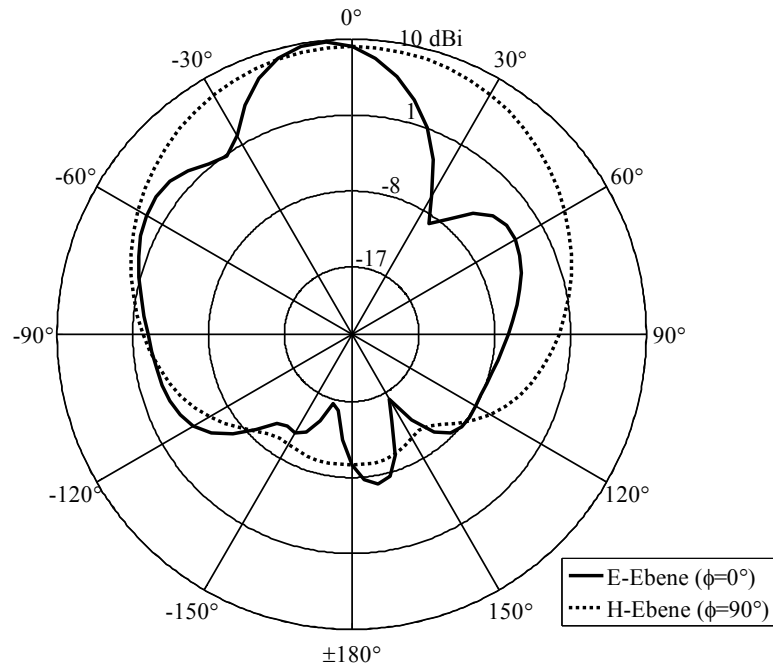


Abbildung 7-4: Schnitte durch die simulierte Richtcharakteristik des Gewinns für die Antennengruppe AG1 (Schnitte durch *E*-Ebene (—) und *H*-Ebene (···)).

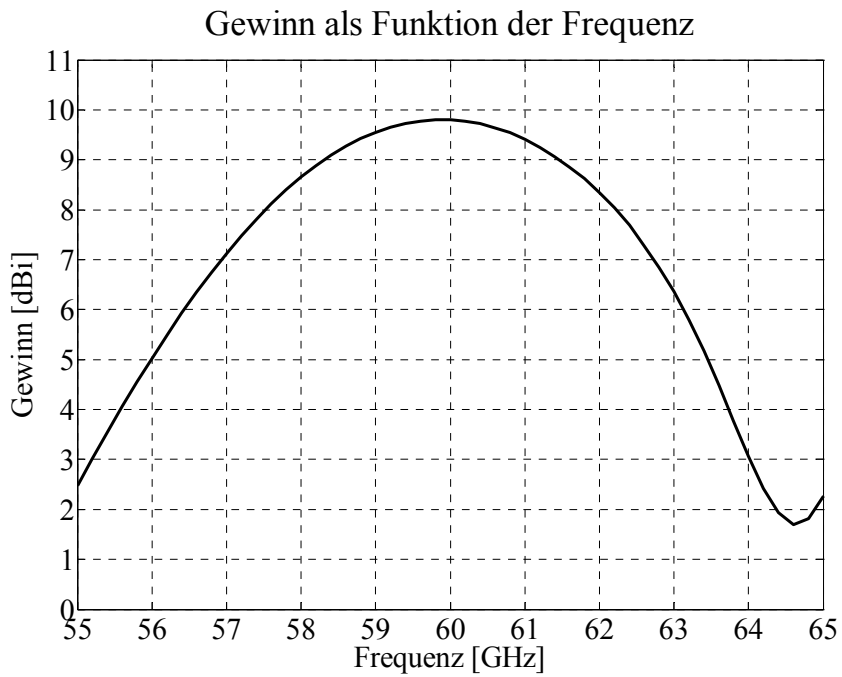


Abbildung 7-5: Simulierter Gewinn als Funktion der Frequenz für die Antennengruppe AG1.

Unsymmetrisch gespeiste planare Antennengruppe (AG2):

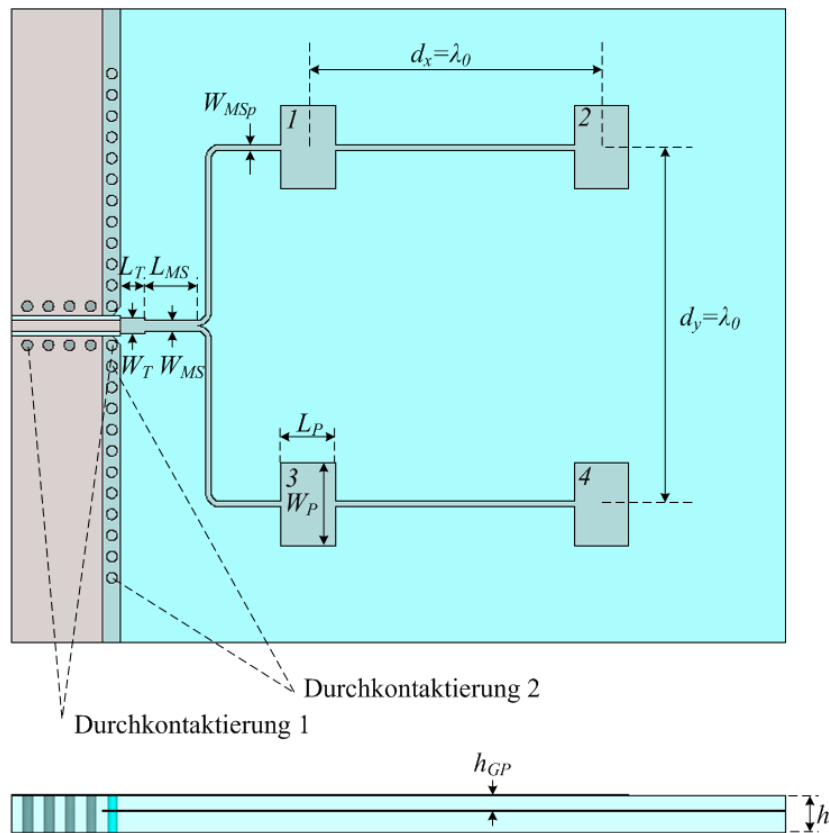


Abbildung 7-6: Unsymmetrisch gespeiste planare Antennengruppe AG2 mit einem Übergang von CPW-auf-MS.

Tabelle 7-2: Kenngrößen der Antennengruppe AG2.

Kenngröße	Simulation	Messung
S_{11} [dB]	-23	-23
BW [GHz]	1,7	1,8
G [dBi]	10,4	-
η [%]	84	-
S_{21} [dB]	-	-24
α [dB]	-23,5	-
Differenz ($S_{21} - \alpha$) [dB]		-0,5

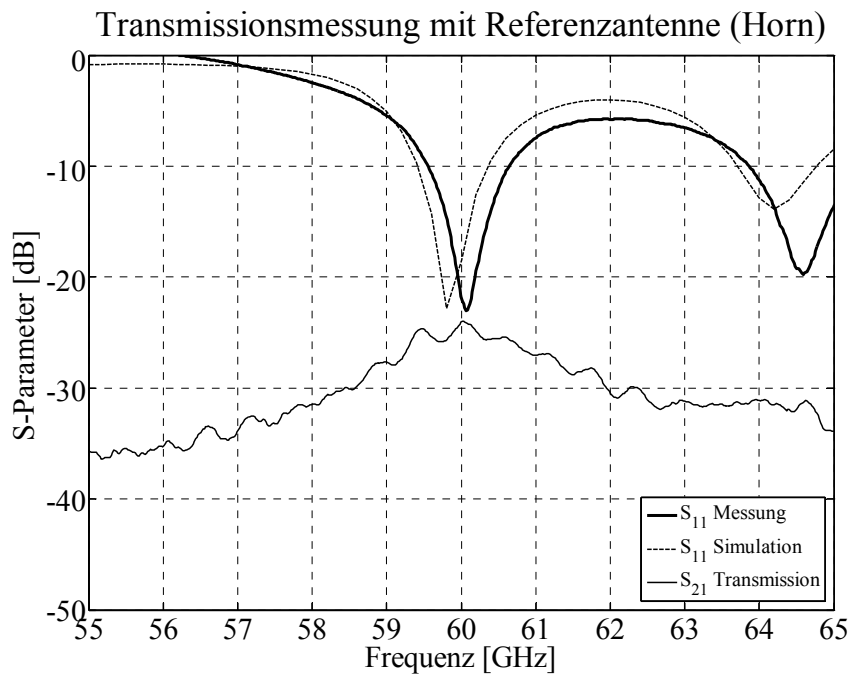


Abbildung 7-7: Simulierte und gemessene S -Parameter als Funktion der Frequenz für die Antennengruppe AG2.

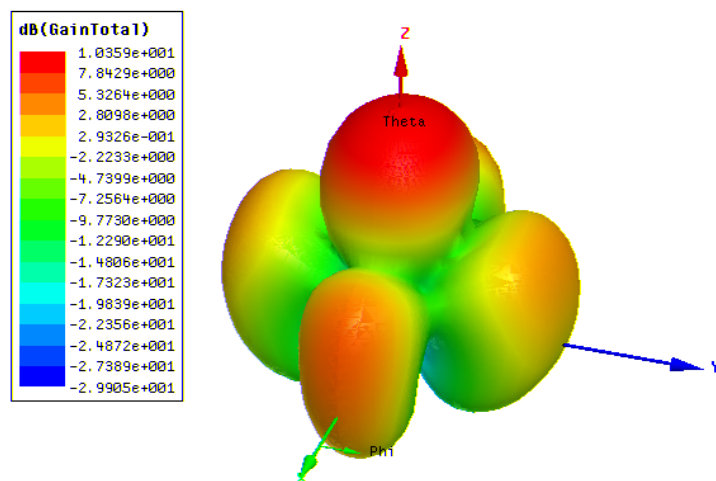


Abbildung 7-8: Simulierter Gewinn der Antennengruppe AG2 (Polare Darstellung).

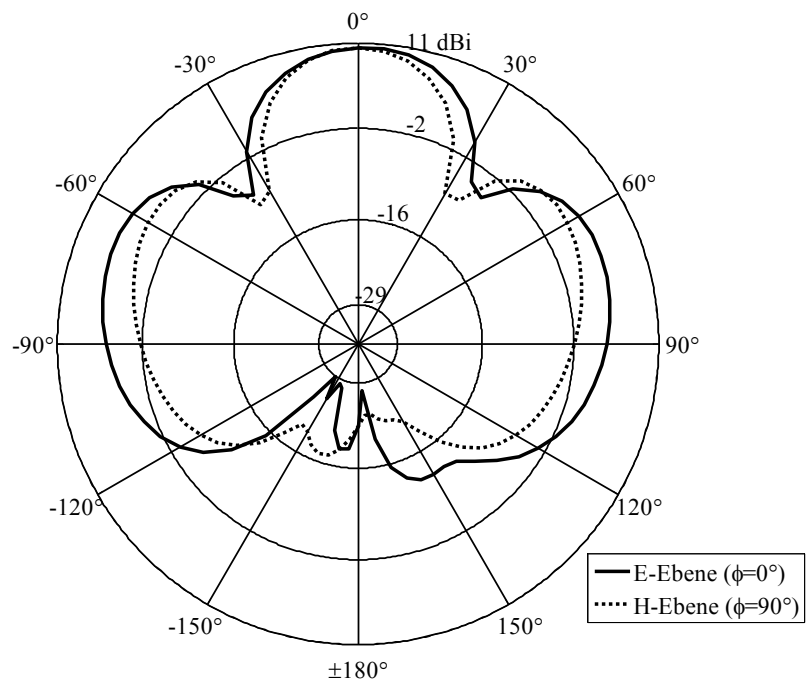


Abbildung 7-9: Schnitte durch die simulierte Richtcharakteristik des Gewinns für die Antennengruppe AG2 (Schnitte durch *E*-Ebene (—) und *H*-Ebene (⋯)).

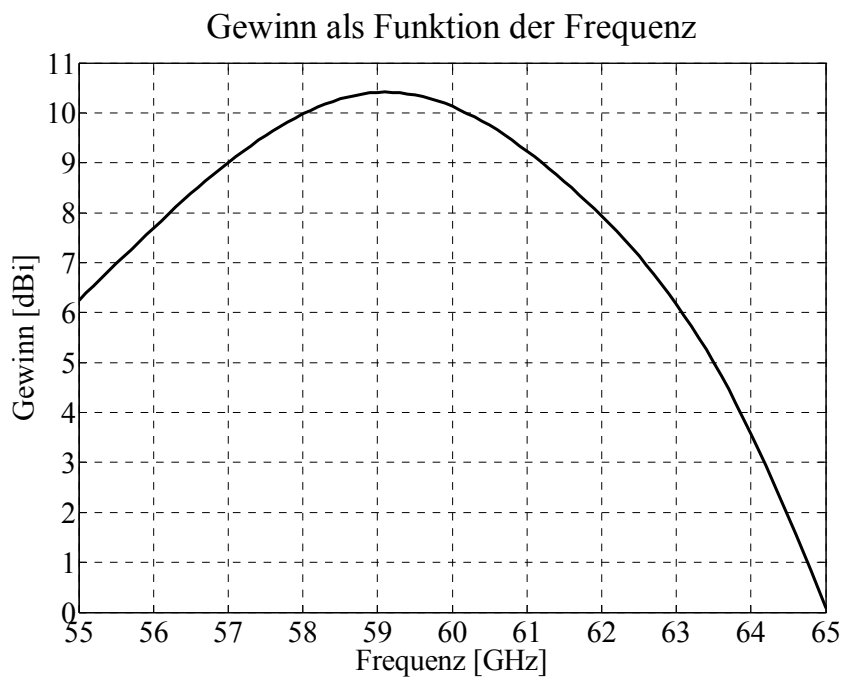


Abbildung 7-10: Simulierter Gewinn als Funktion der Frequenz für die Antennengruppe AG2.

Differential gespeiste planare Antennengruppe (AG3):

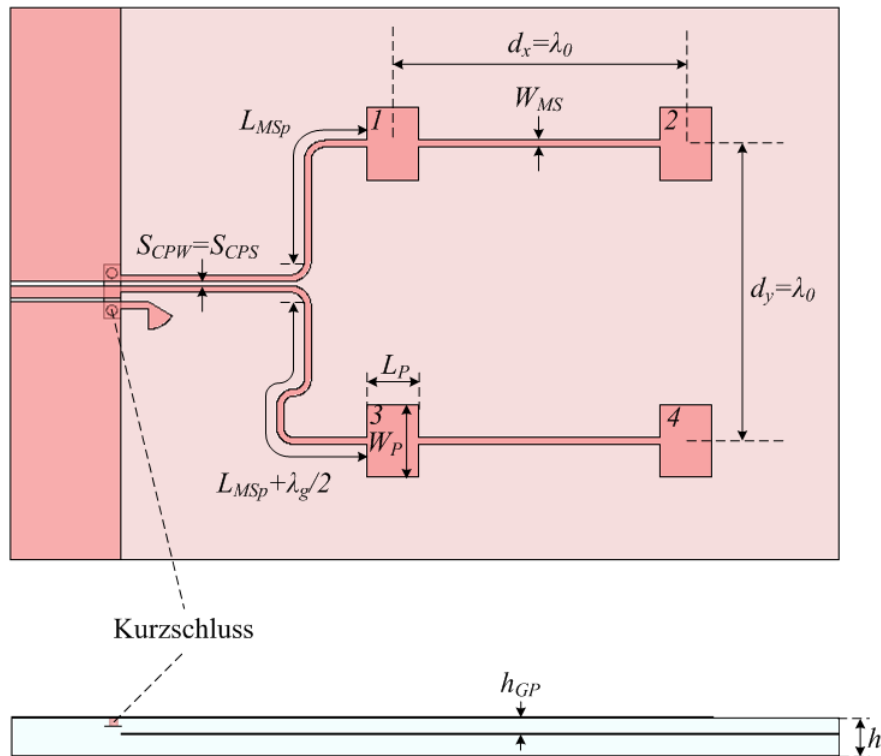


Abbildung 7-11: Differential gespeiste planare Antennengruppe AG3 mit einem Balun.

Tabelle 7-3: Kenngrößen der Antennengruppe AG3.

Kenngröße	Simulation	Messung
S_{11} [dB]	-21	-16
BW [GHz]	0,8	1,2
G [dBi]	9,2	-
η [%]	97	-
S_{21} [dB]	-	-24,3
α [dB]	-24,9	-
Differenz ($S_{21} - \alpha$) [dB]		0,6

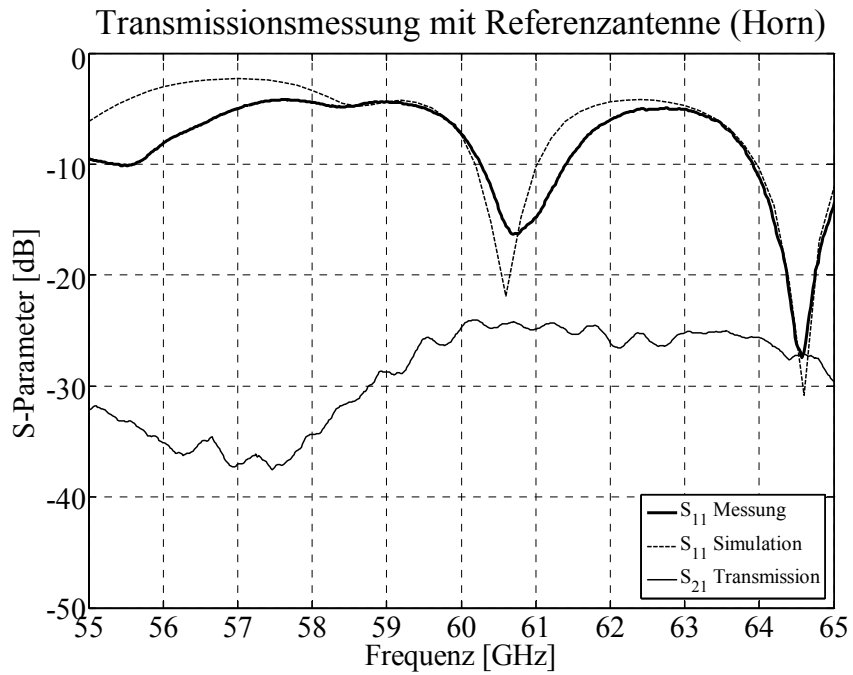


Abbildung 7-12: Simulierte und gemessene S -Parameter als Funktion der Frequenz für die Antennengruppe AG3.

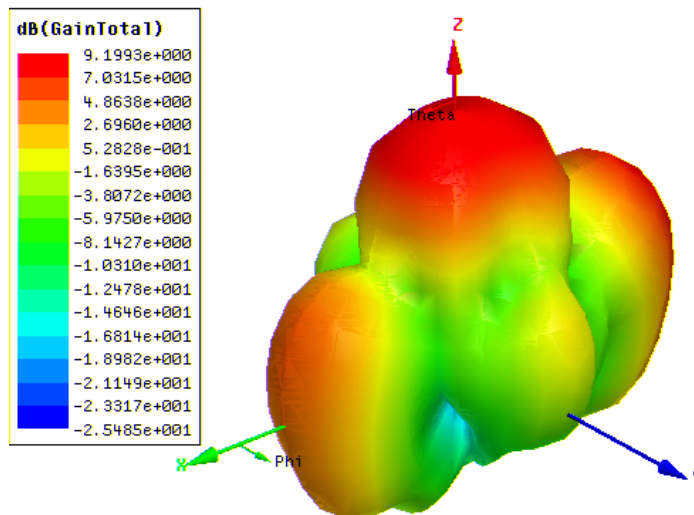


Abbildung 7-13: Simulierter Gewinn der Antennengruppe AG3 (Polare Darstellung).

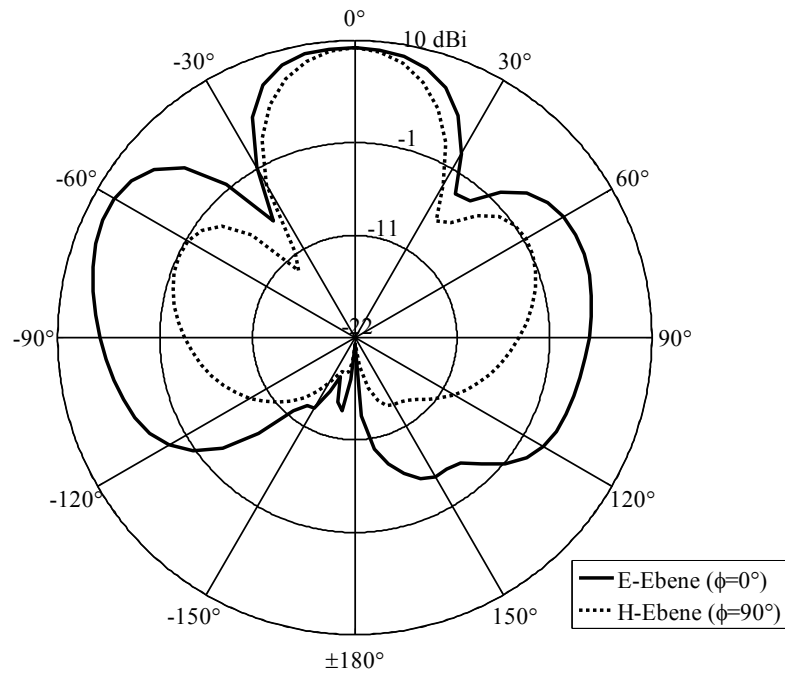


Abbildung 7-14: Schnitte durch die simulierte Richtcharakteristik des Gewinns für die Antennengruppe AG3 (Schnitte durch *E*-Ebene (—) und *H*-Ebene (···)).

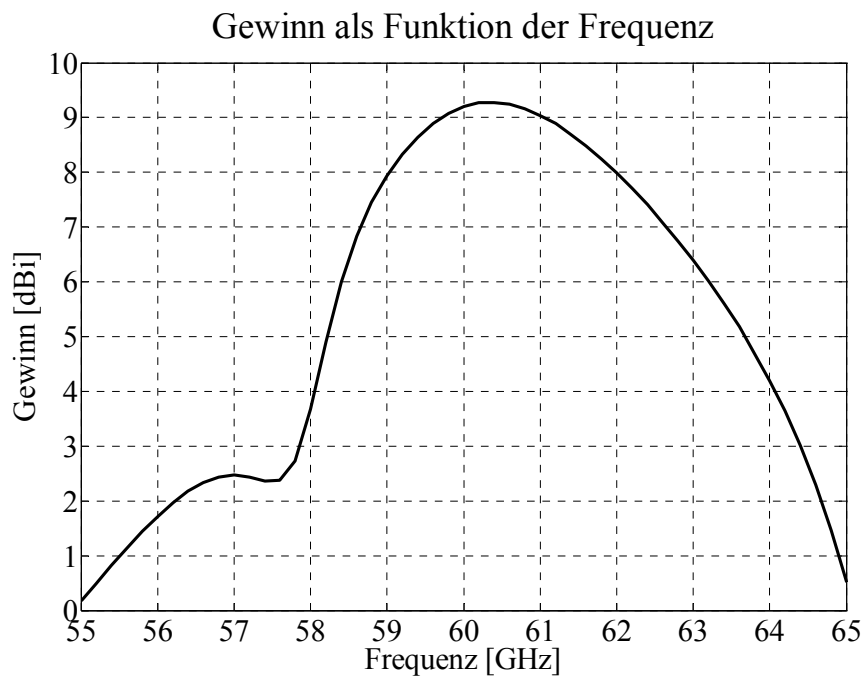


Abbildung 7-15: Simulierter Gewinn als Funktion der Frequenz für die Antennengruppe AG3.

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 2-1: Sende- und Empfangsantennen.	9
Abbildung 2-2: Foto eines LTCC-Substrates eines hergestellten Antennentestfelds (links: ungesintertes Modul, rechts: gesintertes Modul).	19
Abbildung 2-3: Profilometeraufnahme einer Antennengruppe.	19
Abbildung 3-1: Ablaufdiagramm der Antennenentwürfe dieser Arbeit.	20
Abbildung 3-2: Feldkomponentenverteilung auf einem Diskretisierungselement.	23
Abbildung 3-3: Ersatzschaltbild einer Übertragungsleitung.	24
Abbildung 3-4: Querschnitt einer MS mit den elektrischen und magnetischen Feldlinien.	25
Abbildung 3-5: Simulierte S -Parameter als Funktion der Frequenz f für die MS.	27
Abbildung 3-6: Querschnitt einer CPW mit den elektrischen und magnetischen Feldlinien.	27
Abbildung 3-7: Querschnitt einer CPW mit elektrischen Feldlinien verschiedener Moden.	28
Abbildung 3-8: Typische Frequenzabhängigkeit der S -Parameter einer CPW.	30
Abbildung 3-9: Querschnitt einer CPS mit elektrischen und magnetischen Feldlinien.	31
Abbildung 3-10: Querschnitt einer CPS mit elektrischen und magnetischen Feldlinien (a) Gleichtaktmode (even-mode), (b) Gegentaktmode (odd-mode).	32
Abbildung 3-11: S -Parameter als Funktion der Frequenz f für die CPS.	33
Abbildung 3-12: Ein Übergang von Koplanarleitung (CPW) auf Mikrostreifenleitung (MS) mit zugehörigem Ersatzschaltbild.	34
Abbildung 3-13: Draufsicht und Querschnitt des entworfenen und gemessenen Übergangs in back-to-back Anordnung.	35
Abbildung 3-14: S -Parameter als Funktion der Frequenz f für einen Übergang von CPW-auf-MS.	36
Abbildung 3-15: Eine koaxialkabelgespeiste Dipolantenne mit ihrem Ersatzschaltbild.	37
Abbildung 3-16: $\lambda/4$ -Koaxialkabel-Balun (a) und Dabrecht-Koplanarbalun (b).	38
Abbildung 3-17: Koplanarbalun mit $\lambda/4$ -Schlitz (a) und Koplanarbalun mit $\lambda/4$ -Radialschlitz (b).	39
Abbildung 3-18: Draufsicht und Querschnitt des Radialstichleitungsbaluns.	39
Abbildung 3-19: Draufsicht und Querschnitt des verwendeten Radialstichleitungsbaluns in back-to-back Anordnung.	40
Abbildung 3-20: Simulierte und gemessene S -Parameter des Baluns.	41
Abbildung 4-1: Kugelkoordinatensystem für die Antenne.	43
Abbildung 4-2: Ladungsverteilung und Stromdichte auf der Patchantenne.	46

Abbildung 4-3: Die Feldverteilung in den strahlenden und nicht strahlenden Öffnungsflächen einer Patchantenne für den TM_{100} -Mode.	46
Abbildung 4-4: Ersatzschaltbild: ohne Strahlungskopplung (a) und mit Strahlungskopplung (b).	48
Abbildung 4-5: Richtcharakteristik für jede Öffnungsfläche der Patchantenne und insgesamt.	51
Abbildung 4-6: Zirkularpolarisierte Rechteckpatchantennen mit einem Speisepunkt für (b, c, f), und mit zwei Speisepunkten für (a, d, e). Bei (a, b, c) erfolgt die Speisung mit Koaxialkabel. Bei (d, e, f) wird die Antenne mit Mikrostreifenleitung gespeist.	53
Abbildung 4-7: Eine mit Koaxialkabel gespeiste Rechteckpatchantenne und ihr Ersatzschaltbild.	56
Abbildung 4-8: Eine mit Mikrostreifenleitung gespeiste Rechteckpatchantenne und ihr Ersatzschaltbild.	56
Abbildung 4-9: Elektromagnetisch gekoppelte Rechteckpatchantenne mit ihrem Ersatzschaltbild.	57
Abbildung 4-10: Aperturgekoppelte Rechteckpatchantenne mit ihrem Ersatzschaltbild.	57
Abbildung 4-11: Unsymmetrisch gespeiste Einzelpatchantenne (U-EA) mit einem Übergang von CPW-auf-MS.	63
Abbildung 4-12: Simulierter Reflexionsfaktor S_{11} als Funktion der Frequenz f für die Antenne U-EA.	64
Abbildung 4-13: Simulierter Gewinn der Antenne U-EA in polarer Darstellung (links), Gesamtansicht der Antennenstruktur (rechts).	65
Abbildung 4-14: Schnitte durch die simulierte Richtcharakteristik des Gewinns für die Antenne U-EA.	65
Abbildung 4-15: Stromverteilung auf der Antenne U-EA.	66
Abbildung 4-16: Differentiell gespeiste Einzelpatchantenne (D-EA) durch Verbindung der speisenden MS mit den strahlenden Öffnungsflächen.	67
Abbildung 4-17: Differentiell gespeiste Einzelpatchantenne (D-EA) mit vergrabenen Speiseleitungen.	67
Abbildung 4-18: Differentielle elektromagnetisch gekoppelte Patchantenne.	68
Abbildung 4-19: Differentiell gespeiste Einzelpatchantenne (D-EA) mit Ersatzschaltbild.	69
Abbildung 4-20: Differentiell gespeiste Einzelpatchantenne (D-EA) mit Balun.	70
Abbildung 4-21: Simulierter Reflexionsfaktor S_{11} der Antenne D-EA.	71

Abbildung 4-22: Simulierter Gewinn der Antenne D-EA in polarer Darstellung (links), Gesamtdarstellung der Antennenstruktur (rechts).	71
Abbildung 4-23: Schnitte durch die simulierte Richtcharakteristik des Gewinns für die Antenne U-EA.	71
Abbildung 4-24: Stromverteilung auf der Antenne D-EA.	72
Abbildung 4-25: Unsymmetrisch gespeiste Patchantennengruppe (U-AG1) mit einem Übergang von CPW-auf-MS.	76
Abbildung 4-26: Simulierter Reflexionsfaktor S_{11} der Antenne U-AG1.	77
Abbildung 4-27: Simulierter Gewinn der Antenne U-AG1 in polarer Darstellung (links), Gesamtdarstellung der Antennenstruktur (rechts).	77
Abbildung 4-28: Schnitte durch die simulierte charakteristische Richtcharakteristik des Gewinns für die Antenne U-AG1.	78
Abbildung 4-29: Stromverteilung auf der Antenne U-AG1.	78
Abbildung 4-30: Unsymmetrisch gespeiste Patchantennengruppe (U-AG2) mit Übergang von CPW-auf-MS.	80
Abbildung 4-31: Simulierter Reflexionsfaktor S_{11} der Antenne U-AG2.	81
Abbildung 4-32: Simulierter Gewinn der Antenne U-AG2 in polarer Darstellung (links), Gesamtdarstellung der Antennenstruktur (rechts).	81
Abbildung 4-33: Schnitte durch die simulierte Richtcharakteristik des Gewinns für die Antenne U-AG2.	82
Abbildung 4-34: Stromverteilung auf der Antenne U-AG2.	82
Abbildung 4-35: Unsymmetrisch gespeiste Patchantennengruppe (U-AG3) mit einem Übergang von CPW-auf-MS.	84
Abbildung 4-36: Simulierter Reflexionsfaktor S_{11} der Antenne U-AG3.	85
Abbildung 4-37: Simulierter Gewinn der Antenne U-AG3 in polarer Darstellung (links), Gesamtdarstellung der Antennenstruktur (rechts).	85
Abbildung 4-38: Schnitte durch die simulierte Richtcharakteristik des Gewinns für die Antenne U-AG3.	85
Abbildung 4-39: Stromverteilung auf der Antenne U-AG3.	86
Abbildung 4-40: Die Antenne D-AG1 mit einem Balun und den speisenden Mikrostreifenleitungen.	88
Abbildung 4-41: Simulierter Reflexionsfaktor S_{11} der Antenne D-AG1.	88
Abbildung 4-42: Simulierter Gewinn der Antenne D-AG1 in polarer Darstellung (links), Gesamtdarstellung der Antennenstruktur (rechts).	89

Abbildung 4-43: Schnitte durch die simulierte Richtcharakteristik des Gewinns für die Antenne D-AG1.	89
Abbildung 4-44: Die Stromverteilung auf der Antenne D-AG1.	90
Abbildung 4-45: Differentiell gespeiste Patchantennengruppe D-AG2 mit einem Balun.	91
Abbildung 4-46: Simulierter Reflexionsfaktor S_{11} der Antenne D-AG2 nach Abbildung 4-45.	92
Abbildung 4-47: Simulierter Gewinn der Antenne D-AG2 in polarer Darstellung (links), Gesamtdarstellung der Antennenstruktur (rechts).	93
Abbildung 4-48: Schnitte durch die simulierte Richtcharakteristik des Gewinns für die Antenne D-AG2.	93
Abbildung 4-49: Die Stromverteilung auf der Patchantennengruppe D-AG2.	93
Abbildung 5-1: Das Messsystem.	94
Abbildung 5-2: Antasten einer Antennenstruktur samt speisender Koplanarleitung mit der Messspitze.	96
Abbildung 5-3: Wellengröße einer <i>TEM</i> -Leitung.	96
Abbildung 5-4: Simulierter und gemessener Reflexionsfaktor S_{11} als Funktion der Frequenz f für die Antenne U-EA (links) und Darstellung der Gesamtstruktur (rechts).	98
Abbildung 5-5: Gesamtsicht (rechts), simulierter und gemessener Reflexionsfaktor S_{11} als Funktion der Frequenz f für die Antenne D-EA (links).	99
Abbildung 5-6: Gesamtsicht (rechts), simulierter und gemessener Reflexionsfaktor S_{11} als Funktion der Frequenz f für die Antenne U-AG1 (links).	100
Abbildung 5-7: Gesamtsicht (rechts) und simulierter und gemessener Reflexionsfaktor S_{11} als Funktion der Frequenz f für die Antenne U-AG2 (links).	100
Abbildung 5-8: Gesamtsicht (rechts), simulierter und gemessener Reflexionsfaktor S_{11} als Funktion der Frequenz f für die Antenne D-AG1 (links).	101
Abbildung 5-9: Gesamtsicht (rechts), simulierter und gemessener Reflexionsfaktor S_{11} als Funktion der Frequenz f für die Antenne D-AG2 (links).	102
Abbildung 5-10: Gesamtsicht (rechts) und der nachsimulierte und gemessene Reflexionsfaktor S_{11} als Funktion der Frequenz f für die Antenne U-EA (links).	103
Abbildung 5-11: Gesamtsicht (rechts), nachsimulierter und gemessener Reflexionsfaktor S_{11} als Funktion der Frequenz f für die Antenne D-EA (links).	104
Abbildung 5-12: Gesamtsicht (rechts) und der nachsimulierte und gemessene Reflexionsfaktor S_{11} als Funktion der Frequenz f für die Antenne U-AG1 (links).	105

Abbildung 5-13: Gesamtsicht (rechts), nachsimulierter und gemessener Reflexionsfaktor S_{11} als Funktion der Frequenz f für die Antenne U-AG2 (links).	107
Abbildung 5-14: Gesamtsicht (rechts), nachsimulierter und gemessener Reflexionsfaktor S_{11} als Funktion der Frequenz f für die Antenne D-AG1 (links)	108
Abbildung 5-15: Gesamtsicht (rechts), nachsimulierter und gemessener Reflexionsfaktor S_{11} als Funktion der Frequenz f für die Antenne D-AG2 (links).	109
Abbildung 5-16: Gesamtsicht (rechts), nachsimulierter Gewinn G als Funktion der Frequenz f für die Antenne U-EA	111
Abbildung 5-17: Gesamtsicht (rechts), nachsimulierte und gemessene S -Parameter als Funktion der Frequenz f für die Antenne U-EA (links).	115
Abbildung 5-18: Gesamtsicht (rechts), nachsimulierte und gemessene S -Parameter als Funktion der Frequenz f für die Antenne D-EA (links)	115
Abbildung 5-19: Gesamtsicht (rechts), nachsimulierte und gemessene S -Parameter als Funktion der Frequenz f für die Antenne U-AG1 (links).	116
Abbildung 5-20: Gesamtsicht (rechts), nachsimulierte und gemessene S -Parameter als Funktion der Frequenz f für die Antenne U-AG2 (links).	116
Abbildung 5-21: Nachsimulierte und gemessene S -Parameter als Funktion der Frequenz f für die Antenne D-AG1	117
Abbildung 5-22: Gesamtsicht (rechts), nachsimulierte und gemessene S -Parameter als Funktion der Frequenz f für die Antenne D-AG2 (links).	117
Abbildung 5-23: Gesamtansicht (rechts) und gemessener realisierter Gewinn (links) für die Antenne U-AG3 (polare Darstellung, Messung ohne zusätzliches Absorbermaterial).	121
Abbildung 5-24: Gemessene Richtcharakteristik des Gewinns für die Antenne U-AG3 nach Abbildung 4-35 ohne Absorber.	121
Abbildung 5-25: Gesamtansicht (rechts) und gemessener realisierter Gewinn (links) für die Antenne U-AG3 nach Abbildung 4-35 mit zusätzlichem Absorber (Polardarstellung).	122
Abbildung 5-26: Gemessene Richtcharakteristik des Gewinns für die Antenne U-AG3 nach Abbildung 4-35 mit Absorber.	122
Abbildung 7-1: Unsymmetrisch gespeiste lineare Antennengruppe AG1 mit einem Übergang von CPW-auf-MS.	127
Abbildung 7-2: Simulierte und gemessene S -Parameter als Funktion der Frequenz für die Antennengruppe AG1.	128
Abbildung 7-3: Simulierter Gewinn der Antennengruppe AG1 (Polare Darstellung).	128

Abbildung 7-4: Schnitte durch die simulierte Richtcharakteristik des Gewinns für die Antennengruppe AG1.	129
Abbildung 7-5: Simulierter Gewinn als Funktion der Frequenz für die Antennengruppe AG1.	129
Abbildung 7-6: Unsymmetrisch gespeiste planare Antennengruppe AG2 mit einem Übergang von CPW-auf-MS.	130
Abbildung 7-7: Simulierte und gemessene <i>S</i> -Parameter als Funktion der Frequenz für die Antennengruppe AG2.	131
Abbildung 7-8: Simulierter Gewinn der Antennengruppe AG2 (Polare Darstellung).	131
Abbildung 7-9: Schnitte durch die simulierte Richtcharakteristik des Gewinns für die Antennengruppe AG2.	132
Abbildung 7-10: Simulierter Gewinn als Funktion der Frequenz für die Antennengruppe AG2.	132
Abbildung 7-11: Differential gespeiste planare Antennengruppe AG3 mit einem Balun.	133
Abbildung 7-12: Simulierte und gemessene <i>S</i> -Parameter als Funktion der Frequenz für die Antennengruppe AG3.	134
Abbildung 7-13: Simulierter Gewinn der Antennengruppe AG3 (Polare Darstellung).	134
Abbildung 7-14: Schnitte durch die simulierte Richtcharakteristik des Gewinns für die Antennengruppe AG3.	135
Abbildung 7-15: Simulierter Gewinn als Funktion der Frequenz für die Antennengruppe AG3.	135

Tabellenverzeichnis

Tabelle 2-1: Das verfügbare Spektrum um 60 GHz ([39], [43]).	10
Tabelle 2-2: OSI Referenzmodell.	11
Tabelle 2-3: Eigenschaften von LTCC-943.	16
Tabelle 4-1: Wichtigste Vor- und Nachteile der Patchantenne.	44
Tabelle 4-2: Die Hauptvorteile und die wichtigsten Nachteile der betrachteten Speisetechniken.	58
Tabelle 4-3: Geometrie der simulierten Antenne U-EA.	64
Tabelle 4-4: Geometrie der simulierten Antenne D-EA.	70
Tabelle 4-5: Geometrie der simulierten Antenne U-AG1.	76
Tabelle 4-6: Geometrie der simulierten Antenne U-AG2.	79
Tabelle 4-7: Geometrie der simulierten Antenne U-AG3.	83
Tabelle 4-8: Geometrie der simulierten Antenne D-AG1.	87
Tabelle 4-9: Geometrie der simulierten Antenne D-AG2.	92
Tabelle 5-1: Kenngrößenvergleich zwischen Simulation und Messung für alle Antennen.	98
Tabelle 5-2: Entworfenen und gemessene Abmessungen der Antenne U-EA.	103
Tabelle 5-3: Entworfenen und gemessene Abmessungen der Antenne D-EA.	104
Tabelle 5-4: Entworfenen und gemessene Abmessungen der Antenne U-AG1.	105
Tabelle 5-5: Entworfenen und gemessene Abmessungen der Antenne U-AG2.	106
Tabelle 5-6: Entworfenen und gemessene Abmessungen der Antenne D-AG1.	108
Tabelle 5-7: Entworfenen und gemessene Abmessungen der Antenne D-AG2.	109
Tabelle 5-8: Kenngrößenvergleich zwischen Simulation und Messung für alle Antennen.	110
Tabelle 5-9: Übersicht der Antennen-Kenngrößen.	114
Tabelle 5-10: Kenngrößen der Antennengruppe U-AG3.	121
Tabelle 7-1: Kenngrößen der Antennengruppe AG1.	127
Tabelle 7-2: Kenngrößen der Antennengruppe AG2.	130
Tabelle 7-3: Kenngrößen der Antennengruppe AG3.	133

Quellenverzeichnis

- [01] P. Schmidli: Das Zeitalter der Kommunikation. Peter Lang AG, Europäischer Verlag der Wissenschaften, Bern, 1997.
- [02] W. L. Stutzman and G. A. Thiele: Antenna Theory and Design. John Wiley & Sons, New Yourk, 1981.
- [03] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl and A. Ittipiboon: Microstrip Antenna design Handbook. Artech House. Boston London, 2001.
- [04] Y. Sun, J. Borngräber, F. Herzel, W. Winkler: A fully Integrated 60 GHz LNA in SiGe:C BiCMOS Technology. Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting, 2005. Page(s): 14-17, 9-11 Oct. 2005.
- [05] P. Russer: Elektromagnetics, Microwave Circuit and Antenna Design for Communications Engineering: ARTECH HOUSE, INC., Norwood, 2003.
- [06] K. Krak: Antennen und Strahlungsfelder. Friedr. Vieweg & Sohn Verlag, Wiesbaden, 2004.
- [07] C. A. Balanis: ANTENNA THEORY. John Wiley & Sons, Inc. New York, 1982.
- [08] T. A. Milligan: Modern Antenna Design. John Wiley & Sons, Inc.. Hoboken, 2005.
- [09] G. Lehner: Elektromagnetische Feldtheorie. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 1994.
- [10] A. Kruschke: Rothammels Antennenbuch, DARC Verlag, Baunatal, 2002.
- [11] L. Alhourri, R. Stephan, M. Hein, S. Rentsch und J. Müller: Unsymmetrisch und symmetrisch gespeiste 45 GHz Patch-Antennen in LTCC-Technologie. 51. Internationales Wissenschaftliches Kolloquium, TU Ilmenau, 11.-15. September 2006.
- [12] L. Alhourri, S. Rentsch, R. Stephan, J.F. Trabert, J. Müller and M.A. Hein: 60 GHz patch antennas in LTCC technology for high data-rate communication systems. Antennas, 2007. INICA '07. 2nd International ITG Conference on 28-30 March 2007, Page(s): 186-189, 2007.
- [13] D. M. Pozar and D. H. Schaubert: Microstrip Antennas. Institute of Electrical and Electronic Engineers, Inc. New York, 1995.
- [14] W. R. Eisenstadt, B. Stengel and B. M. Thompson: Microwave differential circuit design using mixed-mode S-parameters. Boston, Artech house, 2006.
- [15] R. van Nee, G. Awater, M. Morikura, H. Takanashi, M. Webster and K.W. Halford: New high-rate wireless LAN standards. Communications Magazine, IEEE Volume 37, Issue 12, Page(s): 82–88, Dec. 1999.
- [16] R. B. Waterhouse: Microstrip Patch Antennas: A Designer's Guid. Kluwer Academic Publishers. 2003.

- [17] R. E. Munson: Conformal Microstrip patch antenna and microstrip phased arrays. Antennas and Propagation, IEEE Transactions on [legacy, pre - 1988], Volume 22, Issue 1, Page(s): 74-78, Jan 1974.
- [18] F. Gardiol: Microstrip Circuits. John Wiley & Sons, Inc. New York. 1994.
- [19] I. J Bahl and P. Bhartia: Microstrip Antennas. ARTECH HOUSE, INC. Washington. 1982.
- [20] K. Carver and J. Mink: Microstrip antenna technology. Antennas and Propagation, IEEE Transactions on [legacy, pre - 1988], Volume 29, Issue 1, Page: 2-24, Jan. 1981.
- [21] G. Kumar, K. P. Ray: Broadband Microstrip Antennas, ART HOUSE, INC., Norwood USA, 2003.
- [22] S. Rentsch, R. Stephan, J. Müller, L. Alhourri, M. Hein: Characterization of Parameters for Baluns at 60 GHz and Aspects of their Technological Implementation. 51. Internationales Wissenschaftliches Kolloquium, TU Ilmenau, 11.-15. September 2006.
- [23] R. N. Simons: Coplanar Waveguide Circuits, Components, And Systems. John Wiley & Sons, New York, 2001.
- [24] H. R. Anderson: Fixed Broadband Wireless System Design. John Wiley & Sons Ltd, West Sussex, 2003.
- [25] A. Stephan, E. Gueguen, M. Crussiere, J.-Y. Baudais, and J.-F. Helard: Optimization of Linear Precoded OFDM for High-Data-Rate UWB Systems. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking Volume 2008, Article ID 317257, 11 pages, doi:10.1155/2008/317257, 2008.
- [26] T. Weiß: OFDM-basiertes Spectrum Pooling, Dissertation, Uni. Fridericiana Karlsruhe, 2004.
- [27] A. D. S. Jayalath and C. Tellambura: SLM and PTS peak-power reduction of OFDM signals without side information; Wireless Communications, IEEE Transactions on Volume 4, Issue 5, Page(s): 2006-2013, Sept. 2005.
- [28] I. Poole: What exactly is ... OFDM?. Communications Engineer Volume 4, Issue 3, Page(s): 44-45, June-July 2006.
- [29] M. D'Souza and A. Postula: Novel ultra-wideband pulse spectrum modulation scheme. Ultra Wideband Systems and Technologies, 2003 IEEE, Page(s): 240-244, Nov. 2003.
- [30] T. Oka, Y. Sakaguchi, Y. Nagao, M. Kurosaki and H. Ochi: Preamble Generation using Genetic Algorithm for MIMO Wireless LAN System. Advanced Communication Technology, the 9th International Conference on Volume 3, Page(s): 1737-1742, 12-14 Feb. 2007.

- [31] LAN/MAN Standards Committee of the IEEE Computer Society. Approved 16 September 1999, IEEE-SA Standards Board. IEEE Std 802.11a-1999. The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. New York, 1999.
- [32] A. Hirata, T. Kosugi, H. Takahashi, R. Yamaguchi, F. Nakajima, T. Furuta, H. Ito, H. Sugahara, Y. Sato und T. Nagatsuma: 120-GHz-band millimeter-wave photonic wireless link for 10-Gb/s data transmission. Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on Volume 54, Issue 5, Page(s): 1937-1944, May 2006.
- [33] Y. Palaskas, A. Ravi, S. Pellerano, B. R. Carlton, M. A. Elmala, R. Bishop, G. Banerjee, R. B. Nicholls, S. K. Ling, N. Dinur, S. S. Taylor, and K. Soumyanath: A 5-GHz 108-Mb/s 2X2 MIMO Transceiver RFIC With Fully Integrated 20.5-dBm P_{1dB} Power Amplifiers in 90-nm CMOS. Solid-State Circuits, IEEE Journal of Volume 41, Issue 12, Page(s): 2746-2756, Dec. 2006.
- [34] F. Peng, J. Zhang: On Residual Carrier Frequency Offset Mitigation For 802.11n. Acoustics, Speech and Signal Processing, 2007. ICASSP 2007. IEEE International Conference on Volume 3, Page(s): III-257-III-260, 15-20 April 2007.
- [35] S. Haykin and M. Moher: Modern wireless Communication. Pearson Education, Inc., Upper Saddle River, 2005.
- [36] D. Tse, P. Viswanath: Fundamentals of Wireless Communication. Cambridge University Press, Cambridge, 2005.
- [37] S. Yoshizawa and Y. Miyanaga: VLSI Implementation of a 600-Mbps MIMO-OFDM Wireless Communication System. Proc. of the Circuits and Systems, 2006. APCCAS 2006. IEEE Asia Pacific Conference on, Publication, Page(s): 93-96, 4-7 Dec. 2006.
- [38] Y. -W. Lin and C. -Y. Lee: Design of an FFT/IFFT Processor for MIMO OFDM Systems. Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on [Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, IEEE Transactions on] Volume 54, Issue 4, Page(s): 807-815, April 2007.
- [39] B. Bosco, S. Franson, R. Emrick, S. Rockwell and J. Holmes: A 60 GHz transceiver with multi-gigabit data rate capability. Radio and Wireless Conference, 2004 IEEE, Page(s): 135-138, 19-22 Sept. 2004.
- [40] P. Smulders: Exploiting the 60 GHz band for local wireless multimedia access: prospects and future directions. Communications Magazine, IEEE Volume 40, Issue 1, Page(s): 140-147, Jan. 2002.

- [41] H. Xu, V. Kukshya, T.S.Rappaport: Spatial and temporal characteristics of 60-GHz indoor channels. Selected Areas in Communications, IEEE Journal on Volume 20, Issue 3, Page(s): 620-630, April 2002.
- [42] D.Y. Jung, W.I. Chang, C.S.Park: A system-on-package integration of 60 GHz ASK transmitter. Radio and Wireless Symposium, 2006 IEEE, Page(s): 151-154, 17-19 Jan. 2006.
- [43] R. Emrick, S. Franson, J. Holmes, B. Bosco, S. Rockwell: Technology for emerging commercial applications at millimeter-wave frequencies. Wireless Communications and Applied Computational Electromagnetics, 2005. IEEE/ACES International Conference Page(s): 425-429, 3-7 April 2005.
- [44] M. Weber: Verteilte Systeme. Spektrum Akademischer Verlag GmbH, Berlin, 1998.
- [45] V. A. Dubendorf: Wireless Data Technologies. John Wiley & Sons Ltd, West Sussex, 2003.
- [46] G. Gronau: Höchsthfrequenztechnik. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 2001.
- [47] J. F. Trabert: Kompakte 4x4 Schaltmatrix für das Ka-Band - Hybridintegration von Mikrowellenschaltungen in Mehrlagenkeramik- Module für breitbandige Satellitenapplikationen. Dissertation, Technische Universität Ilmenau, (in Vorbereitung).
- [48] R. Bernzen: Das Telephon von Philipp Reis/Eine Apparategeschichte. Copyright by Dr. Rolf Bernzen, Marburg, 1999.
- [49] H. Frey: Das größte Telefon-Werkbuch. Franzis`Verlag GmbH, Poing, 1998.
- [50] R. Kröger, R. Unbehauen: Elektrodynamik/Einführung für Physiker und Ingenieur. B. G. Teubner, Stuttgart, 1993.
- [51] G. Zimmer: Hochfrequenztechnik/Lineare Modelle. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 2000.
- [52] P. Leuchtman: Einführung in die elektromagnetische Feldtheorie. Pearson Studium, München, 2005.
- [53] D. K. Cheng: Field and Wave Electromagnetics. Addison -Wesley Publishing Company, Inc., USA, 1992.
- [54] R.A. Sainati: CAD of Microstrip Antennas for Wireless Applications. ARTECH HAUSE, INC., Norwood, 1996.
- [55] Q. Xue, X.Y. Zhang, C.-H.K. Chin: A Novel Differential-Fed Patch Antenna. Proc. of the Antennas and Wireless Propagation Letters, Page(s): 471-474, Dec. 2006.

- [56] T. Brauner, R. Vogt, W. Bachtold: A differential active patch antenna element for array applications. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, Volume 13, Issue 4, Page(s): 161-163, April 2003.
- [57] W. Winkler, J. borngräber, H. Gustat, F. Korndörfer: 60 GHz Transciever Circuits in SiGe:C BiCMOS Technology. *Proc. of the IEEE/Solid-State Circuits Conference Proceeding of the 30th Europea, Meeting (ESSCIRC 2004)*, pp. 83-86, Germany, Sept. 2004.
- [58] E. ÖJEFORS: *Integrated Antennas/Monolithic and Hybrid Approaches*. Dissertation, Universität Uppsala, 2006.
- [59] K. M. Chan, E. Lee, P. Gardner and P. S. Hall: A Differentially Fed Electrically Small Antenna. *Antennas and Propagation International Symposium, 2007 IEEE*, Page(s): 2447-2450, Honolulu, 9-15 June 2007.
- [60] <http://www.wigwam-project.de/>.
- [61] E. Grass, F. Herzel, M. Piz, K. Schmalz, Y. Sun, S. Glisic, M. Krstic, K. Tittelbach, M. Ehrig, W. Winkler, C. Scheytt, R. Kraemer: 60 GHz SiGe-BiCMOS Radio for OFDM Transmission. *Circuits and Systems 2007, ISCAS 2007, IEEE International Symposium*, Page(s): 1979-1982, New Orleans, 2007.
- [62] Y. Sun, F. Herzel, L. Wang, J. Borngraber, W. Winkler, R. Kraemer: An integrated 60 GHz receiver front-end in SiGe:C BiCMOS. *Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems*, Page(s): 4 pp., San Diego, 18-20 Jan. 2006.
- [63] J. Müller: *Entwurf, Herstellung und HF-Charakterisierung gedruckter passiver Bauelemente und Strukturen in LTCC*, Dissertation TU Ilmenau, 1996.
- [64] M. Massiot: *Evolution of LTCC technology for industrial applications*. *European Microwave Conference, 2002*. Page(s): 1-2, Oct. 2002.
- [65] B. Hunt, and L. Devlin: *LTCC for RF modules. Packaging and Interconnects at Microwave and mm-Wave Frequencies*, IEE Seminar, Page(s): 5/1-5/5, 26 June 2000.
- [66] DuPont, microcircuit Materials. 943 Low Loss Green Tape™. E.I. du Pont de Nemours and Company, Datasheet, USA, 2003.
- [67] DuPont, microcircuit Materials. DuPont™ 943 Low Loss Green Tape™ Material System. E.I. du Pont de Nemours and Company, Datasheet, USA, 2003.
- [68] H. Jantunen: *A Novel Low Temperature Co-firing Ceramic (LTCC) Material for Telecommunication devices*. Dissertation, University of Oulu, Oulu, 2001.
- [69] J. L. Volakis, A. Chatterjee and L. C. Kempel: *Finite Element Method for Electromagnetics*. Institute of Electrical and Electronics Engineering, New York, 1998.

- [70] J.-F. Lee ,D.-K. Sun and Z.J. Cendes: Full-wave analysis of dielectric waveguides using tangential vector finite elements. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* Volume 39, Issue 8, Page(s): 1262-1271, Aug. 1991.
- [71] H. Heuermann: *Hochfrequenztechnik*. Herausgegeben von O. Mildenerger, Friedr. Vieweg & Sohn Verlag/GWV Fachverlag GmbH, Wiesbaden, 2005.
- [72] W. Janssen: *Hohlleiter und Streifenleiter*. Dr. Alfred Hüthig Verlag GmbH, Heidelberg, 1977.
- [73] G. Kompa: *Practical Microstrip, Design and Application*. ARTECH HOUSE, INC, Norwood, 2005.
- [74] G. Ghione and C.U. naldi: Coplanar Waveguides for MMIC Applications: Effect of Upper Shielding, Conductor Backing, Finite-Extent Ground Planes, and Line-to-Line Coupling. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, Volume 35, Issue 3, Page(s): 260-267, Mar. 1987.
- [75] S. Gevorgian, H. Berg: Line Capacitance and Impedance of Coplanar-strip Waveguides on Substrates with Multiple Dielectric Layers. *European Microwave Conference*, Page(s): 1-4, Oct. 2001.
- [76] J.S. McLean and T. Itoh: Analysis of a new configuration of coplanar stripline. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* Volume 40, Issue 4, Page(s): 772-774, April 1992.
- [77] G. Megla: *Dezimeterwellentechnik*. VEB Verlag Technik Berlin, Berlin, 1961.
- [78] D. M. Pozar. *Microwave Engineering*. Addison-Wesley Publication Company Inc., USA, 1993.
- [79] J.B. Venkatesan and R. W. Scott Jr.: Investigation of the Double-Y Balun for Feeding Pulsed Antennas. *Proceedings of the SPIE*, Vol. 5089, April 2003.
- [80] R. E. Dabrecht: Coplanar Balun Circuits for GaAs FET High-Power Push-Pull Amplifiers. *Microwave Symposium Digest, G-MTT International* Volume 73, Issue 1, Page(s): 309-312, Jun. 1973.
- [81] C. H. Ho, L. Fan, K. Chang: Broad-band uniplanar hybrid-ring and branch-line couplers. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* Volume 41, Issue 12, Page(s): 2116-2125, Dec. 1993.
- [82] J. Thaysen, K. B. Jakobsen and J. Appel-Hansen: Ultra wideband coplanar waveguide fed spiral antenna for humanitarian demining *European Microwave Conference*, Page(s): 1-4, 30 Oct. 2000.

- [83] K.II Kwon, S. Pinel, J. Papapolymerou, M.M. Tentzeris, J. Laskar and Y. Jong-Gwan: Linear tapered slot antennas on LTCC substrate for millimeter-wave applications. Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE, Volume 2A, Page(s): 483-486, 3-8 July 2005.
- [84] C. Y. Lee, Y. Liu and T. Itoh: The effects of the coupled slotline mode and air-bridges on CPW and NLC waveguide discontinuities. Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on Volume 43, Issue 12, Part 2, Page(s): 2759-2765, Dec. 1995.
- [85] Fei- F.-R. Yang, K.-P. Ma, Y. Qian, and T. Itoh: A uniplanar compact photonic-bandgap (UC-PBG) structure and its applications for microwave circuits. Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on Volume 47, Issue 8, Page(s): 1509-1514, Aug. 1999.
- [86] Y. Liu, K. Cha, and T. Itoh: Nonleaky coplanar (NLC) waveguides with conductor backing. Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on Volume 43, Issue 5, Page(s): 1067-1072, May 1995.
- [87] D. Pozar: Considerations for Millimeter Wave Printed Antennas. Antennas and Propagation, IEEE Transactions on [legacy, pre - 1988] Volume 31, Issue 5, Page(s): 740-747, Sep. 1983.
- [88] T.J. Ellis, G.M. Rebeiz: MM-wave tapered slot antennas on micromachined photonic bandgap dielectrics. Microwave Symposium Digest, 1996., IEEE MTT-S International Volume 2, Page(s): 1157-1160, 17-21 June 1996.
- [89] L. Zhao ,C.-L. Ruan and S.-W. Qu: A novel broad-band slot antenna fed by CPW Antennas and Propagation Society International Symposium 2006, Page(s): 2583-2586, 9-14 July 2006.
- [90] L. Murphy and L. Williams: Strategies for effective use of EM simulation for SAR. Electromagnetic Compatibility, 2004. EMC 2004. 2004 International Symposium on Volume 3, Page(s): 868-87, 9-13 Aug. 2004.
- [91] R. Bromme and R.H. Jansen: Systematic investigation of coplanar waveguide MIC/MMIC structures using a unified strip/slot 3D electromagnetic simulator. Microwave Symposium Digest, 1991., IEEE MTT-S International, Page(s): 1081-1084, 10-14 June 1991.
- [92] R.N. Simons, G.E. Ponchak, K.S. Martzaklis, R.R Romanofsky: Channelized coplanar waveguide: discontinuities, junctions, and propagation characteristics. Microwave Symposium Digest, 1989, IEEE MTT-S International, Page(s): 915-918 vol.3, 13-15 June 1989.

- [93] A.A. Omar, Y.L. Chow, L. Roy and M.G. Stubbs: Effects of air-bridges and mitring on coplanar waveguide 90 degrees bends: theory and experiment. Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International, Page(s): 823-826 vol.2, 1993.
- [94] MA Wellesley: Exploring A Three-dimensional Universe. CST of America INC. Reprinted with permission of Microwave Journal, Horizon House Publications, Inc., August 2001.
- [95] V. Sharma und G.K. Gupta: Using Artificial Neural Network to Model Microstrip Inset Fed Rectangular Patch Antenna; Microwave and Millimeter Wave Technology, ICMMT '07. International, Page(s): 1-2, 18-21 April 2007.
- [96] Y.P. Zhang: Design and Experiment on Differentially-Driven Microstrip Antennas. Antennas and Propagation, IEEE Transactions on Volume 55, Issue, 10 Page(s): 2701-2708, Oct. 2007.
- [97] W.R. Deal, V. Radisic, Y. Qian, and T. Itoh: Novel push-pull integrated antenna transmitter front-end. Microwave and Guided Wave Letters, IEEE [see also IEEE Microwave and Wireless Components Letters], Volume 8, Issue 11, Page(s): 405-407, Nov. 1998.
- [98] E. Lee, K. M. Chan, P. Gardner and T.E. Dodgson: Active Integrated Antenna Design Using a Contact-Less, Proximity Coupled, Differentially Fed Technique. Antennas and Propagation, IEEE Transactions on Volume 55, Issue 2, Page(s): 267-276, Feb. 2007.
- [99] B. A. Floyd, S. K. Reynolds, U.R. Pfeiffer, T. Zwick, T. Beukema and B. Gaucher: SiGe Bipolar Transceiver Circuits Operating at 60 GHz. IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 40, Issue 1, Page(s): 156-167, Jan. 2005.
- [100] R.A. Sainati: CAD of Microstrip Antennas for Wireless Applications. Artech House, INC, Nordwood, 1996.
- [101] A. Kost: Numerische Methoden in der Berechnung elektromagnetischer Felder. Springer-Verlag, Berlin, 1994.
- [102] F. Wollenschläger, L. Alhourri, L. Xia, S. Rentsch, J. Müller, R. Stephan, and M.A. Hein: Measurement of a 60 GHz Antenna Array fed by a Planar Waveguide-to-Microstrip Transition Integrated in Low-Temperature Co-fired Ceramics. Conference on Antennas and Propagation (EuCAP) Berlin 23-27. März 2009, Manuskript zur Veröffentlichung eingereicht.

Abkürzungsverzeichnis

AG	Antennengruppe
BMBF	Bundesministerium für Bildung und Forschung
CBCPW	Conductor Backed Coplanar Waveguide
CPS	Coplanar Strip Line
CPW	Coplanar Waveguide
D-AG	Differentielle Antennengruppe
D-EA	Differentielle Einzelantenne
EA	Einzelantenne
EASY-A	Förderprojekt des BMBF “Enablers for Ambient Services & Systems”
EVM	Error Vector Magnitude
FCC	Federal Communications Commission
FEM	Finite-Elemente-Methode
FI	Finite-Integral-Methode
IHP GmbH	Innovations for High Performance Microelectronics
ISM	Industrial, Scientific, Medical (Frequenzband)
LTCC	Low Temperature Co-fired Ceramics
MIMO	Multiple Input/ Multiple Output
MISO	Multiple Input/Single Output
MMIC	Monolithic Microwave Integrated Circuit
MS	Microstrip
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplex
OSI	Open Systems Interconnection
PAPR	Peak to Average Power Ratio
PPL	Parallelplatten-Leitungsmode
SIMO	Single Input/Multiple Output
SNR	Signal to Noise Ratio
SOLT	Short Open Load Thru (Kalibrierung)
TEM	Transversal-Elektromagnetisch
TRL	Thru Reflect Line (Kalibrierung)
U-AG	Unsymmetrische Antennengruppe
U-EA	Unsymmetrische Einzelantenne
UWB	Ultra Wideband
WIGWAM	Förderprojekt des BMBF “Wireless Gigabit With Advanced Multimedia Support”