

Jonathan Mayer

Kapazitiv gekoppelte Streifenleitungsantennen für Millimeterwellenanwendungen



Scientific
Publishing

Jonathan Mayer

**Kapazitiv gekoppelte Streifenleitungsantennen
für Millimeterwellenanwendungen**

Karlsruher Forschungsberichte
aus dem Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik

Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick

Band 98

Eine Übersicht aller bisher in dieser Schriftenreihe erschienenen Bände
finden Sie am Ende des Buches.

Kapazitiv gekoppelte Streifenleitungsantennen für Millimeterwellenanwendungen

von
Jonathan Mayer

Karlsruher Institut für Technologie
Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik

Kapazitiv gekoppelte Streifenleitungsantennen
für Millimeterwellenanwendungen

Zur Erlangung des akademischen Grades eines Doktor-Ingenieurs
von der KIT-Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik des
Karlsruher Instituts für Technologie (KIT) genehmigte Dissertation

von Jonathan Mayer, M.Sc.

Tag der mündlichen Prüfung: 4. März 2021

Referent: Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick

Korreferent: Prof. Dr.-Ing. Ilona Rolfes

Impressum



Karlsruher Institut für Technologie (KIT)
KIT Scientific Publishing
Straße am Forum 2
D-76131 Karlsruhe

KIT Scientific Publishing is a registered trademark
of Karlsruhe Institute of Technology.

Reprint using the book cover is not allowed.

www.ksp.kit.edu



*This document – excluding the cover, pictures and graphs – is licensed
under a Creative Commons Attribution-Share Alike 4.0 International License
(CC BY-SA 4.0): <https://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0/deed.en>*



*The cover page is licensed under a Creative Commons
Attribution-No Derivatives 4.0 International License (CC BY-ND 4.0):
<https://creativecommons.org/licenses/by-nd/4.0/deed.en>*

Print on Demand 2021 – Gedruckt auf FSC-zertifiziertem Papier

ISSN 1868-4696

ISBN 978-3-7315-1111-3

DOI 10.5445/KSP/1000135013

Vorwort des Herausgebers

Radarsensoren sind in den letzten Jahren zu einer festen Größe im Automobilgeschäft geworden und werden erfreulicherweise zu einem sehr großen Teil in Deutschland entwickelt und gefertigt. Unterschiedliche Schätzungen rechnen für das Jahr 2030 mit einem weltweiten Anteil zwischen 30 % und 80 % an Fahrzeugen im Straßenverkehr mit mindestens einem Radar. Zwar sind die Radare im Kfz heute alle noch Teil reiner Fahrerassistenzsysteme (d. h. die Verantwortung liegt ausschließlich beim Fahrer), doch wird schon jetzt fieberhaft an zukünftigen Systemen für das autonome Fahren gearbeitet. Beim autonomen Fahren muss das System die Verantwortung für jegliche Fahrmanöver übernehmen, was eine große Herausforderung an die Zuverlässigkeit der Sensorik bedeutet. Aufgrund der extremen Komplexität der Kfz-Umgebung ist mehrfache Sensorredundanz unabdingbar. Alle Experten in der Industrie sind sich einig, dass mehrere Sensortechnologien (Radar, Kamera sowie Lidar und evtl. Ultraschall) gleichzeitig notwendig sind, aber auch die Sensoren einer Technologie selbst redundant den gleichen Umgebungsabschnitt beobachten müssen. Gleichzeitig wurde die Leistungsfähigkeit einzelner Radarsensoren insbesondere hinsichtlich lateraler Auflösung in den letzten Jahren enorm gesteigert. Die zunehmende Verbreitung von Kfz-Radarsensoren führt allerdings auch zu einem stark zunehmenden Kostendruck, wobei insbesondere beim HF-Frontend in den letzten Jahren enorme Verbesserungen erzielt wurden. Neue Technologien beim IC-Packaging und der Leiterplattenherstellung ermöglichen es, Kfz-Radare auf Leiterplatten mit einer HF-Substratlage, Standard-Patchantennen und SMD-gelöteten Radar-ICs zu realisieren. Ein begrenzender Faktor dieser kostengünstigen Aufbautechnik, die sich mittlerweile in fast allen kommerziellen Kfz-Radaren findet, ist die Bandbreite, die sich nur schwer auf die von neueren Systemen geforderten 4 GHz erweitern lässt. Genau an dieser Stelle setzt die Arbeit von Herrn Dr.-Ing. Jonathan Mayer an.

In der vorliegenden Arbeit wird eine neuartige Antennenstruktur mit kapazitiv gekoppelten Streifenleitungsantennen vorgeschlagen, die bei gleicher, einfa-

cher Aufbautechnik eine deutlich höhere Bandbreite gegenüber herkömmlichen Antennen bietet. Es wird eine Antenne mit 6 GHz Bandbreite um 80 GHz demonstriert, womit das Kfz-Radar-Frequenzband komfortabel abgedeckt werden kann. Neben einer effizienten Designmethodik werden insbesondere auch die Eigenschaften verfügbarer Substratmaterialien bei unterschiedlichen Umgebungsbedingungen intensiv betrachtet.

Ich bin mir sicher, dass das neue Antennenkonzept und die vielfältigen Erkenntnisse aus den Materialuntersuchungen weltweit viel Beachtung finden werden. Herr Mayer hat mit seiner Arbeit eine solide Grundlage für weitere Arbeiten gelegt. Ich wünsche ihm alles Gute für die Zukunft und hoffe, dass er seine exzellenten und vielseitigen Fähigkeiten auch weiterhin erfolgreich einsetzen kann.

Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick
– Institutsleiter –

Zusammenfassung

Es ist absehbar, dass autonomes Fahren ein wichtiger Teil des zukünftigen Verkehrsgeschehens sein wird. Dadurch soll der Fahrer entlastet werden oder ganz auf ihn verzichtet werden können. Für diesen Schritt ist eine sehr zuverlässige Sensorik mit hoher Performance notwendig, damit die Sicherheit gewährleistet und die Zahl der Unfälle reduziert werden kann. Einen Baustein dazu bilden Radarsysteme, die am Kraftfahrzeug verteilt sind und eine genaue Erkennung des Umfelds ermöglichen. Für möglichst große Flexibilität und eine gute Entfernungsauflösung sollte dabei der regulatorisch zulässige Frequenzbereich zwischen 76 GHz und 81 GHz unter allen auftretenden Umweltbedingungen abgedeckt werden können.

An dieser Stelle setzt die vorliegende Arbeit an, indem Antenne und Substrat ganzheitlich betrachtet werden und ein optimales Zusammenwirken ermöglicht wird. Aufseiten des Materials wurde eine Auswahl von 15 aktuellen Hochfrequenzsubstraten auf ihre Eignung hin untersucht. Bezüglich der Antenne wird eine neuartige Anordnung kapazitiv gekoppelter Mikrostreifenleitungsantennen eingeführt, mit der eine vergrößerte Bandbreite möglich wird.

Die Materialmessungen betrachten die relevanten Umweltbedingungen umfassend und erlauben so, die Auswirkungen auf die Antenne zu beurteilen und quantitativ abzuschätzen. Neben dem Initialzustand werden dazu erhöhte Temperatur (125 °C), Temperaturwechseltest und Lagerung bei 85 % relativer Luftfeuchte bzw. bei 150 °C betrachtet.

Die neuartige Anordnung kapazitiv gekoppelter Elemente ermöglicht bei den realisierten Prototypen mit einer einzelnen Hochfrequenzlage des Substrats eine Bandbreite von mehr als 6 GHz. Dazu werden jeweils zwei Resonatoren mit leicht unterschiedlichen Resonanzfrequenzen kombiniert und mehrere solcher Paare seriell entlang einer Mikrostreifenleitung angeordnet. Dabei kommt ein neu entwickeltes Entwurfsverfahren zum Einsatz, das auf der physikalischen Beschreibung eines Resonators beruht und erst im letzten Schritt Feldsimulationen

der ganzen Antenne benötigt. Dadurch wird ein schneller Entwurf möglich und die Eigenschaften der Antenne können gezielt beeinflusst werden. Die Nutzung einer halbadditiven Fertigungsmethode ermöglicht fein strukturierte Leiter und geringe Toleranzen. Dadurch konnte sowohl simulativ als auch messtechnisch nachgewiesen werden, dass die in dieser Arbeit entwickelte Methodik für den Entwurf von Antennen mit einer größeren Bandbreite geeignet ist.

Die gemeinsame Betrachtung von Substrat und Antenne erlaubt dabei eine Bewertung bezüglich der Auswirkungen verschiedener Betriebszustände, d. h. die Abdeckung aller möglichen Umweltbedingungen einschließlich Alterung. So können bereits bei der Auswahl des Substrats die Auswirkungen auf die Antenne miteinbezogen werden. Das ermöglicht ein optimales Zusammenspiel der Komponenten, sodass die wachsenden Anforderungen der Radarsensoren für das autonome Fahren zielgerichtet und mit angepasstem Aufwand erfüllt werden können.

Abstract

It is expected that autonomous driving will be an important part of future mobility. The driver can be either relieved or is even no longer necessary. Therefore, very reliable, high performance sensors are required for safety and a reduced number of accidents. An important part are radars mounted around the car to allow an appropriate environment recognition. For best flexibility and good lateral resolution, the whole permitted bandwidth of 5 GHz between 76 GHz and 81 GHz should be covered under all environmental conditions.

The contribution of this work is a holistic view on materials and the antenna what allows an optimized result. On the one hand, 15 microwave substrate materials were investigated. On the other hand, a new arrangement of capacitively coupled patches enabling an enlarged bandwidth generation is proposed.

The material measurements were done in the initial state as well as under high temperature (125 °C), after storage with humidity (85 % relative humidity and 85 °C), a temperature cycle test and storage with 150 °C. Thus, all environmental conditions are considered and their influence on the antenna can be evaluated.

The second part is the idea and realization of a new arrangement of capacitively coupled elements. Thus, a single substrate layer allows a bandwidth of 6 GHz due to the combination of two resonators with slightly different resonance frequencies. The introduced design procedure, based on a physical description of the resonators, gives the opportunity of a fast engineering since field simulations of the whole antenna are not necessary in an early stage. In addition, a semi-additive manufacturing process with small tolerances was used. The design method for antennas with enlarged bandwidth was proved with both simulations and measurements.

The combination of material measurements and capacitively coupled antennas allow an evaluation under all operating conditions as different environments and aging. Therefore, the material selection can be optimized and an ideal

combination of substrate and antenna can meet the increased requirements of future radar sensors for autonomous driving.

Vorwort

Die folgende Dissertation entstand während meiner Tätigkeit als Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik (IHE) des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT). Ich möchte mich dabei besonders bei Herrn Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick als Leiter des Instituts und Referent dieser Arbeit für seine Anregungen sowie die hervorragende Unterstützung bedanken. Außerdem danke ich Frau Prof. Dr.-Ing. Ilona Rolfes für die Übernahme des Korreferats.

Meine Zeit war – mit den üblichen Höhen und Tiefen – eine gute Zeit, woran die Arbeitskolleginnen und -kollegen einen wesentlichen Anteil hatten. Das trifft neben dem wissenschaftlichen Personal auch auf Verwaltung und Technik zu, wo ich eine große Unterstützung erfahren habe. Besonders zu erwähnen sind die langjährigen Zimmerkollegen Christian Bohn, Joachim Hebler und Jerzy Kowalewski, die mit vielen fachlichen und außerfachlichen Diskussionen die gemeinsame Zeit im Büro sehr bereichert haben. Letzterer hat bereits meine Masterarbeit betreut und von ihm habe ich viel über Antennen gelernt. Bei Fragen zu Radaren war Benjamin Nuß der Ansprechpartner der Wahl, wenn mir Algorithmen und Signalverarbeitung mal wieder zu hardwarefern waren. Lehrreich waren außerdem die Diskussionen mit Florian Boes, der einige Zeit vor mir seine Arbeit abgeschlossen hat.

Diese Arbeit war eingebettet in das Projekt KoRRund, in dessen Rahmen ich in die zugehörige AVT-Gruppe gekommen bin: Jue Chen von Schweizer Electronic AG und Manuel Martina haben für viele Platinen dieser Arbeit gesorgt. Andreas Kugler (Robert Bosch GmbH) sowie Thanh Duy Nguyen und Karl-Friedrich Becker (beide Fraunhofer IZM) haben mich geduldig in die verschiedenen AVT-Verfahren eingeführt. Daneben haben die Kollegen aus Ulm, Benedikt Meinecke und Claudia Vasanelli, sowie die weiteren Partner für ein sehr angenehmes und konstruktives Projektumfeld gesorgt.

Dankbar bin ich auch meiner Familie und den Menschen, mit denen ich den Glauben teilen und auch sonst viele schöne Stunden verbringen konnte.

Karlsruhe, im März 2021

Jonathan Mayer

Inhaltsverzeichnis

Zusammenfassung	iii
Abstract	v
Vorwort	vii
Abkürzungen und Symbole	xiii
1 Einleitung	1
1.1 Motivation und Umfeld der Arbeit	1
1.2 Lösungsansatz und Gliederung	5
2 Grundlagen	7
2.1 Antennen	7
2.1.1 Wichtige Größen	7
2.1.2 Mikrostreifenleitungen und Streifenleitungsantennen	10
2.1.3 Antennengruppen	13
2.2 Verwendete Messtechnik	15
3 Hochfrequenzsubstrate	19
3.1 Leiterplatten im Millimeterwellenbereich	20
3.1.1 Materialauswahl	20
3.1.2 Fertigungsverfahren	21
3.2 Verwendete Messverfahren	24
3.2.1 MTRL-Kalibration	25
3.2.2 Ringresonator	26
3.2.3 Verschiedene Umweltbedingungen	27
3.3 Messergebnisse der Materialuntersuchung	31

3.3.1	Detaillierte Auswertung am Beispiel Astra MT77	31
3.3.2	Wiederholbarkeit am Beispiel RO3003	33
3.3.3	Einfluss der Kupferrauigkeit am Beispiel RO3003	36
3.3.4	Messergebnisse für alle Materialien	38
3.4	Interpretation der Messergebnisse	38
3.4.1	Initialzustand	38
3.4.2	Einfluss der verschiedenen Umweltbedingungen	43
3.4.3	Fazit	46
3.5	Materialien für die weitere Arbeit	47
3.5.1	Auswahl von Materialien	47
3.5.2	Extraktion von Materialparametern	48
4	Kapazitiv gekoppelte Streifenleitungsantennen	53
4.1	Einzelelement	55
4.1.1	Patch als Resonator und abstrahlendes Element	55
4.1.2	Simulation und Parameterentnahme	58
4.1.3	Synthese der Arrayelemente	62
4.2	Antennengruppe	66
4.2.1	Kombination von zwei Elementen verschiedener Frequenzen	66
4.2.2	Entwurfsverfahren für die gesamte Antenne	73
4.3	Entwurf verschiedener Antennen	79
4.3.1	Antennengruppen mit Elementen einer Resonanzfrequenz	80
4.3.2	Antennengruppen mit zwei Resonanzfrequenzen	84
4.3.3	Antennengruppen mit abgeschlossener Leitung	91
4.3.4	Antennengruppen mit Elementen auf einer Seite	97
5	Evaluation der Antennen	101
5.1	Prototypen	101
5.2	Messergebnisse	103
5.2.1	Antenne G	103
5.2.2	Antenne H	107
5.3	Toleranzanalyse	110
5.4	Antennen unter verschiedenen Umweltbedingungen	113

5.4.1	Material Isola Astra MT77	114
5.4.2	Material PTFE2	118
5.4.3	Material PPE2	119
5.4.4	Material LCP	121
5.5	Bewertung und Fazit zu den Antennen	122
6	Schlussfolgerungen	125
A	Zusätzliche Ergebnisse der Materialuntersuchung	129
A.1	Zusätzliche Messergebnisse für die Materialien bei 99 GHz . .	129
B	Ergänzungen zu den entworfenen Antennen	131
B.1	Parameter und Abmessungen für Antennengruppen mit zwei Resonanzfrequenzen	131
	Literaturverzeichnis	133

Abkürzungen und Symbole

ACC	Adaptive Cruise Control
AEC	Automotive Electronics Council
Ag	Silber (chemisches Symbol)
AVT	Aufbau- und Verbindungstechnik
CST	Computer Simulation Technology (Unternehmen für elektromagnetische Simulationssoftware, heute Dassault Systemes Deutschland GmbH)
CTE	Coefficient of thermal expansion
Cu	Kupfer (chemisches Symbol)
ED	Electrodeposited (copper)
FR(-4)	Flame retardant
GSG	Ground–signal–ground (Bezeichnung für Struktur einer Messspitze mit drei Kontakten in der Anordnung Masse – Signal – Masse)
HF	Hochfrequenz
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IHE	Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik
ISS	Impedance standard substrate
KIT	Karlsruher Institut für Technologie

KoRRund	Konforme und multistatische MIMO-Radarkonfigurationen zur Rundumsicht für das automatisierte Fahren (Projekt, in dessen Rahmen die vorliegende Arbeit entstand)
LCP	Liquid crystal polymer
LRRM	Line, reflect, reflect, match (Strukturen für gleichnamiges Kalibrierverfahren)
LTCC	Low temperature cofired ceramic
MIMO	Multiple input, multiple output
MTRL	Multiline-TRL
NIST	National Institute of Standards and Technology (Normungsinstitut der Vereinigten Staaten)
NWA	Netzwerkanalysator
OSL	Open, short, load (Strukturen für gleichnamiges Kalibrierverfahren)
PCB	Printed circuit board
PFA	Perfluoroalkoxy alkane
PPE	Polyphenyl ether
ppm	Parts per million (entspricht 1×10^{-6})
Prepreg	Preimpregnated fibres
Pt1000	Platinmesswiderstand mit $1 \text{ k}\Omega$ bei $0 \text{ }^\circ\text{C}$
PTFE	Polytetrafluorethylene
RMS	Root mean square
SIW	Substrate integrated waveguide

TRL	Thru, reflect, line (Strukturen für gleichnamiges Kalibrierverfahren)
TWT	Temperaturwechseltest
W-Band	Hohlleiterfrequenzband 75 GHz – 110 GHz
ZVEI	Zentralverband Elektrotechnik- und Elektronikindustrie

Auf eine besondere Kennzeichnung von komplexen Zahlen wird verzichtet, da die Eigenschaft aus dem Kontext hervorgeht. Ist ausdrücklich nur der Betrag einer komplexen Zahl gemeint, so wird das durch Betragsstriche kenntlich gemacht.

1 Einleitung

1.1 Motivation und Umfeld der Arbeit

Anwendungen mit Millimeterwellen gewinnen in vielen Bereichen eine immer größere Bedeutung. Ein Grund hierfür ist, dass mit wachsender Frequenz die Größe der Sensor- oder Kommunikationssysteme ab- und gleichzeitig die absolute Bandbreite zunimmt. Das eröffnet bei Kommunikation immer größere Datenraten und bei Radar ein genaueres Abbild der Umgebung. Im Bereich der Automobilsensorik bilden Systeme im Bereich um 77 GHz schon seit einigen Jahren den Stand der Technik. Einige Beispiele aus der Entwicklung finden sich in [Men16]: Während anfangs verschiedene Konzepte wie eine drehende Walze in Verbindung mit einem Reflectarray [MSM96] oder zusätzliche Linsen [BKG07] verwendet wurden, kommen aktuell häufig planare Antennen zum Einsatz, die auch in dieser Arbeit im Mittelpunkt stehen.

Zuerst wurden einzelne, nach vorne gerichtete Sensoren für Komfortfunktionen wie *adaptive cruise control (ACC)* oder den Notbremsassistenten genutzt. Der Fortschritt macht es heute möglich, dass mehrere Systeme am Fahrzeug zum Einsatz kommen können. Diese übernehmen deutlich umfangreichere Aufgaben, sodass – beispielsweise im Zusammenspiel mit Kameras – eine automatische Abstandsregelung, selbstständige Spurwechsel oder fahrerloses Einparken bereits serienmäßig möglich sind. Der nächste Schritt sind autonom agierende Fahrzeuge, die sich bereits in Entwicklung oder im Testeinsatz befinden. Damit einher geht aber auch, dass die Verantwortung für die Steuerung nicht kurzfristig an einen – möglicherweise gar nicht mehr vorhandenen – Fahrer abgegeben werden kann, wie es heute noch der Fall ist. Das erhöht die Anforderungen an die Sensorik deutlich, weil das Umfeld dem Fahrzeug unabhängig von den Umweltbedingungen mit sehr hoher Genauigkeit bekannt sein muss. Heutige Radarsysteme sind mit ihrer großen Reichweite und der Unabhängigkeit von Wetterbedingungen inzwischen von etlichen Herstellern in verschiedenen Konfigurationen erhältlich, z. B. für größere Entfernungen, aber mit schmalen

Öffnungswinkel oder kürzeren Reichweiten und weiterem Sichtbereich. Werden mehrere solcher Sensoren kombiniert und geschickt am Fahrzeug angeordnet, ergibt sich das notwendige Sichtfeld.

Neben viel Algorithmik in der Signalverarbeitung und intelligenten Schaltungen leistet auch die Antenne hierzu einen wesentlichen Beitrag, da deren Konfiguration die Eigenschaften des Sensors mitbestimmt. Die Entfernungsauflösung ΔR , also die Fähigkeit zwei Ziele mit ähnlichem Abstand zu trennen oder mehrere Streupunkte eines Objektes zu erkennen, soll einen möglichst kleinen Wert haben, um ein genaues Abbild der Umgebung ermitteln zu können. Sie wird von der Bandbreite B des Radars bestimmt und kann mit [HTS⁺12]

$$\Delta R = \frac{c}{2B} \quad (1.1)$$

abgeschätzt werden, wobei c hier die Lichtgeschwindigkeit im Freiraum angibt. Je größer B wird, desto besser ist die Entfernungsauflösung ΔR . Seitens der Regulierungsbehörden sind 4 GHz bzw. 5 GHz zwischen 76 GHz und 81 GHz zulässig. Zur Trennung von Zielen wird neben dem Abstand die Geschwindigkeit bzw. die Dopplerfrequenz genutzt, sodass das Umfeld zusammen mit der Entfernung in Abstand-Doppler-Zellen unterteilt werden kann. Es ist allerdings trotzdem möglich, dass mehrere Objekte innerhalb einer solchen Zelle liegen und nur über den Winkel zum Radarsensor unterschieden werden können. Wie nah dabei mehrere Ziele beieinanderliegen dürfen, gibt die Winkeltrennfähigkeit $\Delta\psi$ an. Sie hängt näherungsweise von der größten Ausdehnung d_{Apertur} des Antennensystems in der betrachteten Ebene ab und lässt sich mit [HTS⁺12]

$$\Delta\psi = 1,22 \cdot \frac{c_0}{d_{\text{Apertur}} \cdot f} \quad (1.2)$$

berechnen. Gleichzeitig ist aber auch entscheidend, dass Mehrdeutigkeiten vermieden werden. Diese sind mit *grating lobes* bei gemeinsam gespeisten Antennengruppen vergleichbar. Dabei verursachen zu große Abstände zwischen den Antennen Nebenkeulen, die für bestimmte, periodische Winkel den gleichen Wert wie das Hauptmaximum erreichen können. Dadurch wird ein Ziel möglicherweise einer falschen Richtung zugeordnet. Deshalb sind üblicherweise Antennen mit einem lateralen Abstand von einer halben Wellenlänge notwendig. Unter Umständen genügt das Erreichen dieses Abstandes aber virtuell, sofern MIMO (engl. *multiple input, multiple output*) eingesetzt wird. Dabei werden mehrere Sende- und Empfangsantennen so angeordnet, dass über Phasendiffe-

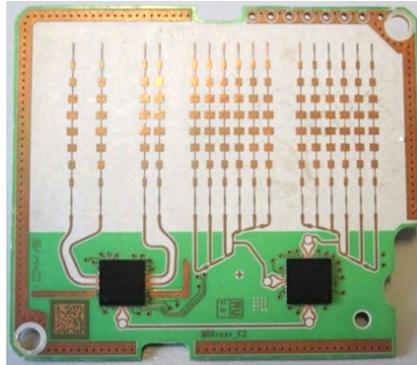


Abbildung 1.2: Antennen und Radarchips eines Sensors der Robert Bosch GmbH (4. Generation) mit zwei Sendekanälen rechts und vier Empfängern links

verwendeten seriell angeordneten Streifenleitungsantennen können in ihrer einfachen Form die Bandbreite von 4 GHz nicht erreichen, sodass Anpassungen oder neue Antennenstrukturen notwendig sind. Andere Ansätze ändern das Konzept grundlegend und lösen sich von der Platine in der bisherigen Form. Je nach konkreter Umsetzung führt das zu einem entsprechend komplizierteren Aufbau und steigenden Kosten.

Der größere Markt für hochfrequenztaugliche Substrate ruft Lieferanten mit neuen Materialien auf den Plan. Dabei ist es wichtig, dass diese passende Eigenschaften haben, weil sie wesentlich die Zuverlässigkeit und die Langlebigkeit der Produkte bestimmen. Die sichere Funktionsweise der Sensoren ist unter allen Umgebungsbedingungen und auch nach längerer Einsatzzeit erforderlich, d. h. die Eigenschaften dürfen sich nicht zu stark ändern. Das gilt für einen weiten Temperaturbereich und beispielsweise auch feuchte Umgebung. Dafür gibt es Tests, die eine Alterung durch verschärfte Lagerbedingungen in einem Klimaschrank innerhalb eines kürzeren Zeitraums abbilden sollen.

Der Beitrag dieser Arbeit liegt nun darin, sowohl aktuelle Materialien zu untersuchen als auch eine neue, breitbandigere Antenne mit dem zugehörigen Entwurfsverfahren vorzustellen und diese beiden Teile zu kombinieren, sodass eine umfassende Betrachtung ermöglicht wird. Obwohl die Arbeit im Rahmen eines Projektes mit Automobilhintergrund entstand und dieses Feld deshalb als Anwendungsbeispiel genutzt wird, sind die Erkenntnisse und Ideen nicht darauf

beschränkt. Sie können genauso für Kommunikationstechnik genutzt werden, wo in den letzten Jahren neue Frequenzen für Richtfunkstrecken im Millimeterwellenbereich hinzugekommen sind, beispielsweise zwischen 71 GHz und 76 GHz oder 81 GHz und 86 GHz. Damit ist die Bandbreite ähnlich wie bei den erwähnten Radaren, auch wenn bezüglich Gewinn oder Richtcharakteristik andere Eigenschaften gefordert sind und Antennengruppen aus mehreren Spalten gebildet werden müssten. Geringere Anforderungen gibt es in Bezug auf die Umweltbedingungen, beispielsweise reicht möglicherweise ein kleinerer Temperaturbereich aus.

1.2 Lösungsansatz und Gliederung

Ziel der Arbeit ist eine Antenne, mit der unter allen Umweltbedingungen die notwendige Bandbreite erreicht wird. Deshalb ist sowohl die Untersuchung potentieller Materialien als auch die Betrachtung der Antenne selbst notwendig. Im Folgenden werden kapazitiv gekoppelte Elemente mit zwei, leicht verschobenen Resonanzfrequenzen kombiniert. Das ermöglicht durch die Verwendung eines halbadditiven – und damit fein tolerierten – Fertigungsverfahrens die Verwendung nur einer Hochfrequenzlage und ist vom Aufwand her mit vielen aktuellen Sensorkonzepten bei gleichzeitig höherer Bandbreite vergleichbar. Um ein ideales Zusammenspiel zwischen Antenne und Substrat zu gewährleisten, wird beides bereits während des Entwurfsverfahrens gemeinsam betrachtet und es können verschiedene Umweltbedingungen berücksichtigt werden. So können Material und Antennentyp frühzeitig aufeinander abgestimmt werden.

Einige wichtige Größen sowie Grundlagen zu Streifenleitungsantennen und Antennengruppen werden in Kapitel 2 eingeführt. Außerdem wird die verwendete Messtechnik vorgestellt.

Kapitel 3 beschäftigt sich mit den verschiedenen Hochfrequenzmaterialien und ihren Eigenschaften. Dazu werden Messungen unter den für die Automobilanwendung notwendigen Umweltbedingungen durchgeführt, sodass die Materialien anhand der effektiven Permittivität und dem Verlust einer Mikrostreifenleitung beurteilt werden können. Die Auswertung zeigt deutliche Unterschiede zwischen den verschiedenen Materialtypen, insbesondere bei sich ändernder Messumgebung. Für spätere Simulationen werden von einigen Vertretern Parameter für die verschiedenen Umweltbedingungen extrahiert.

In Kapitel 4 wird die kapazitiv gekoppelte Mikrostreifenleitungsantenne eingeführt. Ausgehend von der physikalischen Betrachtung eines Resonators wird hergeleitet, wie ein einzelnes Element simuliert werden kann. Die Beschreibung der Eigenschaften anhand weniger Parameter ermöglicht es dabei, diese mit den Abmessungen zu verknüpfen. Der Schritt zur ganzen Antenne gelingt über die Kombination zweier Elemente, die im Detail beschrieben und optimiert wird. Einige Entwürfe mit unterschiedlichen Anordnungen und beispielsweise einem Abschluss am Ende der Leitung zeigen die Möglichkeiten des Konzeptes auf und werden mit ihren Simulationsergebnissen dargestellt.

Kapitel 5 evaluiert zwei Antennen anhand von Messungen und vereint die Erkenntnisse der Kapitel 3 und 4. Dazu werden die Toleranzen für die verwendeten Fertigungsverfahren untersucht und die Antennen unter verschiedenen Umweltbedingungen betrachtet. Die Simulation von mehreren Materialien erlaubt eine Abschätzung der Auswirkungen, sodass die Auswahl eines geeigneten Substrats anhand der gewählten Antennenstruktur je nach Anwendung ermöglicht wird.

Die Schlussfolgerungen in Kapitel 6 geben einen Überblick über die vorangegangenen Kapitel. Sie fassen die neu gewonnenen Erkenntnisse zu den verschiedenen Materialien und der kapazitiv gekoppelten Antenne zusammen.

2 Grundlagen

2.1 Antennen

2.1.1 Wichtige Größen

Zur Beurteilung und Beschreibung von Antennen gibt es verschiedene Größen, von denen im Folgenden einige kurz eingeführt werden. Die wichtigsten sind die Abstrahleigenschaften und welcher Anteil des Signals am Antenneneingang tatsächlich aufgenommen werden kann. Geringe Reflexionen am Antenneneingang sind deshalb sehr wichtig, meist beschrieben mit der Anpassung s_{11} . Sie gibt an, welcher Anteil der eingespeisten Leitung am Eingang der Antenne reflektiert wird und damit im Umkehrschluss, wie viel aufgenommen wird. Häufig wird der Frequenzbereich, für den der Wert kleiner als -10 dB ist, als Maß herangezogen und 10 dB-Bandbreite genannt. Allerdings reicht das als alleiniges Kriterium nicht aus, da daraus nicht auf die tatsächlich abgestrahlte Leistung geschlossen werden kann, weil Verluste in der Antenne unbeachtet bleiben.

Aber selbst unter Berücksichtigung der Verluste fehlt die Information, in welche Richtung wie viel abgestrahlt wird. Für die genauere Beschreibung wird ein Kugelkoordinatensystem benutzt, wobei der Elevationswinkel so definiert ist, dass für die Hauptstrahlrichtung auf der x -Achse $\theta = 0$ gilt (siehe Abbildung 2.1). Zur Verdeutlichung ist bereits eine beispielhafte Antenne eingezeichnet.

Formelmäßig lässt sich die Richtcharakteristik mit [Zwi13]

$$\vec{C}(\theta, \psi) = \frac{\vec{E}(r, \theta, \psi) e^{j\beta_0 r}}{\left| \vec{E}(r, \theta, \psi) e^{j\beta_0 r} \right|_{\max}} \Bigg|_{r=\text{const}, r \rightarrow \infty} \quad (2.1)$$

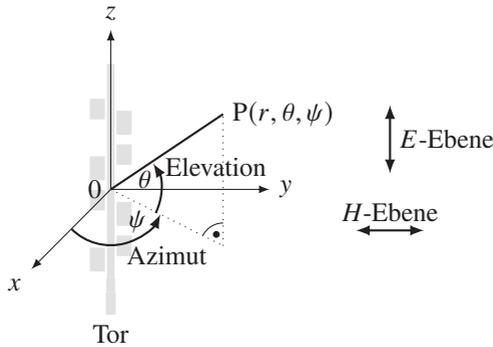


Abbildung 2.1: Konvention für die Winkel der Abbildungen

beschreiben. Der Wert des elektrischen Feldes $\vec{E}(r, \theta, \psi)$ im Fernfeld für eine bestimmte Richtung (θ, ψ) wird auf das Maximum über alle Richtungen normiert. Zusätzlich kann noch die Polarisation berücksichtigt werden, die gewünschte wird Kopolarisation genannt, die unerwünschte Kreuzpolarisation.

Daraus kann die Direktivität D abgeleitet werden, indem der Wert mit einem isotropen Kugelstrahler verglichen wird. Dabei wird angenommen, dass dieser die gleiche Leistung wie die zu untersuchende Antenne gleichmäßig in alle Raumrichtungen abstrahlt. Dazu wird über die Kugeloberfläche integriert und es ergibt sich [TWK98]

$$D = \frac{4\pi}{\int_{\psi=0}^{2\pi} \int_{\theta=0}^{\pi} |\vec{C}(\theta, \psi)|^2 \sin \theta \, d\theta \, d\psi}, \quad (2.2)$$

wobei häufig auch die Polarisation von $\vec{C}(\theta, \psi)$ berücksichtigt wird und die Formel so angepasst werden muss, dass nur der entsprechende Anteil einbezogen wird.

In den IEEE-Standarddefinitionen 145-2013 [IE114] ist neben dem Richtfaktor auch der Gewinn G_{IEEE} enthalten, der unter Berücksichtigung der Verluste innerhalb der Antenne durch die Effizienz η mit

$$G_{\text{IEEE}} = \eta D \quad (2.3)$$

berechnet werden kann. Aber auch das reicht nicht für eine Beschreibung der Antenne aus, da die Speisung noch nicht berücksichtigt ist. Wird eine Leitung mit gegebener Impedanz an die Antenne angeschlossen, dann ergeben sich Reflexionen, wenn die Antenne nicht genau diesen Wert an ihrem Eingang aufweist. Es gilt für den realisierten Gewinn G [Bal05]

$$G = (1 - |\Gamma|^2) G_{\text{IEEE}}. \quad (2.4)$$

Das ist der Wert, der sich auch bei den Messungen ergibt. Steht er allein, beziffert er das Maximum, andernfalls gilt er für den jeweils angegebenen Winkel.

Im Zusammenhang mit dem Gewinn steht auch die Antennenwirkfläche A_W . Sie gibt bei einer Empfangsantenne das Verhältnis zwischen entnommener Leistung P_E und ankommender Leistungsdichte S_E an [TWK98]:

$$A_W = \frac{P_E}{S_E}. \quad (2.5)$$

Das entspricht der Fläche, aus der eine Antenne Leistung entnehmen kann, gilt aber aufgrund der Reziprozität genauso für Sendeantennen. Umgekehrt kann bei Aperturantennen, wie beispielsweise Reflektorantennen oder Hornstrahlern, der Gewinn anhand der Fläche A_{geom} der Antenne abgeschätzt werden, wenn zusätzlich der Flächenwirkungsgrad [TWK98]

$$\eta_A = \frac{A_W}{A_{\text{geom}}} \quad (2.6)$$

anhand der Belegung bekannt ist. Bei Hohlleiterantennen mit Speisung durch eine H_{10} -Mode sind das aufgrund der Feldverteilung z. B. 81 %. Der Gewinn ergibt sich dann zu [TWK98]

$$G = \frac{4\pi}{\lambda_0^2} A_W. \quad (2.7)$$

mit der Freiraumwellenlänge λ_0 . Interessant ist dieser Wert aber auch für Antennengruppen mit vielen Elementen, die zusammen eine große Fläche belegen und Randeckeffekte damit vernachlässigt werden können. Dann gibt der über A_W ermittelte Gewinn nämlich eine obere Grenze vor, die physikalisch nicht überschritten

werden kann, weil die einzelnen Elemente nicht mehr einzeln betrachtet werden können, sondern Kopplung zwischen ihnen auftritt.

Eng verbunden mit dem Gewinn bzw. dem Richtfaktor ist die Richtcharakteristik. Da damit nur die Fähigkeit einer Antenne zur Bündelung der Leistung beschrieben wird, folgt aus einem wachsenden Gewinn eine schmalere Keule. Daneben treten sogenannte Nebenkeulen auf, die als zusätzliche Maxima in andere Richtungen zeigen. Der Vergleich dieser Werte mit dem globalen Maximum wird als Nebenkeulenunterdrückung bezeichnet und meist logarithmisch angegeben. Sie ist ein wichtiges Maß dafür, wie gut die Abstrahlung in unerwünschte Richtungen unterdrückt wird und sollte möglichst groß sein.

2.1.2 Mikrostreifenleitungen und Streifenleitungsantennen

Die im Rahmen dieser Arbeit entworfenen Antennen basieren auf Streifenleitungsantennen (häufig Patchantennen genannt). Obwohl sie anhand von Simulationen entworfen werden, soll in diesem Abschnitt dennoch eine grundlegende Einführung anhand einfacher Näherungen gegeben werden. Ausgangspunkt ist die Mikrostreifenleitung, die in der weiteren Arbeit u. a. bei der Materialcharakterisierung verwendet wird. Es handelt sich dabei um einen schmalen Metallstreifen auf einem dielektrischen Substrat mit Masse auf der gegenüberliegenden Seite (siehe Abbildung 2.2).

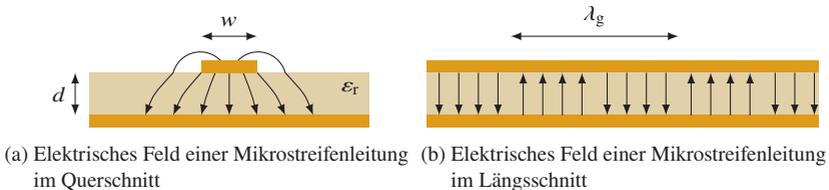


Abbildung 2.2: Elektrisches Feld einer Mikrostreifenleitung

Die elektrischen Felder verlaufen zwischen Leiter und Massefläche, teilweise auch oberhalb des Substrats. Während Vakuum und näherungsweise Luft eine relative Permittivität von $\epsilon_r = 1$ haben, verringert sich mit zunehmendem Wert die Ausbreitungsgeschwindigkeit in einem Medium. Bei der Mikrostreifenlei-

tung befindet sich die Welle sowohl in Luft als auch dem Substrat, sodass sich eine Art Mittelung ergibt. Die effektive Permittivität $\varepsilon_{r,\text{eff}}$ gibt an, wie die Gruppengeschwindigkeit auf der Leitung c gegenüber der Lichtgeschwindigkeit im Vakuum c_0 verringert wird:

$$\varepsilon_{r,\text{eff}} = \left(\frac{c_0}{c}\right)^2. \quad (2.8)$$

Dazu gibt es in der Literatur verschiedene Näherungsformeln, z. B. [Kil15]

$$\varepsilon_{r,\text{eff}} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\sqrt{1 + 10\frac{d}{w}}} \quad (2.9)$$

mit der Substratdicke d und der Leitungsbreite w .

Im Längsschnitt einer unendlich ausgedehnten Leitung ergibt sich ein entsprechend der Welle fortlaufendes Feld (siehe Abbildung 2.2b, sinusförmige Amplitudenverteilung nicht gezeichnet). Wird nur ein ungefähr eine halbe Wellenlänge langes, meist breites Leitungsstück genutzt, ergibt sich ein Resonator in der Grundmode (siehe Abbildung 2.3). Die Seiten sind offen und ein Teil des Feldes ragt über den eigentlichen Resonator hinaus (engl. *fringing fields*). Während sich die Felder an den Längskanten aufheben, überlagern sich die Felder an den Querkanten konstruktiv und strahlen entlang b ab (vgl. Abbildung 2.3b).

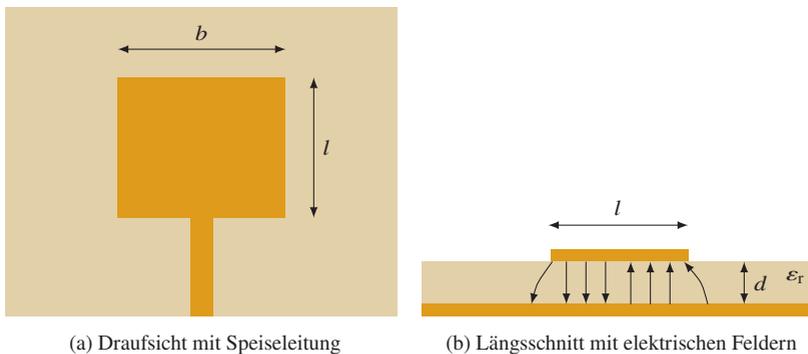


Abbildung 2.3: Streifenleitungsantenne

Aufgrund der zusätzlichen Felder erscheint die Antenne länger als ihre eigentlichen Abmessungen, was sich mit der effektiven Länge

$$l_{\text{eff}} = l + 2\Delta l \quad (2.10)$$

beschreiben lässt. Δl gibt die zusätzliche Länge für den Leerlauf und kann mit [Kil15]

$$\Delta l = 0,412d \cdot \frac{(\varepsilon_{r,\text{eff}} + 0,3) \left(\frac{b}{d} + 0,262\right)}{(\varepsilon_{r,\text{eff}} - 0,258) \left(\frac{b}{d} + 0,813\right)} \quad (2.11)$$

abgeschätzt werden. Nach Ersetzen der Leitungsbreite w durch die Patchbreite b in Gleichung 2.9 ($w = b$) kann damit die Resonanzfrequenz zu [Kil15]

$$f_0 = \frac{c_0}{2l_{\text{eff}}\sqrt{\varepsilon_{r,\text{eff}}}} \quad (2.12)$$

bestimmt werden. Für die Breite b gibt es ebenfalls Näherungsformeln, die aber u. a. von der gewünschten Richtcharakteristik und der Bandbreite abhängen, sodass auf eine Angabe verzichtet wird. Generell sind diese Formeln nur für eine erste Abschätzung geeignet, der eigentliche Entwurf sollte anhand von Simulationen durchgeführt werden. Es zeigt sich aber, dass die Resonanzfrequenz f_0 von allen Größen abhängig ist: Sie wächst näherungsweise antiproportional zu l . Die Substratdicke d beeinflusst in Gleichung 2.12 die Resonanzfrequenz sowohl über die effektive Permittivität (2.9) als auch durch die *fringing fields* (2.11), sodass die Auswirkungen von den genauen Werten abhängen. Bei Annahme von für die Arbeit typischen Werten ($\varepsilon_r = 3$, $d = 127 \mu\text{m}$, $b = 0,5 \text{ mm}$, $l = 1 \text{ mm}$) verringert ein wachsendes d die Resonanzfrequenz. Die gleiche Auswirkung hat ein breiteres Element sowohl über Gleichung 2.11 als auch 2.12.

Für die Speisung einer Streifenleitungsantenne gibt es verschiedene Möglichkeiten, Abbildung 2.3a zeigt eine direkte Variante mit Mikrostreifenleitung. Nachteil ist der große Unterschied zwischen Leitungsimpedanz und dem Wert an der Kante der Streifenleitungsantenne. Dieser Missstand kann durch eine Verlängerung der Leitung in das Element hinein (engl. *inset*), also mit zwei Längsschlitz zwischen Speisung und Patch, oder einer $\frac{1}{4}$ -Transformation behoben werden. Eine weitere Möglichkeit besteht in einer von der Rückseite her angeschlossenen Koaxialleitung, deren Außenleiter mit Masse und deren Innenleiter mit der vorderseitigen Metallisierung verbunden ist. Die bisher genannten

Varianten erreichen allerdings nur eine Bandbreite von 2 % bis 5 % [Bal97]. Etwas breitbandiger ist die Aperturkopplung: Eine Mikrostreifenleitung befindet sich unterhalb des oberen Substrats, häufig durch eine Massefläche mit Schlitz getrennt, und koppelt auf diese Weise ein [Kil15]. Die gleiche Auswirkung hat generell ein dickeres Substrat genauso wie eine niedrigere Permittivität, die aber ein größeres Element benötigt und damit mehr Platz beansprucht [Bal05].

2.1.3 Antennengruppen

Als Antennengruppe wird ein Aufbau mit mehreren Elementen bezeichnet, die mit dem gleichen Signal gespeist werden. Über bestimmte Parameter wie Amplitude und Phase der jeweiligen Anregung oder die einzelnen Positionen können die Eigenschaften des Gesamtsystems beeinflusst werden. Das Prinzip ist in Abbildung 2.4 gezeigt, wobei angenommen wird, dass der Punkt P (Abstand r_P zum Ursprung und unter Winkel θ) sehr weit entfernt ist. Dadurch ist es möglich, den Aufbau anhand paralleler Strahlen zu betrachten und entsprechend zu vereinfachen.

Unter der Annahme, dass die Einzelelemente $\nu = 1, \dots, N$ sich gegenseitig nicht beeinflussen und es zwischen Ihnen keine Kopplung gibt, können sie getrennt betrachtet werden und ihre Wellen überlagern sich in P nach dem Superpositionsprinzip. Das geschieht dann konstruktiv, wenn die Phasen der Speiseströme I_ν so eingestellt werden, dass die Laufzeitunterschiede der Abstände d_{12} , d_{23} bzw. allgemein $d_{\nu-1,\nu}$ ausgeglichen werden und sich eine ebene Wellenfront ergibt. Es gilt mit dem Abstand r_ν zwischen Element und Punkt P [Zwi13]

$$\vec{E}_P = \sum_{\nu=1}^N \vec{E}_\nu(r_\nu, \theta_\nu, \psi_\nu, I_\nu). \quad (2.13)$$

Häufig werden an dieser Stelle Annahmen getroffen, um die Gleichung vereinfachen zu können: Eine ist, dass N identische Elemente mit gleicher Orientierung vorhanden sind, was in dieser Arbeit nicht erfüllt ist, weil verschieden große Elemente benutzt werden. Außerdem tritt Kopplung auf, was ebenfalls häufig vernachlässigt wird. Nichtsdestotrotz können die einzelnen Speiseströme ex-

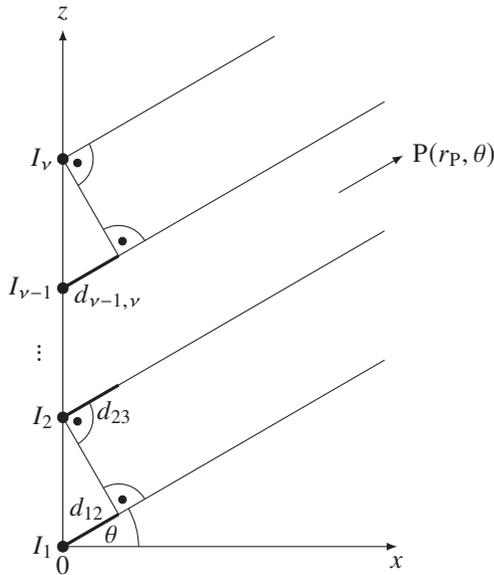


Abbildung 2.4: Prinzip einer Antennengruppe, dargestellt im Zweidimensionalen

tra geschrieben und die Richtcharakteristiken damit zu $\vec{E}'_v(r_v, \theta_v, \psi_v)$ normiert werden, auch wenn sie an sich nicht gleich sind. Daraus folgt [Zwi13]

$$\vec{E}_P = \sum_{v=1}^N I_v \vec{E}'_v(r_v, \theta_v, \psi_v). \quad (2.14)$$

Im nächsten Schritt kann mit $\beta_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$ die Entfernung umgeschrieben werden zu [Zwi13]

$$\vec{E}_P = \sum_{v=1}^N I_v \vec{E}'_v(\theta_0, \psi_0) \frac{e^{-j\beta_0 r_v}}{r_0}, \quad (2.15)$$

weil die Ausdehnung der Antenne klein gegenüber den Abständen r_v ist. Deshalb muss der genaue Wert nur beim Phasenterm beachtet werden, ansonsten ist $r_v \approx r_0$ ausreichend.

Wenn die Richtcharakteristiken $E''_v(\theta_0, \psi_0)$ alle identisch wären, könnte der Term mit $E''(\theta_0, \psi_0) = E''_v(\theta_0, \psi_0)$ ausgeklammert werden und die Gleichung ließe sich in drei Faktoren zerlegen [Zwi13]:

$$\vec{E}_P = \underbrace{\vec{E}''(\theta_0, \psi_0)}_{F_E} \cdot \underbrace{\frac{e^{-j\beta_0 r_0}}{r_0}}_{F_A} \cdot \underbrace{\sum_{v=1}^N I_v e^{-j\beta_0 (r_v - r_0)}}_{F_G}. \quad (2.16)$$

Es handelt sich dabei um den Elementfaktor F_E , der die Eigenschaften der Einzelelemente beschreibt, den Abstandsfaktor F_A für die Abhängigkeit vom Abstand r_0 und den Gruppenfaktor F_G zur Berücksichtigung der Elementspeisung und -anordnung [Zwi13]. Hinter letzterem steckt also der wesentliche Teil beim Entwurf einer Antennengruppe. Auch wenn die Vereinfachungen für Gleichung 2.16 in der weiteren Arbeit nicht immer möglich sind, kann beim Entwurf die Betrachtung der Gruppenrichtcharakteristik trotzdem hilfreich sein.

2.2 Verwendete Messtechnik

Für die Messungen bei der Materialuntersuchung und der Evaluation der Antennen wurde die Messtechnik des Instituts für Hochfrequenztechnik und Elektronik (IHE) am Karlsruher Institut für Technologie (KIT) genutzt. Verwendet wurden Probestation und Antennenmessplatz, die beide auf Messspitzen (engl. *probes*) zur Kontaktierung basieren.

Die Probestation wurde für die Messungen der verschiedenen Materialien und teilweise der Anpassung der Antennen verwendet (siehe Abbildung 2.5). Sie stammt im mechanischen Teil von Cascade Microtech und besteht aus einem runden, beweglichen Messtisch (im Bild in der Mitte). Darauf können die Proben gelegt und anschließend mit den Messspitzen von links und rechts kontaktiert werden. Die Messtechnik selbst besteht aus einem Netzwerkanalysator (NWA) vom Typ Agilent PNA-X N5247A bis 67 GHz und Erweiterungsmodulen bis 110 GHz (Agilent N5260).

Der Antennenmessplatz wurde am IHE entworfen und immer wieder weiterentwickelt. Der mechanische Teil ist u. a. in [Bee13] beschrieben, erfuhr im Laufe der Zeit aber einige Modifikationen. Die zu messende Antenne befindet

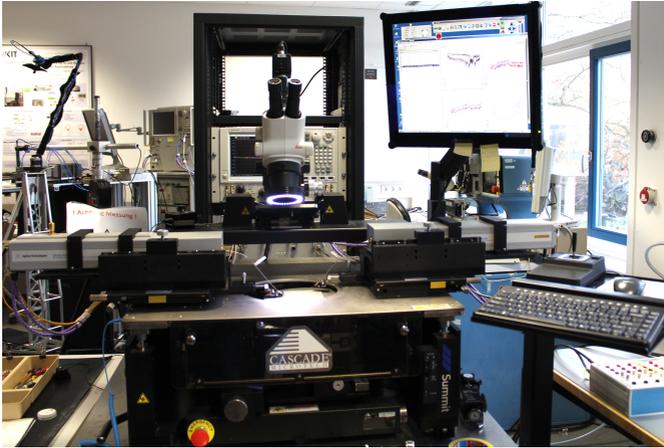


Abbildung 2.5: On-Wafer-Messplatz mit zugehörigem NWA und Erweiterungsmodulen

sich im Drehzentrum und wird von der Messspitze kontaktiert (siehe Abbildung 2.6b). Sie wird als Sendeantenne genutzt und von der Quelle gespeist. Der zweite Arm kann in verschiedenen Ebenen darum gedreht werden, der Abstand zwischen den Antennen liegt bei etwa 80 cm (siehe Abbildung 2.6a). Für die Messungen wird ein Netzwerkanalysator Agilent N5242A in Verbindung mit Quellen aus der HP8510-Serie benutzt. Die Verwendung von Messspitzen erfordert ein mehrstufiges Kalibrationskonzept, das in [Bee13] detailliert beschrieben ist. Der prinzipielle Ablauf soll kurz aufgezeigt werden: Zuerst wird auf den Hohlleiteranschluss der Quelle mit Kurzschluss, Leerlauf und 50 Ω -Abschluss kalibriert. Im nächsten Schritt wird mit einer bekannten Antenne der Gewinn bestimmt, wobei ein in der Software hinterlegter Hohlleiter als Anschlussstück dient. Zur Kalibration der Messspitze dient abschließend eine OSL-Kalibration (engl. *open, short, load*) auf einem Kalibriersubstrat CS5 von GGB Industries, Inc. Damit sind die notwendigen Informationen vorhanden und die Korrekturkoeffizienten können berechnet werden, was automatisiert in der Steuerungssoftware geschieht.

Alle Messungen wurden mit der Messspitze 110H von GGB Industries, Inc. in einer Variante mit 200 μm Abstand zwischen den Kontakten und einer GSG-Konfiguration (Masse, Signal, Masse) durchgeführt. Auf den Mustern wurden dazu Übergänge aufgebracht, die keine Durchkontaktierungen benötigen, son-

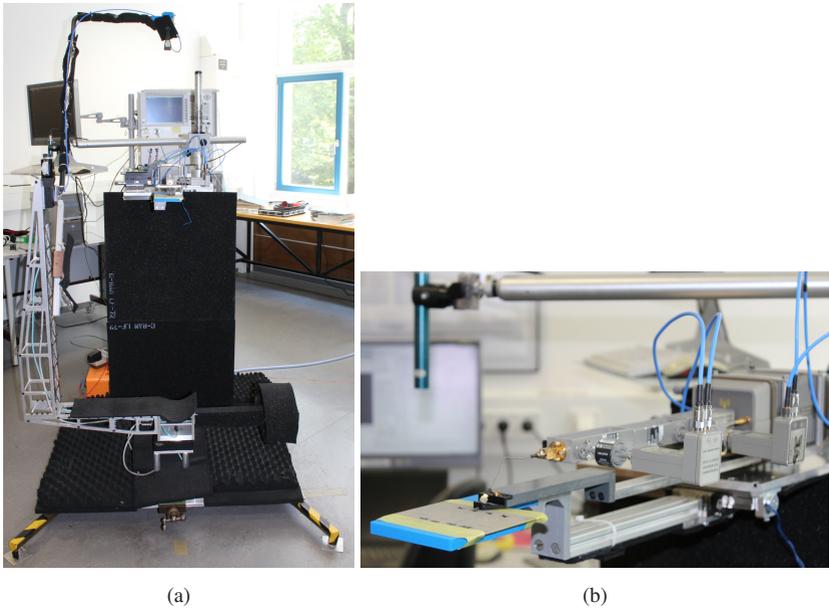


Abbildung 2.6: Antennenmessplatz (a) und zu testende Antenne im Detail (b)

dern Kopplung nutzen. In der Arbeit wurden zwei Varianten genutzt, die zweite wurde mit den Modellen aus [Mü18] optimiert (siehe Abbildung 2.7).

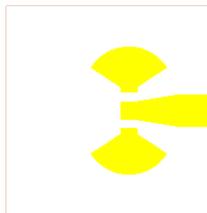


Abbildung 2.7: Optimierter Übergang zwischen Messspitze (wird im Bild von links aufgesetzt) und Mikrostreifenleitung (nach rechts)

3 Hochfrequenzsubstrate

In Kraftfahrzeugen ist die zuverlässige Funktion der sicherheitskritischen Elektronikkomponenten essentiell. Das gilt besonders vor dem Hintergrund des automatisierten Fahrens, da das Fahrzeug immer umfangreichere Aufgaben übernimmt und selbstständig agieren muss. Dazu werden u. a. mehrere Radarsensoren verbaut, die eine Rundumsicht auf die Umgebung ermöglichen. Diese benötigen neben den Antennen noch Signalverarbeitung und die zugehörige Spannungsversorgung. Da diese Elektronik auf Platinen angeordnet wird, ist es momentan die einfachste Lösung, für die Antenne ebenfalls planare Strukturen vorzusehen und beides miteinander zu vereinen. Meistens besteht die oberste Lage deshalb aus einem für Millimeterwellen geeigneten Material, während ansonsten FR-4 ausreicht. Einige aktuelle Hochfrequenzsubstrate werden im Folgenden betrachtet und schwerpunktmäßig auf ihre Eignung für Radar untersucht. Dabei werden Testmethoden angewandt, die für die Qualifikation von Elektronikkomponenten im Automobilbereich vorgesehen sind. Standardisierte Verfahren werden beispielsweise von dem Automotive Electronics Council (AEC) festgelegt und in der Veröffentlichung AEC - Q100 - Rev-H beschrieben [Aut14]. Der Zentralverband Elektrotechnik und Elektronikindustrie (ZVEI) verfeinerte diese recht starren Tests im Rahmen von robuster Validierung (engl. *robustness validation*). Hierzu werden Methoden vorgeschlagen, die das angenommene Nutzungsprofil in verkürzter Form abbilden sollen, beispielsweise durch erhöhte Temperatur oder schnell ablaufende Zyklen. Dabei werden, entsprechend der zu erwartenden Fehler und möglichen Ursachen, geeignete Tests ausgewählt und die notwendige Dauer mit Verkürzungsfaktoren abgeschätzt. Robustness Validation beschreibt dabei nicht nur Methoden zur Qualifizierung, sondern wird schon während des Entwicklungsprozesses herangezogen, um die Komponenten frühzeitig beurteilen zu können [Zen19,Zen15].

Zur Bewertung der verschiedenen Materialien werden im Folgenden die aus Hochfrequenzsicht interessanten Testverfahren in [Aut14] und [Zen15] herangezogen. Sie werden auf Platinebene anhand von Mikrostreifenleitungen

durchgeführt und sind geeignet, einige prinzipielle Eigenschaften der verschiedenen Substrate oder ihrer Basismaterialien aufzuzeigen. Für die Verwendung in Baugruppen sind zusätzliche Bewertungen notwendig. Da dabei fast immer weitere Elektronikkomponenten eingesetzt werden, muss beispielsweise auch die Aufbau- und Verbindungstechnik (AVT) betrachtet werden, sodass zusätzliche Anforderungen an die Materialien hinzukommen. Entscheidend für die Zuverlässigkeit von aufgetragenen Chips ist u. a. der Ausdehnungskoeffizient oder die Flexibilität des Substrats, damit die Verbindungen zwischen Chip und Kontakt auf der Platine nicht brechen.

Die folgenden Ausführungen basieren auf [MMGZ19], sind aber um weitere Untersuchungen und zusätzliche Umweltbedingungen ergänzt. Zuerst werden die Auswahl der Materialien und verschiedene Fertigungsverfahren beschrieben, bevor in Abschnitt 3.2 die verwendeten Messverfahren eingeführt werden. Eine detaillierte Auswertung und alle Ergebnisse folgen in Abschnitt 3.3. Zum Schluss wird eine Auswahl an Materialien für die weitere Arbeit getroffen und die zugehörigen Materialparameter werden bestimmt.

3.1 Leiterplatten im Millimeterwellenbereich

3.1.1 Materialauswahl

Bei Schaltungen und insbesondere Antennen im Millimeterwellenfrequenzbereich kommt der Auswahl eines geeigneten Substrats eine große Bedeutung zu. Die im Niederfrequenzbereich üblichen Materialien wie beispielsweise FR-4 sind nicht sinnvoll nutzbar, da die Verluste zu hoch und, zumindest bei günstigen Ausführungen, die Eigenschaften großen Schwankungen unterworfen sind. Wichtig sind geringe Abweichungen sowohl bei unterschiedlichen Fertigungslosen als auch unter dem Einfluss verschiedener Umweltbedingungen. Geringe Verluste im Substrat sind generell essentiell, für die Permittivität gibt es gegensätzliche Anforderungen: Während beim Entwurf von Schaltungen oder Verbindungen zwischen Chip und Platine eine hohe Permittivität kleine Strukturen ermöglicht, benötigen Antennen einen tendenziell niedrigeren Wert, damit sich der Übergang in den Freiraum mit möglichst großer Effizienz vollzieht und nur wenig Leistung in Oberflächenwellen übergeht [Bee13].

In Automobilradaren hat sich in den letzten Jahren als Kompromiss die Verwendung von Materialien mit einer Permittivität von $\epsilon_r \approx 3$ herauskristallisiert. Deshalb sind auf diesem wachsenden Markt inzwischen viele passende Substrate zu finden, einige wurden im Rahmen dieser Arbeit auf ihre hochfrequenztechnischen Eigenschaften untersucht. Die Auswahl erfolgte im Rahmen des Projektes KoRRund, in dem die Firma Schweizer Electronic AG für die Herstellung der Leiterplattenprototypen federführend war [MMGZ19]. Neben einer Permittivität nahe 3 wurde für die vorgesehene Antennenanwendung bei einer Frequenz um 80 GHz eine Dicke von 127 μm gewählt. Entscheidend waren außerdem einige Kriterien für die Zuverlässigkeit wie Feuchteaufnahme, Glasübergangstemperatur und thermische Ausdehnung in Richtung der Normalen. Letztere wird als CTE (z) (engl. *coefficient of thermal expansion*) bezeichnet und üblicherweise in ppm (1×10^{-6}) angegeben.

Bei der Auswahl wurden sowohl bewährte als auch neue Materialien berücksichtigt, die sich zum Teil noch im Entwicklungsstadium befanden. Die Hersteller greifen dabei auf unterschiedliche Ausgangsmaterialien zurück, z. B. PTFE (engl. *polytetrafluorethylene*), PPE (engl. *polyphenyl ether*) oder LCP (engl. *liquid crystal polymer*), außerdem das in der Niederfrequenztechnik weit verbreitete Harz (wie z. B. in FR-4). Zur Verbesserung der elektrischen Eigenschaften werden zusätzlich noch Füllmaterialien beigemischt, z. B. Silikat, teilweise in Verbindung mit Titanoxid. Damit kann die zu geringe Permittivität von etwa PTFE auf den gewünschten Wert angehoben werden. Der mechanischen Stabilität dient ein in das Substrat eingelegtes Glasgewebe. Die Einzelheiten dieser Ergänzungen sowie wichtige elektrische und mechanische Eigenschaften sind in Tabelle 3.1 gegeben.

3.1.2 Fertigungsverfahren

Bei der Untersuchung der verschiedenen Materialien wird standardmäßiges Ätzen verwendet. Dabei werden die Stellen, an denen sich in der Schaltung beispielsweise Leiterbahnen befinden sollen, mit Fotolack abgedeckt (siehe Abbildung 3.1a). Beim Ätzvorgang selbst wird das darunterliegende Kupfer nicht angegriffen und nach Entfernen des Fotolacks bleiben nur die gewünschten Strukturen übrig (Abbildung 3.1c). Sind Durchkontaktierungen oder mehrlagige Platinen vorgesehen, kommen weitere Fertigungsschritte hinzu, die in dieser Arbeit nicht benötigt werden.

Name	Material	Füll- material	Glas- gewebe	ϵ_r	$\tan \delta$	CTE (z) in ppm
1 PTFE1	PTFE	SiO ₂	Nein	2,60	0,001	30
2 PTFE2	PTFE	SiO ₂ +TiO ₂	Nein	3,00	0,001	30
3 PTFE3	PTFE	SiO ₂ +TiO ₂	Nein	3,00	0,001	25
4 PTFE4	PTFE	SiO ₂ +TiO ₂	Ja	3,00	0,001	23
5 PTFE5	PTFE/PFA	SiO ₂	Ja	3,00	0,002	24
6 PTFE6	PTFE	Keramik	Nein	3,00	0,001	18
7 PPE1	PPE Harz	SiO ₂	Ja	3,00	0,002	50
8 PPE2	PPE Harz	anorganisch	Ja	3,00	0,002	50
9 PPE3	PPE Harz	SiO ₂	Ja	3,20	0,002	25
10 Harz1	Harz	–	Ja	3,35	0,003	15
11 Harz2	Harz	–	Ja	3,35	0,002	15
12 Harz3	Harz	SiO ₂	Ja	3,30	0,004	40
13 Harz4	Harz	anorganisch	Ja	3,00	0,002	60
14 Harz5	Harz	Ja	Ja	3,24	0,003	110
15 LCP	LCP	–	Nein	3,00	0,002	19

Tabelle 3.1: Materialübersicht mit wichtigen Parametern entsprechend der Angaben in den Datenblättern (vgl. [MMGZ19])

Beim Ätzen handelt es sich um ein subtraktives Verfahren, bei dem das Ätzmittel Material abträgt. Da dieses relativ schlecht dosierbar ist, ergeben sich Toleranzen von beispielsweise 15 μm [GM18]. Da fertiges Substrat zum Einsatz kommt, hängt die Dicke wiederum nur vom Fertigungsprozess des Herstellers ab, sodass die Schwankungen im Idealfall gering sind. Bei mSAP (engl. *modified semi-additive process*) wird dagegen Prepreg (engl. *preimpregnated fibers*, also halbausgehärtetes Basismaterial) verwendet, damit ein Verpressen mit den nur wenigen Mikrometer dicken, anfänglichen Kupferfolien möglich ist. Im Gegensatz zum Ätzen werden die Leiterbahnen hier additiv aufgebracht. Deshalb wird dort Fotolack aufgebracht, wo später kein Kupfer stehen soll (siehe

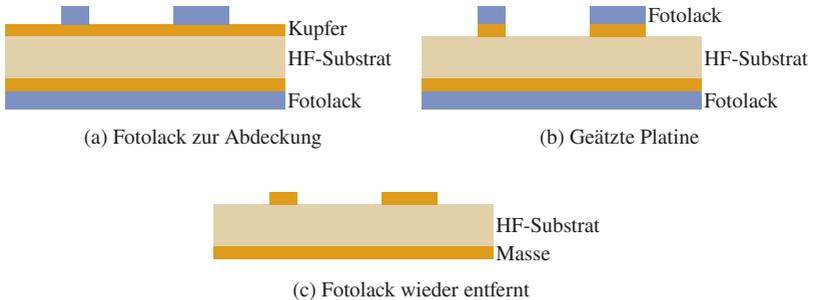


Abbildung 3.1: Prozessschritte des Standardätzverfahrens

Abbildung 3.2a). Im nächsten Schritt wird zusätzliches Kupfer galvanisch auf den nicht abgedeckten Stellen abgeschieden (Abbildung 3.2b). Die Genauigkeit hängt hierbei im Wesentlichen vom Fotolack ab und ist deshalb deutlich besser als bei der herkömmlichen Herstellung (ca. $2\ \mu\text{m}$ [GM18]). Nach dessen Entfernung (Abbildung 3.2c) ist noch die ganze Fläche mit dem anfänglichen Kupfer bedeckt. Dieses wird durch Differenzätzen entfernt, wobei der Prozess fortgesetzt wird, bis die notwendigen Bereiche frei liegen (3.2d). Dabei wird auch von den Leiterbahnen etwas Material abgetragen, jedoch so wenig, dass die Genauigkeit nicht darunter leidet.

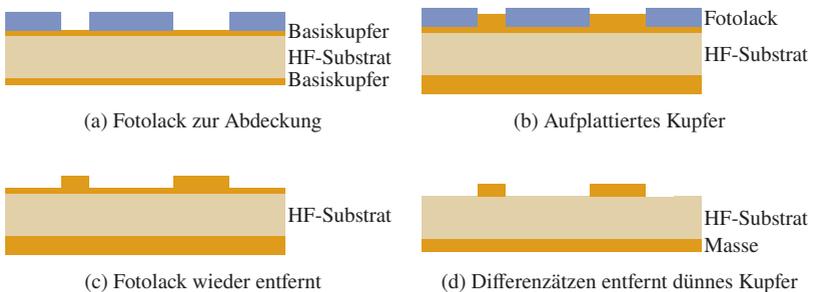


Abbildung 3.2: Prinzip der Herstellung einer Platine in mSAP-Technologie (vgl. [MMGZ19])

3.2 Verwendete Messverfahren

In Abschnitt 3.1.1 wurden HF-Materialien verschiedener Hersteller und Materialtypen vorgestellt. Diese sollen im Folgenden auf ihre Eignung für Antennen untersucht werden, wobei ein besonderer Schwerpunkt auf den Eigenschaften unter verschiedenen Umwelteinflüssen liegt. Betrachtet werden die effektive Permittivität $\epsilon_{r,\text{eff}}$ und Verluste in den Leitungen sowie deren Änderungen. In Abschnitt 3.5.2 werden für einzelne Materialien und Herstellverfahren die Parameter insoweit extrahiert, als es für die weitere Arbeit notwendig ist. Für alle Messungen wurde auf den On-Wafer-Messplatz des Instituts für Hochfrequenztechnik und Elektronik (IHE) zurückgegriffen (siehe Abschnitt 2.2).

Zur Bestimmung der Materialparameter dienen Mikrostreifenleitungen, die als gerade Leitungen und Ringresonatoren hergestellt wurden. Damit ergeben sich zwei grundsätzliche Möglichkeiten: Zum einen werden die Resonanzen von Ringresonatoren ausgewertet, zum anderen die Ergebnisse des Kalibrationsverfahrens MTRL (engl. *multiline thru-reflect-line*) genutzt. Aufgrund verschiedener Werte für die Permittivität ϵ_r in Tabelle 3.1, wurden unterschiedliche Leitungsbreiten hergestellt, um den üblichen Wert von $50\ \Omega$ zu erreichen. Für die $127\ \mu\text{m}$ dicken Substrate wurden drei verschiedene Werte der Dielektrizität zugrunde gelegt und für jedes Material jeweils der naheliegendste gewählt: 2,7, 3,0 und 3,3. Das entspricht Leitungsbreiten w (vgl. Abbildung 2.2) von $320\ \mu\text{m}$ für $\epsilon_r = 2,7$, $301\ \mu\text{m}$ und $276\ \mu\text{m}$. Für LCP mit einer Dicke von $100\ \mu\text{m}$ wurde eine Leitungsbreite von $231\ \mu\text{m}$ gewählt. Die Strukturen wurden in das Layout eines Nutzens übernommen und für alle Materialien gemeinsam im Panelformat ($609\ \text{mm} \times 457\ \text{mm}$) hergestellt, um den Fertigungsaufwand gering zu halten. Für die Messungen musste jeweils nur die passende Variante ausgewählt werden. Alle Schritte der Herstellung wurden auf Serienmaschinen durchgeführt und für die einzelnen Materialien so optimiert, dass gleichbleibende Strukturgrößen gewährleistet waren. Das jeweilige Design enthält Ringresonatoren und verschieden lange Leitungen, versehen mit Übergängen für die Messspitzen (siehe Abschnitt 2.2). Zusätzlich gibt es einen Leerlauf als reflektierendes Element (siehe Abbildung 3.3). Auf einen Kurzschluss wurde verzichtet, weil aus Fertigungsgründen keine Durchkontaktierungen genutzt wurden [MMGZ19].

Da beide Messverfahren Mikrostreifenleitungen nutzen, werden, entsprechend dem elektrischen Feld, verstärkt die senkrechten Eigenschaften der Substrate ausgewertet. Parallele Eigenschaften, die mit koplanaren Leitungen oder ähn-

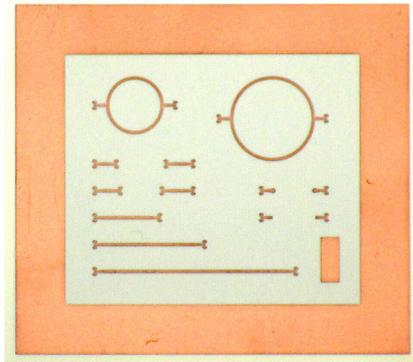


Abbildung 3.3: Messstruktur mit Mikrostreifenleitungen bis 20 mm Länge und Ringresonatoren

lichen Messmethoden mehr berücksichtigt würden, treten in den Hintergrund, z. B. der Einfluss des Glasgewebes in einigen Materialien [RCRA11]. Nichtsdestotrotz können Änderungen der Permittivität, beispielsweise aufgrund von erhöhter Temperatur, gut bestimmt werden.

3.2.1 MTRL-Kalibration

Das Ziel der Messreihe ist die Bestimmung des Verlustes und der effektiven Permittivität $\epsilon_{r,\text{eff}}$ (vgl. Abschnitt 2.1.2). Allerdings sind darin nicht nur die Eigenschaften des Substrats selbst enthalten, sondern beispielsweise auch der Einfluss der Kupferrauigkeit. Der Verlust ist ebenfalls auf verschiedene Ursachen zurückzuführen und wird auf die Länge bezogen, die zugehörige Einheit ist im Folgenden $\frac{\text{dB}}{\text{cm}}$. Neben den dielektrischen Verlusten im Substrat und den thermischen im Kupfer, stammt ein großer Teil von der Rauigkeit des Kupfers. Näheres dazu findet sich in Abschnitt 3.3.3.

Verluste und effektive Permittivität können mit dem Vergleich verschieden langer Leitungen bestimmt werden, im einfachsten Fall reichen dazu zwei. Allerdings treten dann bei Unterschieden, die einem Vielfachen der halben Wellenlänge entsprechen, Mehrdeutigkeiten auf. Lösungsvorschläge zur Umgehung dieses Problems finden sich in der Literatur [DVP87, LN96, CKW⁺06, Fuh13]. Bekannt ist auch, zwei Leitungen mehrfach zu messen, um eine statistische Feh-

lerkorrektur vornehmen zu können [LN96]. Die Vorteile dieser Ansätze lassen sich in dem Kalibrierverfahren MTRL zusammenfassen [Mar91,DJM02]. Dabei werden zwei oder mehr Leitungen gemessen und alle möglichen Kombinationen ausgewertet. Je nach Frequenz und Längendifferenz werden die Ergebnisse gewichtet, sodass aufgrund von Mehrdeutigkeiten ungenaue Werte einen geringeren Einfluss haben. Gleichzeitig werden zufällige Fehler, z. B. beim Aufsetzen der Messspitzen, minimiert. Deshalb gilt die MTRL als eine der genauesten Messmethoden für Verluste und $\varepsilon_{r,\text{eff}}$ [AW13], wenngleich es sich eigentlich um ein Kalibrierverfahren handelt.

In dieser Arbeit wurde die Implementierung der Software WinCal von Cascade Microtech verwendet, die auf dem Algorithmus des National Institute of Standards and Technology (NIST) basiert. Es werden insgesamt sieben verschiedene Leitungen genutzt, darunter die Referenz mit Länge 0 (engl. *thru*). Ansonsten gibt es noch Längen von 420 μm , 620 μm , 1,05 mm, 4,82 mm, 9,83 mm und 20 mm (vgl. Abbildung 3.3).

3.2.2 Ringresonator

Neben der Bestimmung von Verlust und Permittivität mit der MTRL-Kalibration wurden zum Vergleich auch Ringresonatoren ausgewertet. Der verwendete Ring hat einen Durchmesser von $r = 4,55$ mm (der größere in Abbildung 3.3), sodass die 12. Harmonische am nächsten bei 79 GHz liegt. Gespeist wird über eine kapazitive Kopplung, wobei das MTRL-Verfahren aus dem vorherigen Abschnitt mit dem Ende der Mikrostreifenleitung als Kalibrationsebene angewendet wird. Die Leitungsbreiten des Rings entsprechen denen aus Abschnitt 3.2.1.

Jede Resonanz wird in einem Skript automatisiert ausgewertet, der Algorithmus basiert auf [HSL⁺04]. Die effektive Permittivität $\varepsilon_{r,\text{eff}}$ kann hierbei direkt zu [HSL⁺04]

$$\varepsilon_{r,\text{eff}} = \left(\frac{nc_0}{2\pi r f_{\text{res}}} \right)^2 \quad (3.1)$$

berechnet werden, wenn der Index n der Harmonischen bekannt ist. f_{res} gibt die Frequenz für das zugehörige Maximum $s_{21,\text{max}}$ bei der Transmission an.

Zur Bestimmung des Verlustes sind einige weitere Schritte notwendig, zuerst wird die geführte Wellenlänge λ_g in der Mikrostreifenleitung bestimmt [HSL⁺04]:

$$\lambda_g = \frac{c_0}{f_{\text{res}} \sqrt{\epsilon_{r,\text{eff}}}}. \quad (3.2)$$

Mithilfe der Transmission an der Stelle $s_{21,\text{max}}$ kann nun die Güte des unbelasteten Resonators mit [HSL⁺04]

$$Q_0 = \frac{f_0}{\Delta f_{3\text{dB}} (1 - 10^{s_{21,\text{res}}/20})}. \quad (3.3)$$

ermittelt werden, $\Delta f_{3\text{dB}}$ gibt hierbei die 3 dB-Breite an. Damit kann der Verlust [HSL⁺04]

$$\alpha_d = \frac{8,686\pi}{Q_0 \lambda_g} \quad (3.4)$$

berechnet und in $\frac{\text{dB}}{\text{cm}}$ umgerechnet werden. Zur genaueren Bestimmung der Maxima und der zugehörigen Frequenzen wurde die Anzahl der Messpunkte mittels Spline-Interpolation erhöht.

Der Vergleich und die Prüfung der Ergebnisse aus Abschnitt 3.2.1 ist mit den so bestimmten Werten möglich. Weitere Korrekturen, beispielsweise bezüglich der Krümmung der Leitung [TWK⁺14], wurden nicht vorgenommen. Andere Fehler, wie durch den Querschnitt der Leitung, sind identisch mit den Bedingungen bei der MTRL-Kalibration. Einen größeren Einfluss hat bei Materialien mit geringen Verlusten die abgestrahlte Leistung [HT06], die hier ebenfalls unberücksichtigt bleibt, teilweise aber in den Ergebnissen sichtbar ist, insbesondere bei Frequenzen um 100 GHz.

3.2.3 Verschiedene Umweltbedingungen

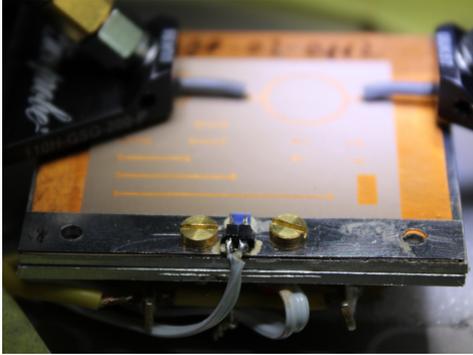
Für die Materialien wurden mindestens sechs Testplatinen nach Abbildung 3.3 verwendet und direkt unter den Umweltbedingungen gemessen oder zuvor entsprechend gelagert. Bis auf wenige Ausnahmen wurden für alle Messungen neue Platinen genutzt. Lediglich bei der langen Feuchtelagerung (85 % lang) wurden die Substrate der initialen Messung teilweise wiederverwendet. Die genauen

Bezeichnung	Lagerung	Lagerdauer	Messbedingung	Bemerkungen
Initial	–	–	Raumtemperatur	
125 °C	–	–	125 °C	Heizplatte
85 % kurz	85 °C, 85 % relative Feuchtigkeit	626...647 h	Raumtemperatur	Messung innerhalb von 30 min
85 % lang	85 °C, 85 % relative Feuchtigkeit	2661...2688 h	Raumtemperatur	Messung innerhalb von 30 min
TWT	–40...125 °C	1000 Zyklen	Raumtemperatur	vorher Lagerung über 25 Monate
150 °C kurz	150 °C	1000 h	Raumtemperatur	Messung nach Abkühlung
150 °C lang	150 °C	2000 h	Raumtemperatur	Messung nach Abkühlung

Tabelle 3.2: Verschiedene Umweltbedingungen mit den entsprechenden Bezeichnungen wie sie in den Abbildungen genutzt werden

Verfahren sind in Tabelle 3.2 zusammengefasst und werden im Folgenden noch genauer erläutert

Die Messungen werden mit dem initialen Zustand bei Raumtemperatur verglichen. Direkt ohne vorherige Lagerung wurde der Einfluss von Hitze bestimmt. Dazu wurden die Platinen auf einen metallischen Träger geklebt und auf eine Platte geschraubt, die mit unterhalb angeklebten Lastwiderständen erhitzt wurde (siehe Abbildung 3.4a). Die Temperatur wurde über ein Pt1000-Element auf der Oberseite bestimmt (in Abbildung 3.4a blau), das an eine Temperaturreguleinheit angeschlossen war. Diese schaltet entsprechend der eingestellten Schwellen und stellt eine Temperatur von etwa 125 °C sicher.



(a) Heizplatte mit Lastwiderständen unterhalb des Substrats



(b) Klimaschrank

Abbildung 3.4: Hilfsmittel für die Umgebungsbedingungen

Die Ausdehnung der Leitungen aufgrund der Erhitzung wurde bei dieser Messung nicht berücksichtigt, sodass $\varepsilon_{r,\text{eff}}$ systematisch fehlerbehaftet ist. Gleichzeitig bleibt dadurch aber die Vergleichbarkeit gewährleistet und der Einfluss auf die Antennen kann besser beurteilt werden, weil sich dort das Material in gleicher Weise ausdehnt. Eine Abschätzung des Fehlers kann bei Kenntnis des Ausdehnungskoeffizienten CTE (x/y) in der Leitungsebene vorgenommen werden. Die ebenfalls auftretende leichte Verbreiterung der Leitung hat dabei nur eine untergeordnete Bedeutung und wird deshalb vernachlässigt (vgl. Gleichung 2.9). Dazu werden die jeweiligen Wellenlängen λ_g bzw. λ'_g sowie die Leitungslängen l und l' mit

$$\frac{\lambda'_g}{\lambda_g} = \frac{l'}{l} \quad (3.5)$$

ins Verhältnis gesetzt. Die gestrichenen Größen geben die Werte während der Messung mit erhöhter Temperatur an, l' gibt also die tatsächliche Länge bei 125 °C an. Eine bessere Schätzung der Permittivität ergibt sich dann mit

$$\lambda_g = \frac{c}{f} \quad (3.6)$$

und Gleichung 2.8 zu

$$\varepsilon'_{r,\text{eff}} = \varepsilon_{r,\text{eff}} \left(\frac{l}{l'} \right)^2. \quad (3.7)$$

Ein typischer Wert für CTE (x/y) ist 20 ppm, sodass sich bei einer Temperaturdifferenz von 100 K eine Änderung von etwa 0,2 % ergibt. Wenn der gemessene, unkorrigierte Wert beispielsweise $\varepsilon_{r,\text{eff}} = 2,50$ wäre, dann betrüge die tatsächliche Permittivität $\varepsilon'_{r,\text{eff}} = 2,49$ [MMGZ19].

Der Einfluss von Feuchtigkeitsaufnahme wurde durch Lagerung in einem Klimaschrank WK 180 der Firma Weiss Umwelttechnik GmbH untersucht (siehe Abbildung 3.4b). Dazu wurde bei einer Temperatur von 85 °C eine relative Luftfeuchtigkeit von 85 % gewählt. Dies entspricht standardisierten Tests in der Automobilbranche, beispielsweise in [Aut14] oder [Zen15]. Im letzten Fall beträgt die Testdauer allerdings nur 24,5 Stunden und soll einer angenommenen, typischen Nutzung entsprechen: 3000 Stunden Stillstand im Zeitraum von 15 Jahren mit 91 % relativer Luftfeuchte bei einer Temperatur von 27 °C. In [Aut14] wird dagegen eine Testdauer von 1000 Stunden angegeben, wobei der Schwerpunkt auf integrierten Schaltkreisen liegt. Der Test im Folgenden ist daran angelehnt und es wurden zwei verschiedene Lagerdauern gewählt: Bei einer kürzeren Messreihe (85 % kurz) waren die Proben zwischen 626 und 647 Stunden im Klimaschrank. Die unterschiedliche Länge liegt darin begründet, dass die Entnahme sukzessive mit dem Fortschritt der Messungen erfolgte. Dadurch konnte gewährleistet werden, dass jeweils nicht mehr als 30 Minuten vergangen waren. Zusätzlich gab es eine längere Lagerdauer zwischen 2661 und 2688 Stunden, die in den Abbildungen mit „85 % lang“ bezeichnet ist. Die Messungen waren dabei durch Oxidation deutlich erschwert, sodass teilweise nur vier der sechs Leitungen für die MTRL-Kalibration genutzt werden konnten.

Als weitere Untersuchungsmethode wurde auf die Lagerung bei hoher Temperatur zurückgegriffen. Dazu wurden Substrate 1000 Stunden (150 °C kurz) bzw. 2000 Stunden (150 °C lang) bei 150 °C gelagert. Auch dabei handelt es sich um eine von AEC und ZVEI genutzte Methode. In [Aut14] sind dabei fest 1000 h vorgegeben, während [Zen15] für die Nachstellung einer beispielhaften Nutzung 1695 h vorschlägt.

Eine für die Aufbau- und Verbindungstechnik wichtige Untersuchung ist der Temperaturwechseltest (TWT). Dazu wird das Objekt im Wechsel mit einer niedrigen und einer hohen Temperatur beaufschlagt. Die Übergangs- bzw. Hal-

tezeiten sind dabei ausreichend groß gewählt, sodass die Temperatur im Material der Anregung folgen kann. Die Dauer wird über die Anzahl der Zyklen bestimmt und war mit 1000 Durchläufen bei $-40\dots 125\text{ }^\circ\text{C}$ ähnlich zu den in [Aut14] und [Zen15] vorgeschlagenen. Zwar ist die Vermutung, dass die Prozedur auf Substrate an sich keine große Auswirkung hat, aber durch die ungleiche Kupferabdeckung auf Ober- und Unterseite können schon in der Platine selbst Spannungen auftreten. Außerdem wird der Einfluss der Temperaturen an sich deutlich und erlaubt den Vergleich mit einer Lagerung bei gleichbleibenden $150\text{ }^\circ\text{C}$.

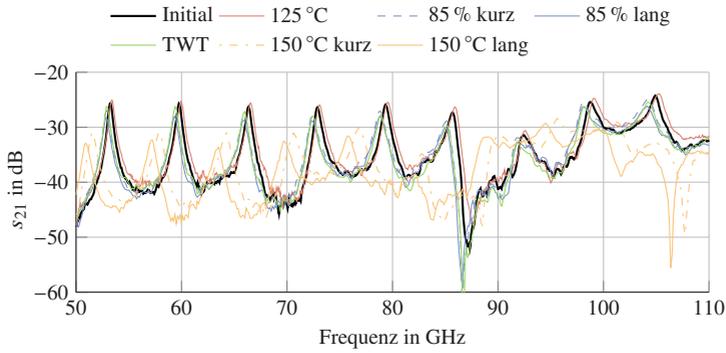
Bei einigen Umweltbedingungen gab es eine Oxidation des Kupfers und Veränderungen am Substrat selbst. Letzteres konnte insbesondere bei den harzbauierten Materialien nach Lagerung bei $150\text{ }^\circ\text{C}$ beobachtet werden, die dunkler, teilweise bräunlich wirkten. Auf das Kupfer hat sich neben der Hitze vor allem die Feuchtigkeit von 85% ausgewirkt. Ein geringerer Einfluss war bei den meisten PTFE-Materialien und dem LCP erkennbar.

3.3 Messergebnisse der Materialuntersuchung

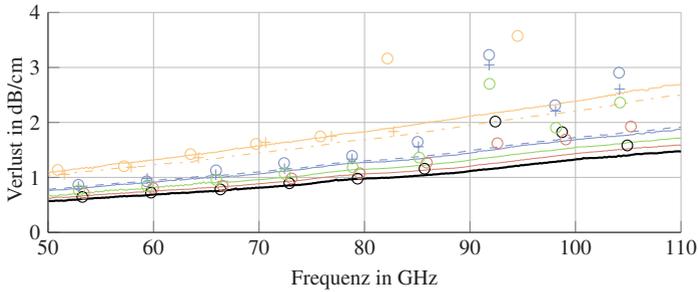
3.3.1 Detaillierte Auswertung am Beispiel Astra MT77

Am Beispiel des Materials Astra MT77 (Harz4) von Isola soll die Auswertung der Messungen verdeutlicht werden. Eine genauere Bewertung hinsichtlich des Einflusses der verschiedenen Umweltbedingungen erfolgt in Abschnitt 3.4.2.

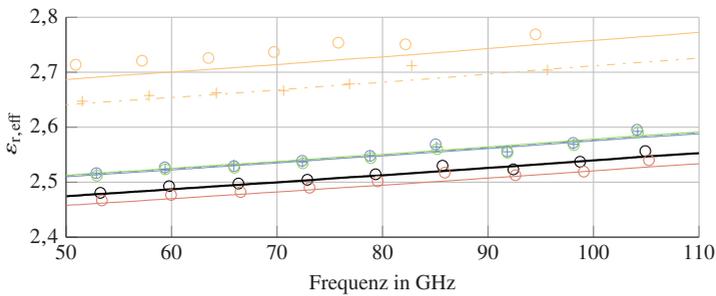
In Abbildung 3.5a sind die Ringresonatormessungen dargestellt, sodass die einzelnen Resonanzen erkennbar sind. Diese werden automatisiert mit den Formeln nach Abschnitt 3.2.2 ausgewertet. Die Ergebnisse sind für den Verlust und die effektive Permittivität $\epsilon_{r,\text{eff}}$ in den Abbildungen 3.5b und 3.5c als Kreise bzw. Kreuze dargestellt. Letztere zeigen die kürzere Lagerdauer, wenn es zwei verschiedene Varianten gibt. Die Auswertung der MTRL-Kalibration ist in den Abbildungen 3.5b und 3.5c mit durchgehenden Kurven dargestellt. Diese folgen direkt aus der Kalibrierung wie in Abschnitt 3.2.1 beschrieben. Die Verluste steigen näherungsweise linear mit der Frequenz, die effektive Permittivität nimmt ebenfalls zu.



(a) Ringresonatormessungen



(b) Verlust nach MTRL (Kurven) und Ringresonatoren (Kreise und Kreuze)



(c) Effektive Permittivität nach MTRL (Kurven) und Ringresonatoren (Kreise und Kreuze)

Abbildung 3.5: Messergebnisse für Isola Astra MT77 (Harz4) unter den verschiedenen Umweltbedingungen über der Frequenz (vgl. [MMGZ19])

Bis 79 GHz zeigt sich eine sehr gute Übereinstimmung zwischen den MTRL-Ergebnissen und den Ringresonatormessungen. Lediglich bei der Lagerung mit 150 °C für 2000 Stunden gibt es geringe Abweichungen. Ab 80 GHz zeigen sich beim Verlust starke Unterschiede, meist führt der Ringresonator zu deutlich größeren Werten. Das ist allerdings nicht plausibel, da die Zunahme von der Tendenz her proportional zu der Frequenz ist. Der Grund für diese Abweichungen ist aus Abbildung 3.5a ersichtlich. Die Resonanzen oberhalb von 80 GHz weisen keine symmetrische Form auf, sondern sind einseitig deutlich breiter, sodass die 3 dB-Bandbreite zu groß scheint. Teilweise ist auch das Minimum nicht so stark ausgeprägt wie in anderen Fällen, z. B. zwischen 99 GHz und 105 GHz. Das kann auch in Simulationen nachvollzogen und deshalb auf systematische Fehler zurückgeführt werden, beispielsweise verstärktes Auftreten von Substratwellen oder Abstrahlung an der Rundung. Deshalb sind in Abschnitt 3.3.4 die Ergebnisse der Ringresonatoren in den Fällen nicht gezeigt, in denen sie außerhalb des dargestellten Bereichs liegen. Bei der effektiven Permittivität $\epsilon_{r,\text{eff}}$ sind diese Abweichungen geringer, da nur das Maximum der Resonanz ausgewertet wird.

Durch die geänderte Permittivität verschieben sich die Resonanzen, wie Abbildung 3.5a zeigt. Deshalb werden auch die zugeordneten Frequenzen in den Abbildungen 3.5b und 3.5c entsprechend angepasst. Das führt dazu, dass in den Gesamtübersichten in Abschnitt 3.3.4 nicht alle Auswertungen bei der gleichen Frequenz liegen. Allerdings sind die Auswirkungen bei kleinen Änderungen von Permittivität und Verlust vernachlässigbar, sodass die prinzipielle Aussage nicht verfälscht wird. Damit die Ergebnisse der beiden Messverfahren vergleichbar sind, richtet sich die Frequenz der Auswertung bei der MTRL-Kalibration nach der Resonanzfrequenz des Ringresonators.

3.3.2 Wiederholbarkeit am Beispiel RO3003

Die Untersuchungen dieses Kapitels betrachten einige Materialien unter verschiedenen Umgebungsbedingungen, wobei für die meisten Fälle unterschiedliche Platinen getestet werden. Die Mehrfachverwendung ist aufgrund der Veränderungen im Material nur eingeschränkt möglich. Nichtsdestotrotz stammen alle aus dem gleichen Fertigungslos, sodass zwischen ihnen keine größeren Unterschiede zu erwarten sind. Da dabei häufig jeweils nur eine einzelne Messung durchgeführt wird, stellt sich jedoch die Frage nach der Wiederholbarkeit, auch

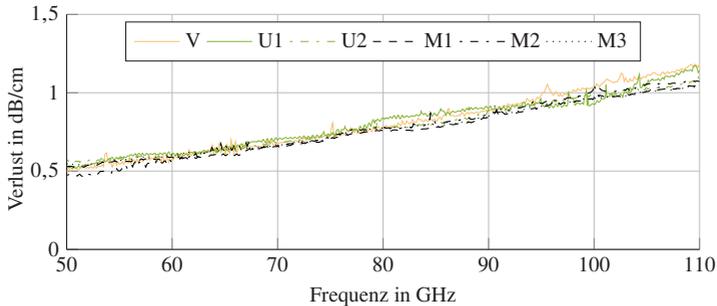
wenn natürlich die Verwendung jeweils mehrerer Leitungen die Fehler schon verringert.

In Abbildung 3.6 werden verschiedene Ergebnisse für das Material RO3003 (PTFE3) von Rogers Corporation dargestellt, allerdings aus mehreren Serien und mit unterschiedlichen Übergängen zwischen Messspitze und Platine. Ausgangspunkt der Untersuchungen war die Messung V, für die eine abweichende Platine mit Durchkontaktierungen bei den Übergängen sowie auf der Unterseite zusätzlich verpresstem FR-4 verwendet wurde. Die Varianten U1 und U2 entstammen einer Testreihe mit verschiedenen Übergängen zur Messspitze, wurden aber nicht zusammen gefertigt. M1, M2 und M3 wurden im gleichen Los wie die Platinen für die Materialuntersuchung hergestellt, M1 und M2 kommen darüber hinaus aus dem gleichen Nutzen. Die Messungen wurden über einen Zeitraum von fast acht Monaten aufgenommen.

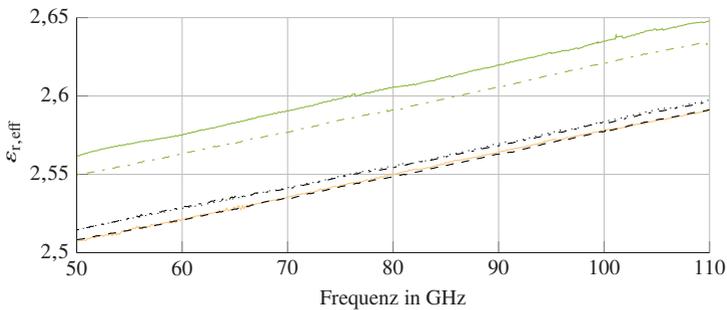
Die Messergebnisse zum Verlust in Abbildung 3.6a zeigen bei 80 GHz Schwankungen zwischen $0,76 \frac{\text{dB}}{\text{cm}}$ und $0,84 \frac{\text{dB}}{\text{cm}}$. Werden nur die Materialien M1 bis M3 betrachtet, reduziert sich der Bereich auf die Hälfte. Die Abweichungen können für die Messergebnisse insgesamt also als vernachlässigbar angesehen werden.

Kritischer sind die Unterschiede bei der effektiven Permittivität in Abbildung 3.6b zu bewerten, wobei hier deutlicher zwischen den verschiedenen Fällen unterschieden werden muss. Die größten Abweichungen zu den anderen Versionen zeigen sich bei den beiden Mustern U1 und U2 aus der Untersuchung der Messspitzenübergänge. Bei 80 GHz liegen die Werte bei $\epsilon_{r,\text{eff}} = 2,59$ bzw. $2,61$, weichen also um $0,02$ voneinander ab. Alle anderen Messungen bewegen sich im Bereich von $2,55$ bis $2,56$. Dennoch sollten diese Abweichungen nicht überbewertet werden, da die Substrate aus verschiedenen Chargen stammen und dazu keine weiteren Informationen bekannt sind. Ein möglicher Einfluss hiervon ist bekannt und muss deshalb in einer Serienfertigung besonders überwacht werden. Nur dann kann sichergestellt werden, dass eine hinreichende Wiederholbarkeit über einen längeren Zeitraum gewährleistet ist.

Bei den Mustern M1 bis M3 treffen diese Bedingungen zu und hier zeigt sich bei der effektiven Permittivität ein Unterschied von deutlich kleiner als $0,01$. Ob die größeren Unterschiede auf das Basismaterial, das Fertigungsverfahren oder die Übergänge zurückzuführen sind, kann hier nicht abschließend geklärt werden, die wahrscheinlichste Ursache ist aber das Substrat selbst. Dies ist für die folgende Materialuntersuchung aber nicht relevant, weil alle Prototypen aus einem



(a) Verlust



(b) Effektive Permittivität

Abbildung 3.6: Vergleich der MTRL-Ergebnisse des Verlustes und der effektiven Permittivität bei teilweise verschiedenen Chargen und unterschiedlichen Endoberflächen

Los stammen. Die dann zu erwartenden Fehler (vgl. M1 bis M3) dürften deshalb deutlich kleiner sein und gegenüber den teils deutlichen Abweichungen unter den verschiedenen Umweltbedingungen nicht ins Gewicht fallen. Das gilt erst recht für den Verlust, dessen Unterschiede bereits in Abbildung 3.6a vernachlässigbar sind. Eine gewisse Vorsicht ist dennoch geboten, weil die Ergebnisse in Abschnitt 3.3.4 auf jeweils einer einzelnen Messung beruhen. Nichtsdestotrotz bestätigt der Blick auf MTRL und Ringresonator sowie der Zusammenhang mit anderen Messungen – beispielsweise zwischen kürzerer und längerer Lagerdauer oder den Materialien der gleichen Klasse – die Zuverlässigkeit der Angaben,

sodass ein Vergleich der Materialien unter den verschiedenen Umwelteinflüssen problemlos möglich ist.

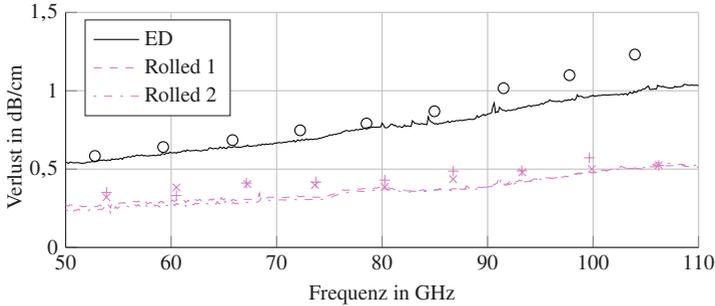
3.3.3 Einfluss der Kupferrauigkeit am Beispiel RO3003

Neben thermischen Verlusten im Kupfer und dielektrischen im Substrat trägt die Rauigkeit des Kupfers maßgeblich zu den Verlusten in einer Mikrostreifenleitung bei, die sich dabei durchaus verdoppeln können [GH17, HRR10, Rog19a]. Demzufolge handelt es sich um einen wesentlichen Einflussfaktor in den Untersuchungen dieser Arbeit, wie in Abschnitt 3.4 noch deutlicher werden wird. Abbildung 3.7 zeigt dazu die Materialien Rogers RO3003 (PTFE3) und PTFE2 im Schnittbild. Letzteres weist eine deutlich geringere Rauigkeit auf, ist aber auch eine neuere Entwicklung. Eine gewisse Rauigkeit ist häufig notwendig, um eine ausreichende Haftung zwischen Substrat und Kupfer sicherzustellen [LHM⁺19].

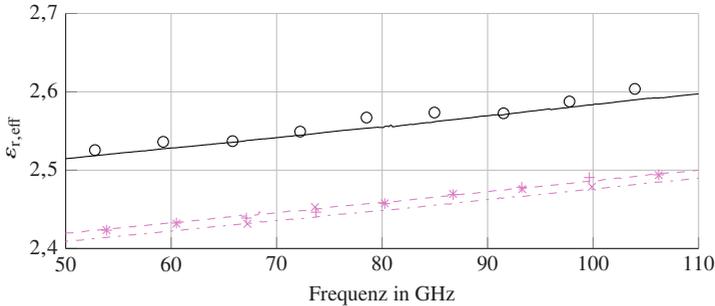


Abbildung 3.7: Schliffbilder von zwei Substraten mit Kupferkaschierungen verschiedener Rauigkeiten [MMGZ19] © 2019 IEEE

Ein einfacher messtechnischer Vergleich ist möglich, wenn das gleiche Substrat mit verschiedenen Kupferarten zur Verfügung steht. Das trifft bei dem Material RO3003 (PTFE3) der Firma Rogers Corporation zu, das in diesem Abschnitt betrachtet wird. Während eine neuere Version gewalztes Material verwendet, nutzt die klassische Variante (nur diese ist in Abbildung 3.7a dargestellt) eine galvanisch hergestellte Folie (engl. *electrodeposited* (ED)). Dazu wird eine langsam drehende Trommel aus Titan als Kathode genutzt, die teilweise in eine Kupferlösung getaucht ist. In dieser befinden sich Kupferelektroden, sodass bei Anlegen einer Spannung elektrolytisch Kupfer auf der Trommel abgeschieden wird und sich die gewünschte Folie ergibt. Diese kann abgenommen werden und hat auf der Trommelseite eine relativ glatte Oberfläche, während die andere Seite eine gewisse Rauigkeit aufweist [Kon14]. Bei RO3003 wird jedoch die



(a) Verlust



(b) Effektive Permittivität

Abbildung 3.8: Einfluss der Kupferrauigkeit am Beispiel des Materials PTFE3 (Kurven nach MTRL, Symbole geben Auswertung der Ringresonatoren an)

glatte Seite weiterbehandelt, bis eine ausreichende Haftung gewährleistet ist (engl. *reverse treating*), und auf das Substrat aufgebracht. Die Rauigkeit R_q beträgt dann etwa $2,8 \mu\text{m RMS}$ [Rog19a]. Der gemessene Verlust bei 80 GHz liegt bei etwa $0,8 \frac{\text{dB}}{\text{cm}}$ und stimmt damit mit den Angaben des Herstellers überein [Rog19b].

Bei gewalzter Kupferfolie (engl. *rolled*) wird ein Kupferstück solange zwischen Walzen mit immer geringerem Abstand geführt, bis die gewünschte Dicke erreicht ist. Die Rauigkeit beträgt hier nur $0,4 \mu\text{m}$ [Rog19a], die zugehörigen Messergebnisse sind in Abbildung 3.8 gezeigt. Der Verlust mit dem gewalzten Kupfer ist etwa halb so groß wie die ED-Variante und erreicht selbst bei 110 GHz

nur knapp über 0,5 dB auf einem Zentimeter Leitungslänge. Gleichzeitig ist die effektive Permittivität $\epsilon_{r,\text{eff}}$ um 0,1 niedriger. Die Ursache für die von der Rauigkeit verursachten Verluste liegen in der Welle, die sich im Übergangsbereich zwischen Kupfer und Substrat ausbreitet und dort zum Teil in dem stärker verlustbehafteten Substrat läuft. Durch den gleichen Effekt wird auch die effektive Permittivität vergrößert [GH17].

3.3.4 Messergebnisse für alle Materialien

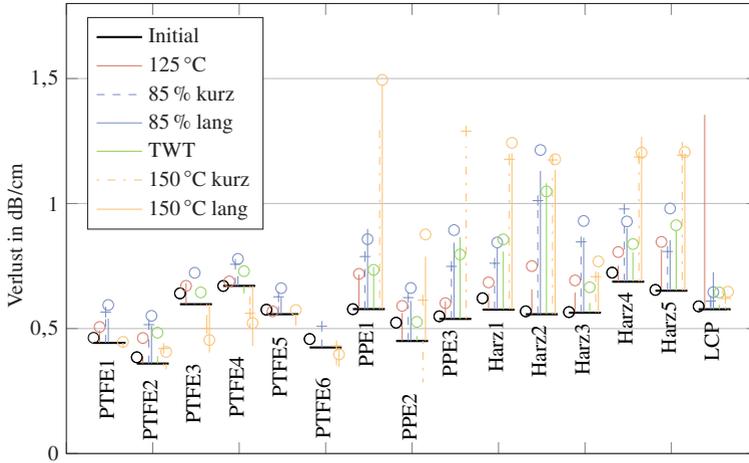
Die Messungen aus Abschnitt 3.2 wurden für die Materialien aus Tabelle 3.1 durchgeführt. Die Ergebnisse sind bei jeweils 60 GHz und 79 GHz dargestellt (siehe Abbildungen 3.9 und 3.10), zusätzlich finden sich die Grafiken für 99 GHz im Anhang A.1. Allerdings zeigen die Messergebnisse nicht genau diese Frequenzen, da die jeweilige Resonanz des Ringresonators zugrunde gelegt wird (vgl. Abschnitt 3.3.1). Ebenfalls sei noch auf die vernachlässigte Längenänderung beim Erhitzen hingewiesen, die aber dem Anwendungsfall entspricht (vgl. Abschnitt 3.2.3).

Für alle Materialien gibt der waagrechte, schwarze Strich die initiale Messung des Materials an, die zugehörige Messung des Ringresonators ist am linken Rand mit einem Kreis gekennzeichnet. Die durch die verschiedenen Umweltbedingungen bzw. Lagerungen verursachten Änderungen werden mit senkrechten Strichen dargestellt. Ausgangspunkt ist jeweils der waagrechte Strich, der Zielpunkt der gemessene Wert der MTRL-Kalibration. Der zugehörige Ringresonator ist auf dem Strich oder seiner Verlängerung markiert. Ein Pluszeichen wird verwendet, wenn es sich um eine Messung nach der kürzeren Lagerung handelt. In allen anderen Fällen wird ein Kreis der entsprechenden Farbe gezeichnet.

3.4 Interpretation der Messergebnisse

3.4.1 Initialzustand

Die Interpretation und Bewertung der Messergebnisse aus Abschnitt 3.3.4 muss immer vor dem Hintergrund der vorgesehenen Anwendung geschehen. Im Folgenden wird hierzu der Schwerpunkt auf einen Radarsensor im Automobilbe-



(a) Verlust

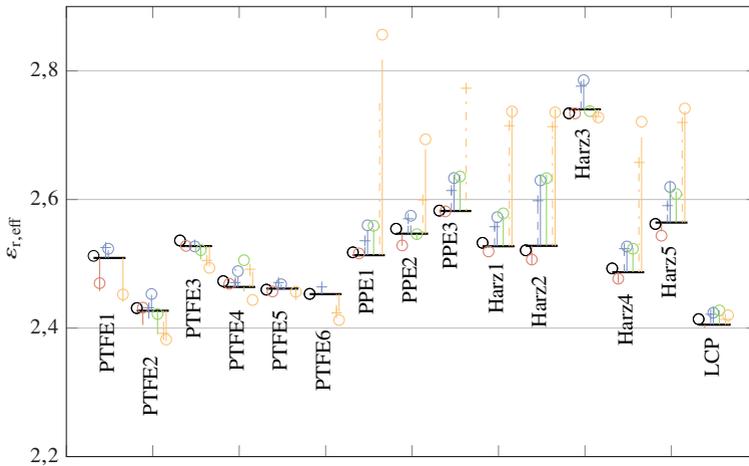
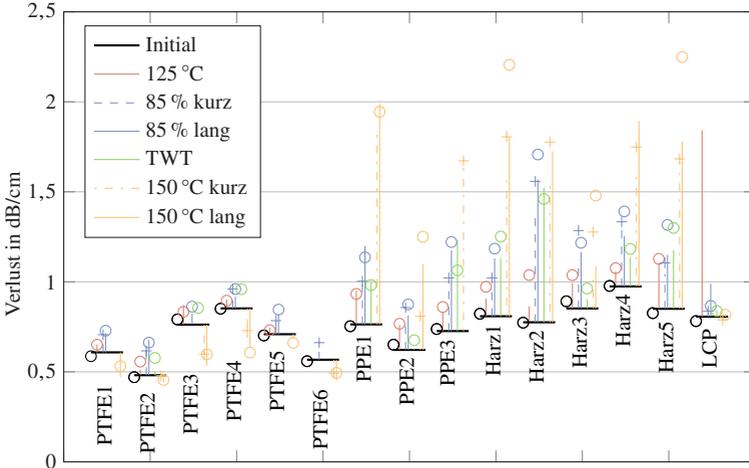
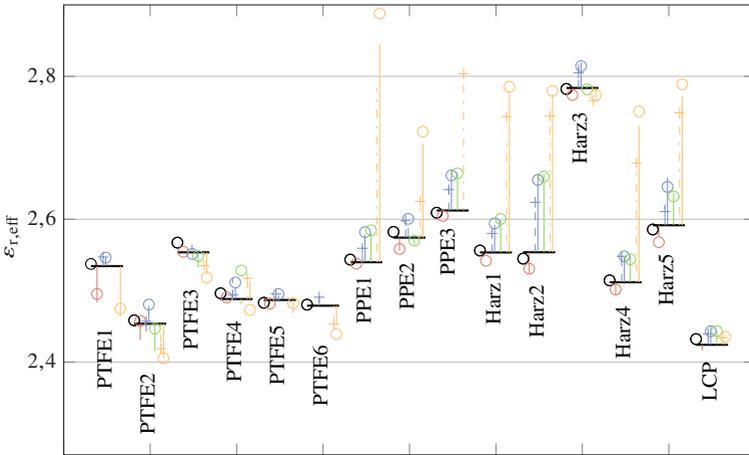
(b) $\epsilon_{r,eff}$

Abbildung 3.9: Messergebnisse für alle Materialien bei ungefähr 60 GHz. Die waagrechten Linien geben das initiale MTRL-Ergebnis an, die senkrechten Striche die Abweichungen bei den verschiedenen Umweltbedingungen. Die Symbole zeigen die Auswertung der Ringresonatoren („+“-Zeichen jeweils kürzere Lagerdauer, Kreise alle anderen)



(a) Verlust



(b) $\epsilon_{r,eff}$

Abbildung 3.10: Messergebnisse für alle Materialien bei ungefähr 79 GHz. Die waagrechten Linien geben das initiale MTRL-Ergebnis an, die senkrechten Striche die Abweichungen bei den verschiedenen Umweltbedingungen. Die Symbole zeigen die Auswertung der Ringresonatoren („+“ Zeichen jeweils kürzere Lagerdauer, Kreise alle anderen)

reich bei 79 GHz gelegt. Es ist allerdings zu beachten, dass in dieser Arbeit nur die Materialien selbst im Kontext einer Mikrostreifenleitungsstruktur vermessen wurden, nicht aber fertige Module. Deshalb können die unterschiedlichen Substrate bzw. die verschiedenen Basistypen vor allem in Bezug auf die prinzipielle Anwendbarkeit für Antennen beurteilt werden. Ihre Eignung für das Aufbringen von Chips wird aber nur am Rande betrachtet, da dazu andere Kriterien angelegt werden müssen. Beispielsweise ist die temperaturabhängige Ausdehnung eine entscheidende Größe, wenn Brüche in den Kontakten vermieden werden sollen. Außerdem ist es hilfreich, wenn die Materialien weich sind. Damit können sie mechanische Spannungen besser aufnehmen, wie sie etwa durch unterschiedliche Ausdehnungskoeffizienten hervorgerufen werden. Das kann aber auch von Nachteil sein, wenn z. B. im Rahmen eines Flip-Chip-Prozesses Druck zum Aufbringen eines ungehäuteten Chips benötigt wird. Deshalb können die vorliegenden Messungen zwar Hinweise auf die hochfrequenztechnische Eignung der Substrate geben, darüber hinaus müssen aber weitere Anforderungen berücksichtigt werden, auch hinsichtlich Preis und Verfügbarkeit. Unbedingt notwendig ist außerdem ein Test des fertigen Moduls. Nichtsdestotrotz können die Ergebnisse dazu dienen, die verschiedenen Materialien bzw. ihre Klassen zu bewerten und auf grundsätzliche Eignung zu untersuchen. Außerdem hilft es, bei auftretenden Problemen Zusammenhänge und Ursachen zu verstehen.

Ein Vergleich zwischen den Ergebnissen und Tabelle 3.1 zeigt, dass die Angaben in den Datenblättern allenfalls ein Anhaltspunkt sein können, jedoch nicht ausreichen, um Antennen im richtigen Frequenzbereich zu entwerfen (vgl. auch Abbildung 3.11). Die Herstellerangaben beziehen sich meist auf Messungen bei 10 GHz, berücksichtigen aber nicht die verwendete Leitungsstruktur. Bei der Permittivität der Materialien PTFE2 bis PPE2 und Harz4 lautet die Angabe jeweils $\epsilon_r = 3$, die Messungen der **effektiven Permittivität** bei 79 GHz liegen aber schon im initialen Zustand in einem Bereich zwischen 2,45 und 2,57 und schwanken damit um mehr als 0,1 (siehe Abbildung 3.10b). Auffällig ist ebenfalls PTFE1, für das nominell $\epsilon_r = 2,6$ gilt, dessen effektive Permittivität aber trotzdem deutlich größer ist als vier der fünf anderen PTFE-Substrate mit einem nominellen Wert von 3. Hervorzuheben ist auch das Material Harz3, das im Datenblatt ein leicht geringeres ϵ_r als Harz1 und 2 hat, aber mit 2,78 einen um etwa 0,2 größeren Wert aufweist.

Das bedeutet allerdings nicht, dass die angegebenen Werte falsch sind. Sie müssen aber im Kontext ihrer Messbedingungen gesehen und beurteilt werden.

Hilfreich sind deshalb zusätzliche Datenblattangaben, die nicht nur das Substrat selbst berücksichtigen, sondern mithilfe von Leitungen bei der Anwendungsfrequenz gewonnen und dann auf eine ersatzweise Permittivität zurückgerechnet werden. Dadurch können dann auch die Auswirkungen der Rauigkeit zwischen Kupfer und Platine berücksichtigt werden, wenngleich der genaue Einfluss nur begrenzt ablesbar ist, da die konkrete Materialzusammensetzung variiert. Bei den PTFE-Materialien haben vor allem PTFE3 und 4 eine verhältnismäßig raue Oberfläche, was sich im Vergleich zu PTFE2, 5 und 6 in einer geringfügig größeren effektiven Permittivität niederschlägt. PPE1 und 2 haben nominell ebenfalls $\epsilon_r = 3$ und effektiv einen leicht höheren Wert als PTFE2 und 4 bis 6. Da insbesondere PPE2 eine verhältnismäßig glatte Kupferoberfläche besitzt, kann hier nur vermutet werden, dass es am Substrat selbst liegt. Die harzbasierten Materialien haben außer Harz4 entsprechend ihrer höheren relativen Permittivität (3,24...3,35) einen größeren Wert. Bei der (effektiven) Permittivität ist der absolute Wert aber nicht so entscheidend, da alle Materialien in einem ähnlichen Bereich liegen (siehe Abbildungen 3.9b und 3.10b) und die Antennen sowieso speziell angepasst werden müssen. Wichtig sind hier vor allem die Änderungen in Abhängigkeit von den unterschiedlichen Umwelteinflüssen, was zu Frequenzabweichungen und damit dem zeitweisen oder dauerhaften Ausfall des Sensors führen kann (siehe Abschnitt 3.4.2).

Bei den **Verlusten** ist das Datenblatt ebenfalls nur begrenzt aussagekräftig, da der angegebene Verlustfaktor lediglich das Material berücksichtigt, die verwendete Kupferfolie und ihre Rauigkeit sowie die weitere Bearbeitung, etwa zur Erhöhung der Haftung auf dem Substrat (engl. *treatment*), aber unberücksichtigt lässt. Selbst innerhalb einer Materialklasse wie PTFE ergibt sich deshalb kein eindeutiges Bild. Die Materialien PTFE3 und 4 haben ein leicht geringeres $\tan \delta$, weisen aber trotzdem einen größeren Leitungsverlust auf. Über alle Materialien gesehen, liegt der Verlust bei 60 GHz (siehe Abbildung 3.9a) zwischen $0,4 \frac{\text{dB}}{\text{cm}}$ und $0,7 \frac{\text{dB}}{\text{cm}}$, bei 79 GHz zwischen $0,5 \frac{\text{dB}}{\text{cm}}$ und $1,0 \frac{\text{dB}}{\text{cm}}$ (siehe Abbildung 3.10a), wobei die Ergebnisse der MTRL-Kalibration zugrunde gelegt sind. Das bestätigt die frequenzabhängige Zunahme der Verluste, wie sie bereits in Abschnitt 3.3.1 beschrieben wurden. Von der Tendenz her liegt der Verlust der PPE-Materialien mit ungefähr $0,7 \frac{\text{dB}}{\text{cm}}$ geringfügig unter dem der harzbasierten Materialien (etwa $0,8 \frac{\text{dB}}{\text{cm}}$ bis $1,0 \frac{\text{dB}}{\text{cm}}$). Eine deutlich größere Schwankungsbreite weist PTFE auf, hier treten Werte zwischen $0,5 \frac{\text{dB}}{\text{cm}}$ und $0,9 \frac{\text{dB}}{\text{cm}}$ auf. LCP befindet sich mit $0,8 \frac{\text{dB}}{\text{cm}}$ in der Mitte. Der Einfluss der Kupferrauigkeit auf die Verluste (vgl.

Abschnitt 3.3.3) zeigt sich bei allen Materialien. PTFE3 und 4 beispielsweise haben eine rauere Oberfläche zwischen Kupfer und Substrat als PTFE2 (siehe Abbildung 3.7), was sich auch in höheren Verlusten niederschlägt. Allerdings ist nicht nur die Rauigkeit entscheidend, wie PPE zeigt. Trotz insgesamt niedrigerer Rauigkeit sind die Verluste mit PTFE vergleichbar, was auf ein höheres $\tan \delta$ zurückgeführt werden kann (vgl. Tabelle 3.1). Gleiches gilt für die harzbasierten Produkte, bei denen lediglich Harz4 eine leicht erhöhte Kupferrauigkeit hat. Hier weisen alle einen Verlust von größer als etwa $0,8 \frac{\text{dB}}{\text{cm}}$ auf. Zudem besitzen die PPE- und Harz-Materialien ein eingelegtes Glasgewebe, das aber seinerseits bereits beim Verlustfaktor $\tan \delta$ berücksichtigt ist.

Bei den Verlusten muss also vor der Entscheidung für ein bestimmtes Produkt eine ausführlichere Untersuchung vorangehen, ob die Funktion einer Antenne gewährleistet werden kann. Leicht unterschiedliche Werte für die Permittivität sind dagegen unproblematisch, da die Designs meist sowieso angepasst werden müssen. Kritisch sind hierbei zu große Änderungen unter den verschiedenen Umgebungsbedingungen, was im folgenden Abschnitt genauer betrachtet wird.

3.4.2 Einfluss der verschiedenen Umweltbedingungen

Die verschiedenen Umwelteinflüsse werden anhand der in Abschnitt 3.2.3 eingeführten Messungen untersucht. Jedoch ist es notwendig, für den konkreten Anwendungsfall zu prüfen, ob diese Methoden geeignet sind. Beim hier betrachteten Automobilradar ist beispielsweise eine Funktionsfähigkeit bis 125°C gefordert, sodass die Abweichungen bei dieser Temperatur keine Fehlfunktionen verursachen dürfen. Werden für andere Systeme beispielsweise maximal 85°C benötigt, kann die höhere Temperatur dagegen nur ein Indiz sein und es sind unter Umständen abweichende Untersuchungen notwendig. Anders verhält es sich bei der Feuchtelagerung und dem Temperaturwechsellast. Zwar muss ein Radar in einem Kraftfahrzeug auch im Rahmen der dort gegebenen Umweltbedingungen einwandfreie Ergebnisse liefern. Nichtsdestotrotz fordern diese beiden Untersuchungen extreme Bedingungen bzw. Zyklen, die in der Praxis in dieser Form nicht auftreten. Das Ziel ist hier, die Auswirkungen einer längeren Betriebsdauer abzuschätzen und eine beschleunigte Alterung darzustellen [Zen15, Ald18]. Bei der Lagerung in Hitze („ 150°C kurz“ und „ 150°C lang“) werden dagegen die Grenzen des normalen Betriebs überschritten. Auch wenn der Test in [Aut14] und [Zen15] vorgesehen ist, heißt das nicht, dass ein

geeigneter Vergleich möglich ist, da bei der erhöhten Temperatur zusätzliche chemische oder physikalische Prozesse im Substrat auftreten können. Umgekehrt schließt eine nachgewiesene Funktionalität bei härterer Bedingung (z. B. größere Hitze) eine geringere mit ein.

In den Abbildungen 3.9a und 3.10a zeigen die PTFE-Substrate tendenziell die geringsten Änderungen beim **Verlust**, während sich der Temperaturwechseltest sowie Feuchte- und vor allem Hitzelagerung sehr deutlich auf die PPE- und harzbasierten Materialien auswirken. Bei letzteren erhöht sich der Verlust nach Beaufschlagung mit 85 % Luftfeuchtigkeit bei 79 GHz um mindestens $0,2 \frac{\text{dB}}{\text{cm}}$ (Ausnahme PPE2, kurze Lagerdauer), bei Harz2 sogar auf $1,6 \frac{\text{dB}}{\text{cm}}$. Im Fall von PTFE und LCP ergeben sich nur geringfügige Änderungen um maximal $0,2 \frac{\text{dB}}{\text{cm}}$. Der Temperaturwechseltest hat bei vielen Materialien (PPE1 und 3, Harz1, 2 und 5) ähnliche Auswirkungen wie die Messung mit der aufgenommenen Feuchtigkeit, obwohl die Umweltbedingungen an sich nicht vergleichbar sind. PPE2 und Harz3 haben dagegen nur geringfügig erhöhte Werte. Bei PTFE zeigen die in dieser Konfiguration gemessenen Materialien PTFE2, 3 und 4 beim Verlust nahezu keine Änderung gegenüber dem Initialzustand, gleiches gilt für LCP.

Bei LCP hat die erhöhte Temperatur von 125°C mehr als eine Verdopplung der Verluste zur Folge, wohingegen bei allen anderen Materialien der Einfluss geringer als die Feuchtelagerung ist. Allerdings muss hierbei beachtet werden, dass diese Temperatur bei vielen Anwendungen direkt auftreten kann, während die anderen Tests eine beschleunigte Alterung simulieren. Bei PTFE verringert die Lagerung bei 150°C die Verluste sogar leicht. Der Betrag der Änderung ist insgesamt vergleichbar mit den Auswirkungen der Feuchtigkeit, wengleich die Verbesserung bei PTFE3 und 4 am deutlichsten ausfällt und die Zunahme nach Beaufschlagung mit 85 % relativer Feuchte bei PTFE2 am größten ist. Unter den PPE-Materialien schneidet PPE2 am besten ab, die Feuchtigkeit hat eine Verschlechterung um ca. $0,2 \frac{\text{dB}}{\text{cm}}$ zur Folge (siehe Abbildung 3.10a). PPE1 und PPE3 weisen dabei sowohl bei der Feuchte- als auch der Hitzelagerung doppelt so große Änderungen bis hin zu einem Verlust von insgesamt fast $2 \frac{\text{dB}}{\text{cm}}$ bei 79 GHz auf. Lediglich bei der direkten Messung mit 125°C ist PPE3 leicht besser als die anderen beiden Materialien.

Die Substrate Harz1 bis 6 zeigen bei Messungen unter erhöhter Temperatur ein ähnliches Verhalten wie die PPE-Materialien, nur Harz5 hat eine stärkere

Verschlechterung um $0,2 \frac{\text{dB}}{\text{cm}}$ bei 60 GHz bzw. $0,3 \frac{\text{dB}}{\text{cm}}$ bei 79 GHz. Eine deutliche Erhöhung des Verlustes verursacht bei PPE und den harzbasierten Substraten die Lagerung bei 150°C . Nach 1000 Stunden betragen die Werte für Harz1, 2, 4 und 5 zwischen $1,5 \frac{\text{dB}}{\text{cm}}$ und $1,7 \frac{\text{dB}}{\text{cm}}$, nach 2000 Stunden steigen sie auf bis zu $1,9 \frac{\text{dB}}{\text{cm}}$. Dieser weiter zunehmende Verlust ist bei der längeren Lagerdauer für alle Materialien typisch, wobei die Änderung in den meisten Fällen nicht mehr so stark wie bei der kürzeren Variante ausfällt. Dies gilt auch für die Feuchtigkeit, bei der die Einwirkdauer auf die vierfache Zeit erhöht wurde, aber offensichtlich eine Sättigung eintritt.

Bei den Auswirkungen der verschiedenen Umweltbedingungen auf die **effektive Permittivität** sticht PTFE5 positiv heraus, da es die kleinsten Änderungen zeigt. Die Variation liegt bei maximal 0,03 für 79 GHz und ist damit noch geringfügig besser als LCP. Als nächstes kommen die anderen PTFE-Materialien mit Differenzen bis 0,08. Die größte Abweichung vom initialen Zustand wird dabei jeweils von der Hitzelagerung verursacht, deren Aussagekraft für den konkreten Anwendungsfall besonders abgeschätzt werden muss. Werden nur die anderen Umwelteinflüsse betrachtet, fallen außer bei den Materialien PTFE1 und 4 die Unterschiede deutlich geringer aus. Ohne Betrachtung der Hitzelagerung weist PPE ähnliche oder bessere Eigenschaften wie PTFE1 und 2 auf. Die Differenz liegt bei maximal 0,06 für 79 GHz. Damit vergleichbar sind auch die meisten harzbasierten Substrate, lediglich bei Harz2 führt auch die feuchte Umgebung schon zu einer deutlich größeren Zunahme der effektiven Permittivität. Qualitativ lässt sich der Anstieg mit der Wasseraufnahme erklären ($\epsilon_r \approx 9$ bei 80 GHz und 20°C [JW04]). Eine quantitative Korrelation zwischen der Feuchtigkeitsaufnahme nach dem Datenblatt und der Zunahme der effektiven Permittivität konnte dagegen nicht gefunden werden [MMGZ19].

Während die Auswirkungen der Feuchtelagerung die Werte bei allen Substraten ansteigen lassen, ergibt sich für die Hitzelagerung kein einheitliches Bild. Bei den meisten PTFE-Materialien sinkt die Permittivität bei der Messung, während die anderen – außer Harz3 – eine Zunahme aufweisen. Diese Änderungen fallen bei PTFE und LCP moderat bis sehr gering aus, erreichen aber bei den PPE- und Harz-Materialien bis zu 0,31. Negativ sticht PPE1 heraus, etliche andere erreichen allerdings auch mehr als 0,2 (Harz1, 2, 4), lediglich Harz3 weist diesbezüglich keine ungünstigen Ergebnisse auf. Der Temperaturwechseltest liefert – wie bereits bei den Verlusten – in vielen Fällen der Feuchtelagerung ähnliche Werte, bei PTFE ergibt sich erneut eine Abnahme der effektiven Permittivi-

tät. Im Vergleich zur Hitzelagerung bei 150 °C ist die maximale Temperatur mit 125 °C niedriger und tritt aufgrund der Zyklen nur zeitweise auf. Deshalb sind die Auswirkungen auf die Ergebnisse zwar ähnlich, aber deutlich weniger ausgeprägt.

Zwischen Änderung der Permittivität und Zunahme der Verluste lassen sich häufig ähnliche Tendenzen erkennen. Dies gilt insbesondere für die Lagerung bei Feuchtigkeit, wo die Wasseraufnahme einen klar erkennbaren Effekt zufolge hat, der sich gleichermaßen auf beide Größen auswirkt. Die Hitzelagerung korreliert ebenfalls, während sich bei 125 °C große Unterschiede zeigen und keine Verbindung zwischen stärkerem Verlust und geänderter Permittivität abgeleitet werden kann. Das wird beispielsweise bei den Materialien PTFE1, PPE1 oder Harz3 deutlich, wo jeweils eine Größe gegenüber dem Anfangszustand nahezu gleich bleibt, die andere aber merkliche Veränderungen aufweist. Am stärksten sind sie bei LCP mit fast unveränderter Permittivität, aber doppelt so großem Verlust.

3.4.3 Fazit

Die Materialien weisen selbst für einen bestimmten Materialtyp sehr unterschiedliche Eigenschaften auf, auch wenn es teilweise Tendenzen gibt. Das ist allerdings nicht verwunderlich, da sich vieles im Detail versteckt und die Einzelheiten der Substrate und ihrer Herstellung nicht bekannt sind. Deshalb ist es schwierig, eine allgemeine Aussage zu treffen, sodass im Einzelfall entschieden werden muss, mit welchem Material das gewünschte Ergebnis erzielt werden kann. Neben den Kosten müssen dabei auch noch weitere Faktoren berücksichtigt werden, z. B. der Aufwand für die Verarbeitung oder bei Bedarf die Möglichkeit einer Flip-Chip-Montage.

Bei Betrachtung der hochfrequenztechnischen Eigenschaften liefert PTFE die besten Ergebnisse. Allerdings steht dem ein größerer Aufwand bei der Fertigung gegenüber, z. B. wegen der Notwendigkeit einer Plasmabearbeitung für die Herstellung der Durchkontaktierungen. Außerdem ist das Material kaum für Flip-Chip-Montage geeignet, da es sehr weich ist.

Die harzbasierten Materialien weisen zum größten Teil bereits nach der Lagerung bei 85 % Luftfeuchtigkeit eine deutliche Änderung der Permittivität auf und sind deshalb kritisch zu bewerten, insbesondere auch vor dem Hinter-

grund des großen Einflusses einer Lagerung bei 150 °C. Differenzierter sind die PPE-Materialien und Harz3 zu bewerten. Dort lohnt sich möglicherweise eine genauere Untersuchung vor dem Hintergrund der konkreten Anwendung, vor allem, wenn die Hitzelagerung kein obligatorischer Test ist.

Interessant ist aber auch LCP, das bei der Permittivität nur geringe Änderungen erfährt. Bezüglich einer Antennenanwendung ist lediglich der große Verlust bei erhöhter Temperatur kritisch. Möglicherweise kann dieser durch entsprechende Anpassung der Leistung ausgeglichen werden, sofern die Auswirkungen in der Antenne nicht zu groß sind.

Letztlich muss immer für den speziellen Fall eine genaue Untersuchung und Abschätzung erfolgen, die alle notwendigen Gegebenheiten bezüglich der Alterung bzw. der dazu vorgesehenen Tests berücksichtigt (z. B. in [Aut14]). Je strenger die Anforderungen sind, desto kritischer ist die Materialauswahl bzw. umso breitbandiger muss ein geeignetes Antennenkonzept sein (siehe Abschnitt 5.4).

3.5 Materialien für die weitere Arbeit

3.5.1 Auswahl von Materialien

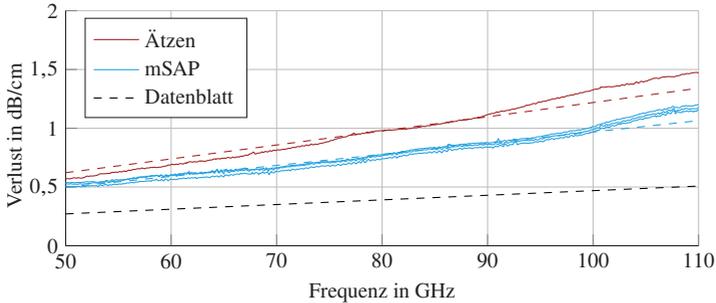
Für die weitere Arbeit war ein Material auszuwählen, mit dem die Antennenprototypen hergestellt werden konnten. Aufgrund des Fertigungsverfahrens (vgl. Abschnitt 3.1.2) musste für die Herstellung der Antennen ein nur halb-ausgehärtetes Substrat (engl. *prepreg*) verfügbar sein, das unter Hitze und Druck mit Kupferfolien und weiteren Lagen verpresst werden konnte. In dieser Form sind nur wenige Materialien aus Tabelle 3.1 verfügbar, sodass auf eines mit akzeptablen Ergebnissen zurückgegriffen werden musste. Die Randbedingungen aus dem Projekt KoRRund erforderten letztlich die Nutzung des Materials Isola Astra MT77 (Harz4). Es zeigen sich zwar verhältnismäßig große Verluste, aber zumindest innerhalb dieser Materialklasse liegen die Ergebnisse für die Permittivität bei 125 °C und nach Feuchtelagerung im akzeptablen Bereich. Um einen Vergleich mit anderen Materialien zu haben, wurde aus den anderen Klassen jeweils ein Material für simulative Untersuchungen ausgewählt. Dabei handelt es sich um PTFE2, PPE2 und LCP. Die Dicke des Substrats ist in dieser Arbeit

zu 127 μm gewählt, was bei 80 GHz einen guten Kompromiss zwischen den Anforderungen von Antennen und Leitungen darstellt.

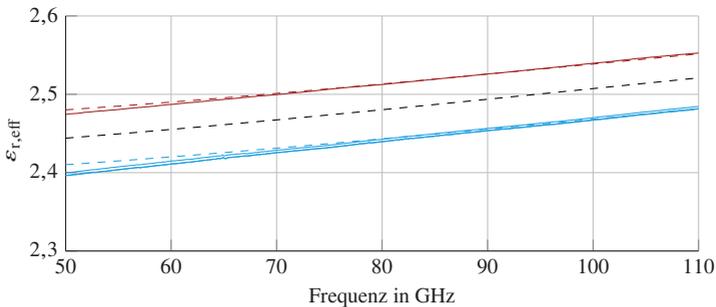
3.5.2 Extraktion von Materialparametern

Bisher wurden die Ergebnisse immer mit Verlust pro Leitungslänge und der effektiven Permittivität angegeben. Für die Simulation und den Entwurf von Antennen mit Softwaretools muss aber auf die eigentlichen Materialparameter zurückgerechnet werden. Es handelt sich dabei um Permittivität ϵ_r und Verlustfaktor $\tan \delta$ des Substrats sowie die Rauigkeit des Kupfers. Die Verluste pro Längeneinheit werden vor allem von den beiden letzten Werten beeinflusst, während die effektive Permittivität sowohl von der des Substrats als auch der Kupferrauigkeit beeinflusst wird. Der Verlustfaktor $\tan \delta = 0,0017$ für Astra MT77 wurde aus dem Datenblatt entnommen, während Rauigkeit und Permittivität bei einer simulierten Mikrostreifenleitung solange angepasst wurden, bis $\epsilon_{r,\text{eff}}$ und Verlust bei 80 GHz mit der Messung übereinstimmten (siehe Abbildung 3.11). Eine Endoberfläche auf dem Kupfer wurde bei den Antennen größtenteils nicht genutzt und musste deshalb nicht berücksichtigt werden. Die gezeigten Daten sind in CST Studio Suite den gemittelten Ergebnissen zu den Toren 1 und 2 entnommen. Bei mSAP werden drei Messungen der gleichen Platine gezeigt, die über einen Zeitraum von 26 Tagen aufgenommen wurden und die gute Wiederholbarkeit der MTRL bestätigen (vgl. Abschnitt 3.3.2).

Zum Vergleich sind die Simulationsergebnisse gezeigt, wenn die Datenblattangaben direkt übernommen werden. Dabei fällt der deutlich geringere Verlust auf, was zeigt, wie wichtig die Berücksichtigung der Rauigkeit ist. In CST Studio Suite wird dazu für die Modellierung die Betrachtung nach Gold verwendet [GH17], bei dem der Übergang zwischen Metall und Dielektrikum mithilfe eines Gradienten beschrieben wird. Dieser ergibt sich direkt aus der Oberflächenstruktur und kann damit theoretisch anhand von Messungen, beispielsweise mit einem Rasterelektronenmikroskop, bestimmt werden [GH17]. In dieser Arbeit wurde die Rauigkeit jedoch, ausgehend von den Messergebnissen, geschätzt. Die genauen Werte unterscheiden sich in Abbildung 3.11 zwischen dem Ätzen und mSAP aufgrund der verschiedenen Fertigungsverfahren (vgl. Tabelle 3.3).



(a) Verlust



(b) Effektive Permittivität

Abbildung 3.11: Vergleich zwischen Messungen (—) und den Leitungsparametern aus der Simulation (---) für Ätzen und mSAP. Dabei handelt es sich um angepasste Werte, während sie im dritten Fall direkt aus dem Datenblatt entnommen und ohne Kupferrauigkeit simuliert wurden. Bei mSAP sind mehrfache Messungen der gleichen Platine dargestellt

Das Feld einer Mikrostreifenleitung trifft auf unterschiedliche Oberflächen und ist überdies von der Leiterbahnbreite abhängig. Bei schmalen Leitungen ist der Einfluss der Kanten größer als bei breiteren, wo das Feld stärker im Dielektrikum konzentriert ist. Deshalb ergibt sich aus den Simulationen eine effektive Kupferrauigkeit, die von der konkreten Struktur abhängt [LHM⁺19]. Weil in dieser Arbeit keine genaue Unterscheidung der einzelnen Effekte getroffen wird, hängt auch die geschätzte Permittivität von dem Gesamtaufbau ab. Nichtsdestotrotz ist es dadurch mit geringem Aufwand möglich, sowohl Verluste als auch

Herstellung	Umweltbedingung	Messung		Simulation		
		$\epsilon_{r,\text{eff}}$	Verlust in $\frac{\text{dB}}{\text{cm}}$	ϵ_r	R_q in μm	$\tan \delta$
Ätzen	Initial	2,51	1,0	2,91	0,71	0,0017
	125 °C	2,49	1,1	2,89	0,71	0,0026
	85 % lang	2,55	1,3	2,96	0,71	0,0044
	TWT	2,55	1,2	2,96	0,71	0,0033
	150 °C lang	2,73	1,8	3,20	0,71	0,0089
mSAP	Initial	2,44	0,8	2,86	0,51	0,0017

Tabelle 3.3: Gemessene Materialeigenschaften und mittels Simulation extrahierte Parameter bei 80 GHz für das Material Astra MT77

dielektrische Eigenschaften nachzubilden und passende Simulationen durchzuführen. Bei zu großen Abweichungen der Resonanzfrequenz einer Antenne kann es aber trotzdem zu besseren Ergebnisse führen, wenn die Parameter anhand dieser Messungen optimiert und an die Strukturen angepasst werden. Die ermittelten Werte für die Antennen in Abschnitt 5 sind in Tabelle 3.3 angegeben.

Auffallend ist der niedrigere Verlust bei mSAP, was sich auf die verwendete, glattere Kupferfolie zurückführen lässt. Damit einher geht eine kleinere extrahierte Permittivität, wobei das bei der Fertigung nach Messungen des Lieferanten durchschnittlich 133 μm dicke Substrat zugrunde gelegt wird. Andere Einflüsse könnten durch Haftvermittler bei dem fertigen Substrat auftreten, die hier ebenfalls unberücksichtigt bleiben.

Zum Vergleich von Antennen unter verschiedenen Umweltbedingungen werden für ausgewählte Materialien die Materialparameter extrahiert. Dazu werden Werte in den Simulationen solange angepasst, bis die effektive Permittivität und der Verlust dem gemessenen Initialzustand entsprechen, wobei $\tan \delta$ aus dem Datenblatt entnommen ist. Für die weiteren Umweltbedingungen wird dann die Rauigkeit als mechanische Größe nicht mehr verändert. Variiert wird stattdessen zusätzlich der Verlustfaktor des Materials, weil sich dieser durch die

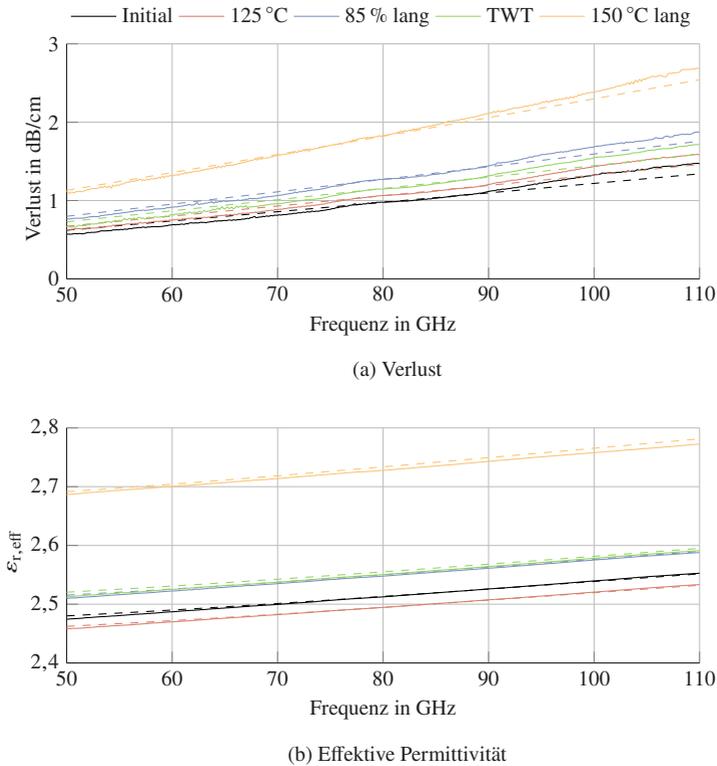


Abbildung 3.12: Vergleich zwischen gemessenen Werten (—) und den mittels Simulationen extrahierten Materialparametern der verschiedenen Umweltbedingungen (---)

unterschiedlichen Einflüsse verändern kann. Die so ermittelten Werte werden in Abbildung 3.12 mit den gemessenen Werten verglichen.

Außer dem bei der Herstellung genutzten Material werden bei der Beurteilung der Antennen unter verschiedenen Umweltbedingungen zusätzlich PTFE2, PPE2 und LCP betrachtet. Die Ermittlung der zugehörigen Materialparameter wurde wie bei Astra MT77 vorgenommen. Sie werden in Abschnitt 5.4 für die Simulationen der Antenne herangezogen.

4 Kapazitiv gekoppelte Streifenleitungsantennen

Das folgende Kapitel stellt das Konzept einer kapazitiv gekoppelten Streifenleitungsantenne vor, führt die zugehörigen Designmethoden ein und gibt verschiedene Entwurfsbeispiele. Teile davon haben die Darstellungen in den Veröffentlichungen [MMK⁺20] und [MKB⁺21] als Grundlage.

Heute werden in Radarsystemen für Automobilanwendungen meist Streifenleitungsantennen eingesetzt [Men16], die nur eine HF-Substratlage oberhalb der Massefläche benötigen. Weitere Lagen für Versorgungsspannungen und Signale liegen darunter, wofür auf günstigere FR4-Materialien zurückgegriffen werden kann. Problematisch ist dabei heute oft die geringe Bandbreite. Das trifft vor allem dann zu, wenn – wie häufig in den Radaren – seriell gespeiste Antennengruppen genutzt werden, um einen ausreichenden Gewinn zu erzielen [FJBW00, YWY⁺17, WW18, LLH17, AGN⁺15]. Hervorzuheben ist die Veröffentlichung [KRL⁺19], in der auf einem einlagigen LCP-Substrat mit einem Array eine Bandbreite von 6 GHz zumindest bei der Anpassung erreicht wird, allerdings beträgt diese teilweise nicht ganz 10 dB.

Mit einem einzelnen Patch kann eine größere Bandbreite erreicht werden, z. B. durch seitlich gelegene, parasitäre Elemente. Daraus kann eine Antennengruppe zusammengesetzt werden [Vas20] oder eine davor angebrachte Linse sorgt für ausreichenden Gewinn. Mit letzterer steigt allerdings die Größe des Systems und das zusätzliche Bauteil verursacht Kosten. Auf diese Weise wurde ein Gewinn von 25 dBi über 4 GHz erreicht [BKG07, HTS⁺12]. Wenn weitere HF-Lagen zur Verfügung stehen, können die zusätzlichen Elemente auch in andere Lagen verschoben werden und auf diese Weise die Bandbreite verbessern.

Ein anderer mehrlagiger Ansatz wird in [SWV17, SSJ⁺18] verfolgt. Dort wird in LTCC-Technologie (engl. *low temperature cofired ceramic*) eine Art Horn realisiert, das senkrecht zum Substrat abstrahlt. In jeder Lage befinden sich die Durchkontaktierungen zur Nachbildung eines senkrechten Wellenleiters etwas

weiter außen als in der darunterliegenden, sodass sich ein immer größerer Querschnitt innerhalb der Platine ergibt. Oben wird die Abstrahlung zusätzlich von einem parasitären Element unterstützt. Eine ähnliche Idee verfolgen Antennen mit Kavitäten, beispielsweise in [VRW15]. Jedes Element auf dem $254\ \mu\text{m}$ dicken Rogers-RO3003-Substrat besteht aus einem Schlitz, der von Durchkontaktierungen umgeben ist. Darunter befindet sich ein zweites Substrat, auf dem die Speiseleitungen verlaufen und durch einen Schlitz in der dazwischenliegenden Masse in die obere Lage koppeln. Gezeigt wird ein Array von vier Elementen mit passender Bandbreite. Nachteil sind hier die beiden Substratlagen, zu denen in der Praxis noch eine dazukommen würde: Die unterste Metalllage enthält die Speiseleitung, weshalb noch eine durchgehende Masse ergänzt werden müsste, um die Elektronik auf der Rückseite abzuschirmen.

Vom Lagenaufbau her meist ähnlich sind die Antennen, die aus einem Gitter von $\frac{\lambda_g}{2}$ langen Elementen bestehen. In [KPLW14] wird damit eine Bandbreite von 8 GHz mit einer Anpassung besser als 10 dB erreicht. Mit einem einlagigen Aufbau wurde in [FBM⁺11] gearbeitet, wobei hier zwar eine gute Anpassung vorliegt, der Gewinn aber deutlich schmalbandiger ist.

Einen etwas anderen Ansatz nutzen *substrate integrated waveguides* (SIW), die einen Rechteckhohlleiter innerhalb eines Substrats nachbilden. Dabei wird mittels seitlicher Durchkontaktierungen und Metalllagen ober- und unterhalb ein Wellenleiter geformt, der mit abstrahlenden Schlitzen versehen werden kann [SOM11, BM13, WHC14]. Insgesamt ist diese Struktur komplizierter und benötigt dickere HF-Substrate. Direkt aus Metall werden *gap waveguides* realisiert, deren Strukturen eine Ausbreitung nur innerhalb der vorgesehenen Wege ermöglichen und den Vorteil geringer Verluste haben. Die Abstrahlung wird auch hier über Schlitze erreicht, die von der speziellen Leitungsform gespeist werden [HBE19].

Nachteilig sind bei den vorgestellten Antennen meist die geringe Bandbreite bzw. zu große Schwankungen beim Gewinn über der Frequenz oder ein verhältnismäßig komplizierter Aufbau. Wünschenswert wäre eine vergrößerte Bandbreite bei nur einer Substratlage. Gegenüber der direkten Speisung eines Patches mit Inset oder einer $\frac{\lambda}{4}$ -Anpassleitung, wächst die Bandbreite bei Kopplung durch einen Schlitz in der Masseleitung. Hier begrenzt also oft nicht das Element selbst, sondern die Anbindung an die Leitung, den Frequenzbereich. Ein guter Ansatz können deshalb kapazitiv gekoppelte Antennen sein, bei denen Resonator und Speiseleitung in der gleichen Ebene liegen [MOJ03, KV10, WZF11]. Al-

lerdings handelt es sich dabei nur um einzelne Elemente, sodass der Gewinn für viele Anwendungen zu niedrig ausfällt. Ein Array aus solchen kapazitiv gekoppelten Elementen entlang der Speiseleitung wurde in [JWH81] beschrieben. Der Abstand zwischen den Resonatoren entspricht der geführten Wellenlänge λ_g , sodass sich bei der passenden Frequenz eine konstruktive Überlagerung ergibt. Andernfalls sorgen die unterschiedlichen Phasen für Auslöschung [ZZP17]. Gegenüber einer seriell gespeisten Streifenleitungsantenne kann die Bandbreite dadurch bereits vergrößert werden. Die Ergebnisse einer solchen Antenne sind in Abschnitt 4.3.1 beschrieben.

In der vorliegenden Arbeit werden zusätzliche Elemente ergänzt, die leicht in der Frequenz verschoben sind. Etwas Vergleichbares wird in den Veröffentlichungen [ZZP17] und [ZZPX17] genutzt, allerdings mit einem anderen Ziel. Dort geht es um die Filterwirkung dieser Strukturen und die Abstrahlung von zwei verschiedenen, unabhängigen Frequenzbereichen (engl. *filtenna*). Dagegen werden die Resonanzen im Folgenden durch einen geringen Frequenzunterschied so kombiniert, dass sich die abgestrahlte Bandbreite vergrößert. Werden die Elemente entlang der Leitung abwechselnd mit niedrigerer und höherer Frequenz angeordnet, kann durch geeignete Positionierung erreicht werden, dass sich die Signale konstruktiv überlagern.

In Abschnitt 4.1 werden zuerst ein einzelnes Element und seine Modellierung in Matlab beschrieben. Prinzip und Entwurfsverfahren für die Kombination zu einem Array beschreibt Abschnitt 4.2. Abschließend werden mehrere Versionen der auf dieser Idee bzw. der Methodik basierenden Antennen vorgestellt (siehe Abschnitt 4.3).

4.1 Einzelement

4.1.1 Patch als Resonator und abstrahlendes Element

Die im Rahmen dieser Arbeit entwickelte Antenne nutzt kapazitiv gekoppelte Elemente (siehe Abbildung 4.1a), die in einem Array angeordnet sind. Die Kenntnis dieser Bausteine erlaubt ihre Beschreibung mit nur wenigen Parametern und ermöglicht damit einen verhältnismäßig einfachen Entwurf in Matlab. Da die Eigenschaften des Gesamtsystems ohne Einsatz eines 3D-Feldsimulators

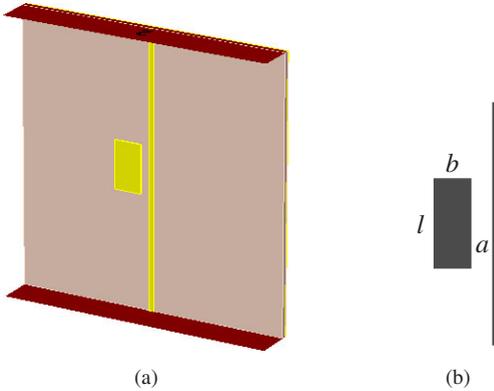


Abbildung 4.1: Modell eines einzelnen Elements ($l = 1,05$ mm, $b = 0,6$ mm und $a = 0,2$ mm) neben einer Mikrostreifenleitung in CST Studio Suite (a) und mit Größenangaben bei (b)

ermittelt werden können, bringt das eine erhebliche Zeitersparnis und ein genaueres Verständnis der Antenne. Lediglich eine Parameterstudie der einzelnen Elemente ist vorab notwendig, sodass durch Interpolation beliebige Zwischenwerte und eine automatisierte Wahl der Abmessungen des Patches möglich sind. Dazu wird in diesem Abschnitt die elektromagnetische Schwingung anhand eines physikalischen Resonators betrachtet.

Angeregt wird dieser von der gekoppelten Leitung, sodass auf die Beschreibung einer erzwungenen Schwingung zurückgegriffen werden kann. Ausgangsbasis ist die Differentialgleichung [Bar18]

$$\frac{\partial^2 x}{\partial t^2} + 2\lambda \frac{\partial x}{\partial t} + \omega_0^2 x = C e^{j\omega t}, \quad (4.1)$$

wobei auf der linken Seite die Schwingung $x(t)$ und rechts die Anregung mit der Amplitude C beschrieben sind. λ gibt die Dämpfung an und kann mit der Kreisfrequenz

$$\omega = 2\pi f \quad (4.2)$$

normalisiert werden, sodass sich

$$D = \frac{\lambda}{\omega_0}. \quad (4.3)$$

ergibt.

Die Lösung der Differentialgleichung 4.1 ist [Bar18]

$$x = A e^{-j\delta} e^{j\omega t}, \quad (4.4)$$

mit [Bar18]

$$A(\omega) = \frac{C}{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + 4\lambda^2\omega^2}} \quad (4.5)$$

und

$$\tan \delta(\omega) = \frac{2\lambda\omega_0}{\omega_0^2 - \omega^2} \quad (4.6)$$

für Amplitude und Phase.

Mit den Gleichungen 4.5 und 4.6 kann der Resonator bereits beschrieben werden. Für die weitere Anwendung auf die vorgesehenen Antennen soll es jedoch möglich sein, die Parameter C , ω_0 und λ bzw. D ausgehend von einer Simulation in CST Studio Suite zu bestimmen. Deshalb werden die Amplitude A_{\max} bei der Frequenz f_{\max} und die zugehörige 3-dB-Bandbreite $\Delta f_{3\text{dB}}$ eingeführt, da diese dort abgelesen werden können.

Wie bereits aus Gleichung 4.5 ersichtlich ist, weicht die Frequenz f_{\max} für die maximale Amplitude von der eigentlichen Resonanz ω_0 ab. Sie wird mit [Bar18]

$$f_{\max} = \frac{\omega_{\max}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\omega_0^2 - 2\lambda^2}. \quad (4.7)$$

bestimmt und für die Amplitude ergibt sich an dieser Stelle dann [Bar18]

$$A_{\max} = \frac{C}{2\lambda\sqrt{\omega_0^2 - \lambda^2}}. \quad (4.8)$$

Als drittes wird die Bandbreite

$$\Delta f_{3\text{ dB}} = \frac{\Delta\omega_{3\text{ dB}}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} (\omega_+ - \omega_-) \quad (4.9)$$

mit

$$\omega_{\pm}^2 = \omega_{\text{max}}^2 \pm 2\lambda\sqrt{\omega_0^2 - \lambda^2}. \quad (4.10)$$

berechnet.

Diese drei Größen können aus den Simulationsergebnissen zu dem Aufbau in Abbildung 4.1a abgelesen werden und mittels eines Gleichungssystems in die Parameter des Resonators umgeformt werden. In der vorliegenden Arbeit wurde dazu die symbolische Gleichungslösung von Matlab genutzt.

4.1.2 Simulation und Parameterentnahme

Während der Resonator in Abschnitt 4.1.1 physikalisch beschrieben ist, wird im Folgenden die Entnahme der Daten aus der Simulation berücksichtigt. Dazu sind aufgrund der Speiseleitung weitere Schritte notwendig. Was reflektiert oder transmittiert wird, gelangt nicht in das eigentliche Element und muss, genau wie die Leitungsverluste, herausgerechnet werden. Die einzelnen Schritte lassen sich in Abbildung 4.2 anhand eines Beispiels nachvollziehen. Ausgangspunkt ist die Simulation des Modells aus Abbildung 4.1a mit Reflexion und Transmission (siehe Abbildungen 4.2a und 4.2b). Das Ziel ist ein rechnerisch auf die Länge 0 reduziertes, kapazitiv gekoppeltes Patch. In dieser Form können in Abschnitt 4.2.2 die verschieden konfigurierten Elemente einfach zu einer Antennengruppe zusammengesetzt werden, indem dazwischen Leitungsstücke eingefügt werden.

Die Speiseleitung ist 100 μm breit und liegt in den Simulationen auf einem quadratischen Substrat mit 6 mm Kantenlänge (siehe Abbildung 4.1a). Der Wellenwiderstand beträgt etwa 87 Ω , wobei der genaue Wert von der Permittivität abhängt. Die Größe des Substrats beeinflusst übrigens auch leicht den Resonator, weshalb für alle Simulationen die gleichen Abmessungen gewählt wurden.

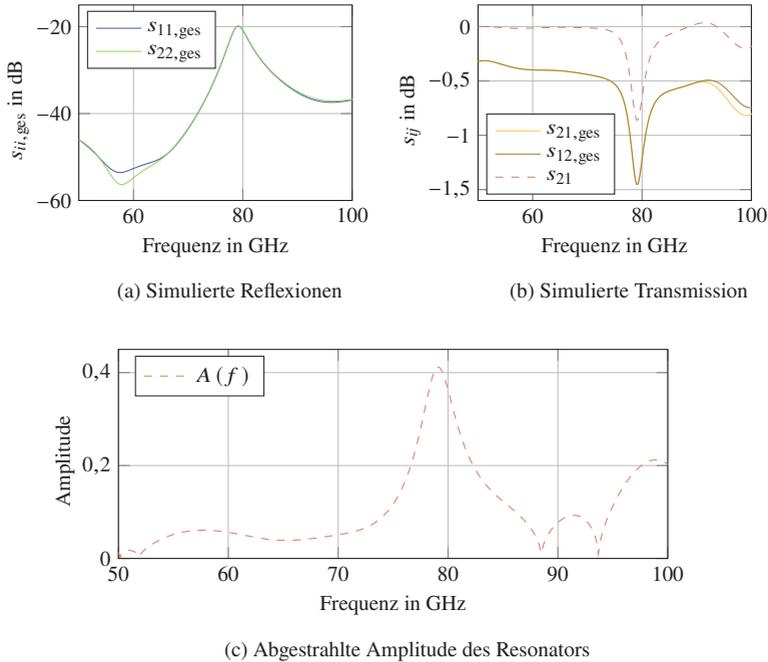


Abbildung 4.2: Simulation und Berechnung zu dem Modell nach Abbildung 4.1a. (a) zeigt die simulierten Reflexionen, (b) die Transmission mit $s_{21,ges}$ und $s_{12,ges}$ bzw. ohne Leitungsverlust und (c) die Abstrahlung (vgl. [MKB⁺21])

Zum Vergleich wurde die Leitung auch ohne Patch simuliert, sodass die Verluste herausgerechnet werden können. Sie liegen bei

$$L_{\text{Leitung}}(f) = \sqrt{1 - |s_{21, \text{Leitung}}(f)|^2} \quad (4.11)$$

und es wird angenommen, dass das zusätzliche Antennenelement daran nichts ändert. Deshalb kann unter Berücksichtigung dieses Verlustes die Transmissi-

on $|s_{21}(f)|$ des Patches berechnet werden, die ohne Leitung auftreten würde (vgl. Abbildung 4.2b):

$$|s_{21}(f)|^2 = |s_{21,\text{ges}}(f)|^2 + L_{\text{Leitung}}^2(f) \quad (4.12)$$

$$= |s_{21,\text{ges}}(f)|^2 + 1 - |s_{21,\text{Leitung}}(f)|^2. \quad (4.13)$$

Da sich die Impedanz des Wellenleitertors in der Simulation automatisch an die Leitungsimpedanz anpasst, sind die Reflexionen der Leitung vernachlässigbar. Das $s_{11,\text{ges}}$ mit Patch wird also von diesem selbst verursacht und muss berücksichtigt werden. Wenn die Verluste im Resonator selbst unbeachtet bleiben, ergibt sich für die Abstrahlung

$$A(f) = \frac{\sqrt{1 - |s_{21,\text{ges}}(f)|^2 - |s_{11,\text{ges}}(f)|^2 - L_{\text{Leitung}}^2(f)}}{\sqrt{1 - L_{\text{Leitung}}^2(f)}}, \quad (4.14)$$

dargestellt in Abbildung 4.2c. Dabei wird angenommen, dass die ganze Leistung, die an dem gekoppelten Element ankommt, abgestrahlt wird. Die leichte Änderung dieses Wertes durch die Verluste in der Leitung werden im Nenner berücksichtigt, der beim späteren Entwurf teilweise vernachlässigt wurde. Zum gleichen Ergebnis würde es führen, wenn zuerst die Leitung herausgerechnet und dann $A(f)$ berechnet würde. Die Annahme eines verlustlosen Resonators ist zwar nicht korrekt, aber für den Antennenentwurf unkritisch, weil die Verluste in allen Resonatoren im Verhältnis zur Anregung gleich sind und lediglich der Gewinn überschätzt wird. Das unterscheidet die Elemente von der Leitung, wo eine Vernachlässigung dafür sorgen würde, dass die Belegung nicht mehr richtig bestimmt werden kann.

Aus $A(f)$ können die Parameter A_{max} , f_{max} und $\Delta f_{3\text{ dB}}$ abgelesen werden. Diese werden anschließend mithilfe der Gleichungen 4.7 bis 4.10 in die Eigenschaften des Resonators umgerechnet. Für das Beispiel ergibt sich so $A_{\text{max}} = 0,412$, $D = 0,0197$ und $f_0 = 79,31$ GHz.

Um die Auswahl passender Maße zu ermöglichen, wurde eine Parameterstudie durchgeführt. Damit können, ausgehend von dem Modell in den Abbildungen 4.1a bzw. 4.1b, die Abhängigkeiten zwischen den Abmessungen des Patches und seiner Eigenschaften dargestellt werden. In Abbildung 4.3 wird jeweils ei-

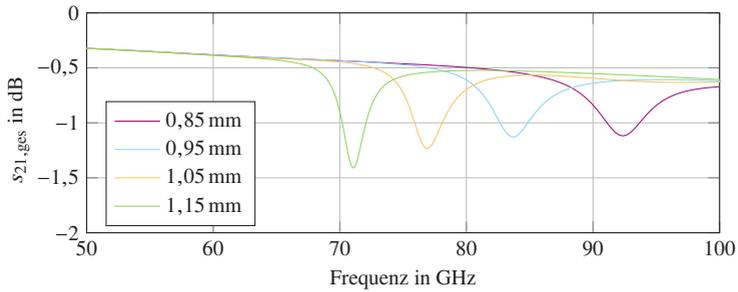
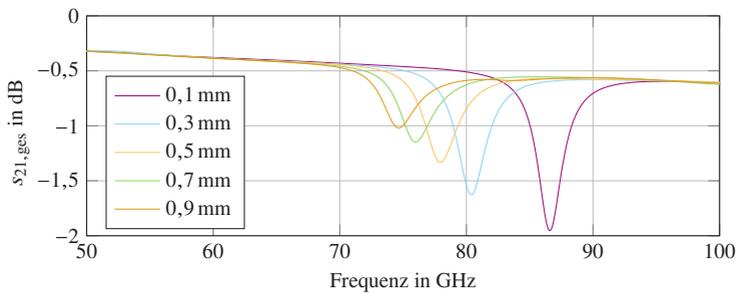
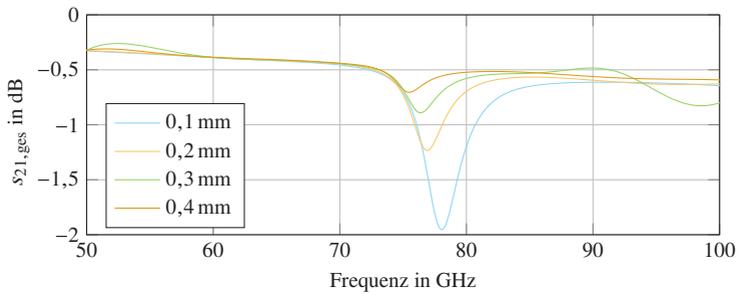
(a) Variation der Länge l (b) Variation der Breite b (c) Variation des Abstandes a zwischen Leitung und Resonator

Abbildung 4.3: Änderung des simulierten $s_{21,ges}$ bei Variation verschiedener Größen. Die Ausgangswerte sind $l = 1,05$ mm, $b = 0,6$ mm und $a = 0,2$ mm

ne Größe variiert und das resultierende $s_{21, \text{ges}}$ dargestellt. Eine Änderung der Länge l wirkt sich vor allem auf die Frequenz f_{max} aus, während Dämpfung D und Amplitude A_{max} nur leicht beeinflusst werden (siehe Abbildung 4.3a). Ein schmaleres Element (siehe Abbildung 4.3b) wirkt sich dagegen gleichermaßen auf zwei Parameter aus: Resonanzfrequenz und Amplitude der Abstrahlung werden größer, während sich D nur wenig ändert. Mit dem Abstand des Patches zur Leitung a wird vor allem die Stärke der Kopplung eingestellt, sodass mit einem schmaleren Spalt die Abstrahlung deutlich zunimmt, während sich f_{max} leicht nach oben verschiebt. Mit Änderungen von l , b und a können die Eigenschaften des Resonators in einem großen Bereich variiert werden. Bei der hier verwendeten Struktur erreicht die normalisierte Dämpfung D Werte zwischen 0,015 und mindestens 0,03. Die Amplitude A_{max} deckt den Bereich von 0,15 bis 0,55 ab, wobei die mögliche Abstrahlung auch von Frequenz und Dämpfung abhängig ist.

Handelt es sich um ein sehr langes oder sehr breites Element, können mehrere Resonanzstellen innerhalb des Frequenzbandes auftreten. In diesem Fall liefert die automatisierte Auswertung nur eine Resonanz zurück. Weil in der Praxis aber auf solche extremen Elemente verzichtet wird, lässt sich dieses Problem leicht vermeiden.

4.1.3 Synthese der Arrayelemente

In Abschnitt 4.1.2 wurde beschrieben, wie aus der Simulation eines einzelnen Elements die Eigenschaften des Resonators entnommen werden können. Mit einer Parameterstudie von insgesamt 192 Simulationen wurde eine ausreichend große Datenbasis geschaffen. Aufgrund der begrenzten Zahl können dabei nicht alle denkbaren Zwischenstufen für die Abmessungen der Elemente simuliert werden, sondern müssen durch Interpolation für A_{max} , D und f_0 ergänzt werden. Einige Ergebnisse wurden verworfen, weil die Resonanzfrequenz außerhalb des simulierten Bandes oder zu nah am Rand liegt, was bei der automatisierten Auswertung fehlerhafte Ergebnisse liefern würde. Gleichzeitig besteht die Notwendigkeit, aus diesen Größen die zugehörigen S -Parameter synthetisieren zu können, weshalb im Zusammenhang mit Abschnitt 4.1.1 ein Modell erstellt wird.

Die Abstrahlung in Amplitude und Phase, $A(f)$ bzw. $\delta(f)$, kann mit den Gleichungen 4.5 und 4.6 unter Zuhilfenahme der Gleichungen 4.3 und 4.8 direkt bestimmt werden, für die S -Parameter sind dagegen weitere Berechnungen notwendig. Dabei sind zuerst keine Leitungsstücke berücksichtigt. Diese werden erst für die Abbildungen beziehungsweise später bei dem Antennenarray hinzugefügt. Die Transmission $|s_{21}|$ kann über die Subtraktion der Abstrahlung unter Vernachlässigung der Reflexionen an dem Patch mit

$$|s_{21}| = \sqrt{1 - A^2(f)} \quad (4.15)$$

berechnet werden.

Für die Reflexion s_{11} führt der Vergleich mit den Simulationen zu einer heuristischen Abschätzung, wozu die Hilfsgröße $A'(f)$ für eine angepasste Transmission eingeführt wird:

$$A'(f) = \frac{C}{\sqrt{(\omega_0^2 - (2\pi f)^2)^2 + 4(c_\lambda \lambda)^2 (2\pi f)^2}}. \quad (4.16)$$

Hierbei ist ein Faktor c_λ ergänzt, der die Breite der Resonanz bei der Anpassung an die Feldsimulation angleicht. In dem vorliegenden Fall wird $c_\lambda = 1,5$ gewählt und es ergibt sich

$$|s'_{21}(f)| = \sqrt{1 - A'^2(f)}. \quad (4.17)$$

Da zuvor die Reflexionen vernachlässigt wurden bzw. zuerst auch unbekannt sind, musste ein anderer Weg gefunden werden, um den maximalen Betrag von s_{11} zu bestimmen. Dieser liegt näherungsweise bei der gleichen Frequenz wie das Minimum von s_{21} . Da bei einem sehr weit entfernten bzw. näherungsweise nicht vorhandenem Resonator ebenfalls keine verstärkte Reflexion zu erwarten ist, muss s_{11} zunehmen, wenn das Element näher an die Leitung heranrückt. Um diese Vermutung zu überprüfen, werden die Reflexionen in Abhängigkeit von dem Minimum von s_{21} dargestellt. Als Frequenz wird für beide Parameter die Stelle des Maximums von s_{21} herangezogen.

Es hat sich gezeigt, dass die Punkte bei einer semi-logarithmischen Darstellung näherungsweise auf einer Geraden liegen (siehe Abbildung 4.4). Auf der Abszisse ist die Transmission in dB dargestellt, während auf der Ordinate $|s_{11}|$ linear aufgetragen ist. Die Ausreißer lassen sich auf ungünstige Kombinationen

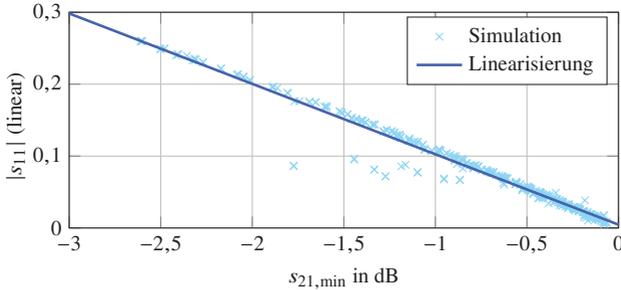


Abbildung 4.4: $|s_{11}|$ in linearer Darstellung in Abhängigkeit des maximalen s_{21} in dB

von Abmessungen zurückführen, meist kleines a und großes b bzw. l . Oft geht damit einher, dass zwei nahezu gleichwertige Resonanzen auftreten.

Die ermittelte Geradennäherung mit den Koeffizienten c_1 und c_2 wird genutzt, um die Reflexion mit

$$|s_{11}(f)| \approx c_1 \cdot 20 \log |s'_{21}| + c_2, \quad (4.18)$$

abzuschätzen. Das ermöglicht, den komplexen Wert

$$s_{11}(f) = |s_{11}(f)| \cdot e^{j(\delta(f) + \frac{\pi}{2})} \quad (4.19)$$

mithilfe der Gleichungen 4.6 und 4.18 zu bestimmen.

Der Betrag $|s_{21}|$ ergibt sich nach Gleichung 4.15 und die Phase wird über die Beeinflussung von s_{11} (Gleichung 4.19) abgeschätzt:

$$\varepsilon(f) = \arg(|s_{21}(f)| - s_{11}). \quad (4.20)$$

Sie verliefte ohne Patch als Gerade mit negativer Steigung entsprechend einer einfachen Leitung. Nähert sich ein Resonator der Leitung, kommt eine immer größer werdende Beeinflussung zum Tragen. Da diese beim Patch selbst dennoch nur kleine Abweichungen von 0° aufweist, wie Abbildung 4.5d und Gleichung 4.21 zeigen, reicht die Näherung mit dem Betrag von $|s_{21}(f)|$ aus. Zusammengesetzt ergibt sich

$$s_{21}(f) = |s_{21}(f)| \cdot e^{j\varepsilon(f)}. \quad (4.21)$$

Damit können aus den Eigenschaften der Elemente die S -Parameter bestimmt werden. Anhand des Beispiels aus Abschnitt 4.1.1 wird in Abbildung 4.5 der Vergleich zwischen ursprünglicher Simulation und anschließender Synthese dargestellt. Dabei sind die gleichen Leitungslängen wie in der Simulation ergänzt, sodass die Ergebnisse vergleichbar sind. Die synthetisierten Kurven sind gestrichelt dargestellt und es zeigt sich eine sehr gute Übereinstimmung. Die Phase wird bei Reflexion und Transmission sehr genau getroffen und weicht nur bei der Anpassung unterhalb der Resonanz geringfügig ab. Bei der Amplitude ergeben sich etwas größere Unterschiede für s_{11} und s_{22} , wobei hier der absolute Unterschied sehr gering ist und deshalb keine Auswirkungen zu erwarten sind.

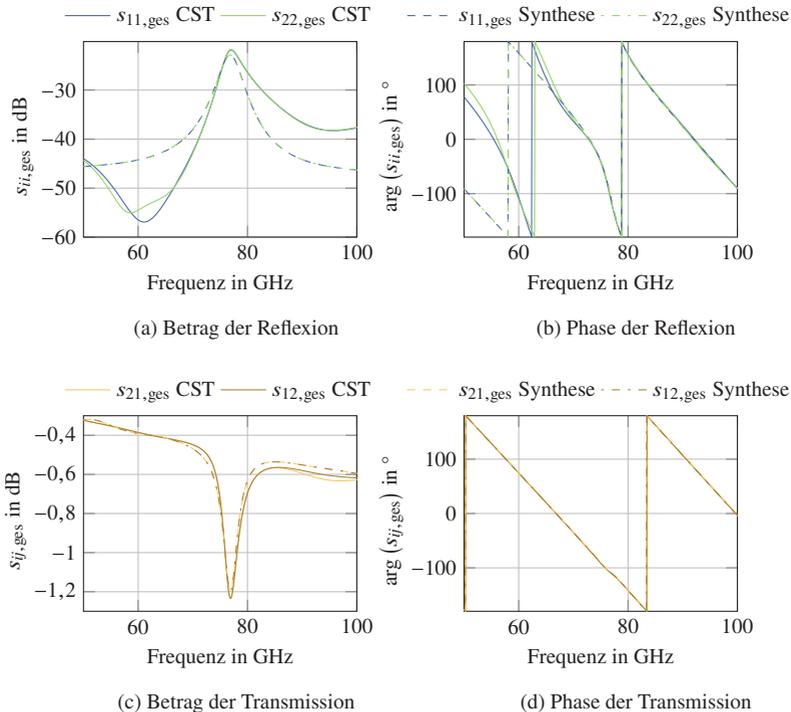


Abbildung 4.5: Vergleich zwischen simulierten S -Parametern und den synthetisierten Werten inklusive 6 mm langer Speiseleitung

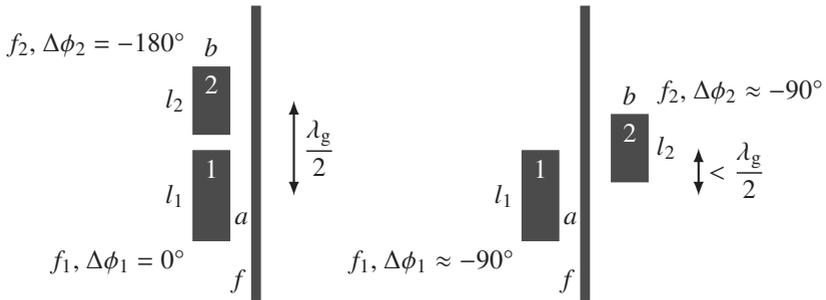
4.2 Antennengruppe

Für die Gesamtantenne werden die kapazitiv gekoppelten Resonatoren aus der vorherigen Betrachtung genutzt. Die Idee ist die geschickte Kombination zweier leicht in der Frequenz verschobener Elemente und der damit vergrößerten Bandbreite (siehe Abschnitt 4.2.1). Der Aufbau und Entwurf des ganzen Arrays wird in Abschnitt 4.2.2 mit einer Gesamtübersicht und den zugehörigen Modellen eingeführt.

4.2.1 Kombination von zwei Elementen verschiedener Frequenzen

Zwei kapazitiv gekoppelte Elemente (vgl. Abschnitt 4.1.2) können mit leichter Frequenzverschiebung so kombiniert werden, dass sich ihre Bandbreiten ergänzen. Das ist möglich, weil sie außerhalb des Bereiches, in dem sie abstrahlen, das Signal auf der Leitung kaum beeinflussen. Während in [ZZP17] und [ZZPX17] zwei voneinander unabhängige Resonanzfrequenzen genutzt werden, wird in dieser Arbeit eine geschickte Kombination und Positionierung der Elemente vorgenommen. Im Zusammenspiel mit der frequenzabhängigen Phase ergibt sich so eine konstruktive Interferenz mit insgesamt größerer Bandbreite.

Weit unterhalb der Resonanzfrequenz können die Resonatoren der Anregung folgen und es gibt dieser gegenüber keine Phasenverschiebung. Ist die Frequenz f deutlich größer als die Resonanzfrequenz, ist die Schwingung genau entgegengesetzt zur Anregung und die Phasenverschiebung beträgt 180° . Allerdings ist die Amplitude bei diesen Frequenzen weit unter- bzw. oberhalb der Resonanzen nahezu 0 und es gäbe keine Abstrahlung. Dennoch soll mit einem Gedankenexperiment, die Kombination von zwei einzelnen Antennenelementen unter diesen Annahmen nachvollzogen werden (siehe Abbildung 4.6a). Es wird dabei angenommen, dass die Anregung mit der Frequenz f zwischen den Resonanzfrequenzen der beiden Elemente liegt. Resonator 1 mit der niedrigeren Resonanzfrequenz f_1 ($f \gg f_1$) kann der Anregung nicht folgen und strahlt mit einer Phase von 180° ab. Beim zweiten Resonator ist $f \ll f_2$ und für die Phase ergibt sich $\Delta\phi_2 = 0^\circ$. Die beiden Resonatoren haben also zueinander eine entgegengesetzte Phase von 180° . Sollen sie insgesamt konstruktiv abstrahlen, muss eine zusätzliche Phasenverschiebung von 180° eingeführt werden, was



- (a) Abstand $\lambda_g/2$, aber mit zu geringer Amplitude zwischen den Resonanzen
- (b) Realisierbare Anordnung mit passendem Abstand, sodass zwischen den Resonanzen ein zu starker Einbruch in der Amplitude vermieden werden kann

Abbildung 4.6: Prinzip zur Kombination von zwei Resonatoren

über einen Leitungsabschnitt von $\frac{\lambda_g}{2}$ zwischen ihnen möglich ist. Wie bereits erwähnt, ist die Amplitude bei dieser Version zu gering und muss deswegen noch etwas angepasst werden.

Realistisch sind näher beieinanderliegende Resonanzen wie aus Abbildung 4.7a ersichtlich, in der beispielhaft die Abstrahlung zweier Elemente mit Resonanzfrequenzen von 76 GHz und 82 GHz dargestellt ist. Am Rand der Grafik beträgt die Phase zwar 0° bzw. -180° , allerdings ist die Amplitude sehr gering. Betrachtet werden muss deshalb der Bereich, in dem sich die Amplituden überlappen. Angenommen, die beiden Elemente würden sich an derselben Position befinden, also mit Abstand 0, dann ergäbe sich in der Mitte zwischen den beiden Resonanzen eine maximale Phasendifferenz bei der Abstrahlung (siehe Abbildung 4.7b). Die Folge wäre destruktive Interferenz und nicht die erhoffte, vergrößerte Bandbreite. Deshalb muss der zweite Strahler so weit verschoben werden, dass die Phasen im Übergangsbereich zusammenpassen (siehe Abbildung 4.7d). Bei niedrigeren und höheren Frequenzen überwiegt dagegen der Einfluss eines der beiden Elemente. Im konkreten Fall betrug die Verschiebung $0,71 \text{ mm} \approx \frac{\lambda_g}{4}$, was sich nur realisieren lässt, wenn die Elemente auf beiden Seiten der Leitung angebracht werden. Andernfalls würden diese physisch überlappen (siehe Abbildung 4.6b).

Für beide Resonatoren wurde $D = 0,03$ gewählt, sodass sich die absoluten Werte für die Amplitude $A_{\max,i}$ und die Breite $\Delta f_{3\text{dB},i}$ ($i = 1, 2$) nach den Gleichungen 4.8 und 4.9 unterscheiden. Die absolute Breite der Resonanz um Element 2 ist geringfügig größer und liefert unterhalb des Schnittpunktes einen größeren Beitrag in der Amplitude als umgekehrt Element 1 oberhalb, sodass das Maximum nahe f_1 in Abbildung 4.7c etwas größer ausfällt. Dieser Effekt überwiegt die leicht verringerte Amplitude aufgrund der stärkeren Dämpfung λ_2 . Die Phase in der Summe wird jeweils mehr von der Resonanz mit der größeren Amplitude beeinflusst und liegt der zugehörigen Kurve deshalb näher (siehe Abbildung 4.7d). Allerdings wirkt sich hier die Leitung nicht gleichmäßig über

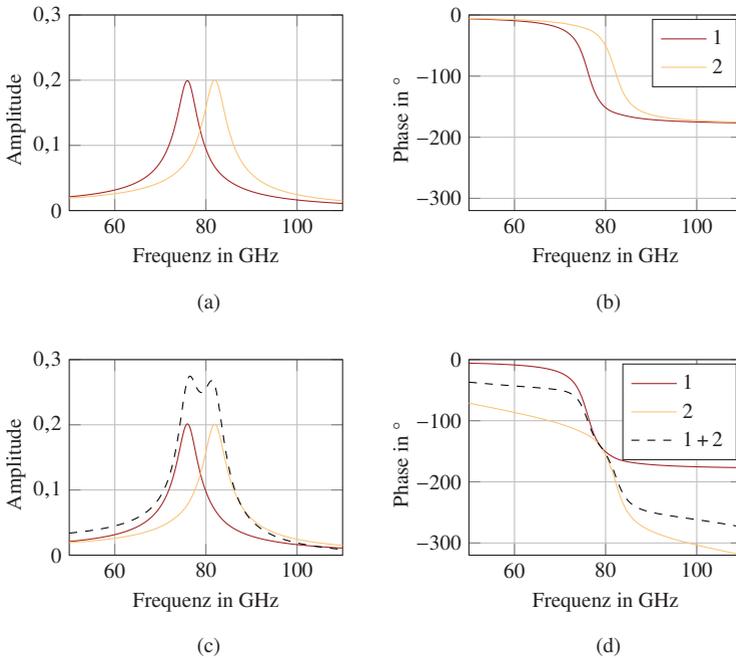


Abbildung 4.7: Simulation von Amplitude und Phase zweier Resonatoren mit leicht verschiedenen Frequenzen: (a) und (b) mit unverschobenen Resonatoren an gleicher Position, (c) und (d) mit Verschiebung um 0,71 mm, damit sich konstruktive Überlagerung ergibt (vgl. [MMK⁺20] und [MKB⁺21])

der Frequenz aus, sodass insbesondere bei Antennen mit vielen Resonatoren jede Kopplung den Phasenverlauf der nachfolgenden Stufen beeinflusst.

Für eine verbesserte Bandbreite ist es notwendig, dass die Frequenzen f_1 und f_2 eine möglichst große Differenz aufweisen. Das wiederum sorgt für einen Einbruch in der Amplitude, sodass die Güte gering und das Maximum entsprechend breit gewählt werden müssen. Da das reale Element hier Grenzen setzt, werden die Abhängigkeiten im Folgenden mathematisch genauer untersucht und es wird ein optimaler Wert hergeleitet. Dazu wird auf Gleichung 4.4 zurückgegriffen und für die Überlagerung zweier Resonatoren mit den Amplituden $A_1(\omega)$ und $A_2(\omega)$ sowie den Phasen $\delta_1(\omega)$ und $\delta_2(\omega)$ gilt

$$A_{\text{ges}}(\omega) = A_1(\omega) e^{-j \delta_1(\omega)} + A_2(\omega) e^{-j \delta_2(\omega)} e^{-j \Delta\phi(\omega)}. \quad (4.22)$$

Der Ort des Elements 1 wird ohne Beschränkung der Allgemeinheit zu 0 angenommen und die Positionierung des Elements 2 erfolgt entlang der Leitung, sodass die Speisung durch den Phasenwinkel

$$\Delta\phi(\omega) = \beta(\omega) l = \frac{\omega l \sqrt{\epsilon_{r,\text{eff}}}}{c_0} \quad (4.23)$$

mit $\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g}$ beschrieben werden kann, Es ergibt sich dann mit den Indizes 1 bzw. 2

$$A_{\text{ges}}(\omega) = \frac{C_1}{\sqrt{(\omega_1^2 - \omega^2)^2 + 4\lambda_1^2 \omega^2}} \cdot e^{-j \arctan \frac{2\lambda_1 \omega_1}{\omega_1^2 - \omega^2}} + \frac{C_2}{\sqrt{(\omega_2^2 - \omega^2)^2 + 4\lambda_2^2 \omega^2}} \cdot e^{-j \arctan \frac{2\lambda_2 \omega_2}{\omega_2^2 - \omega^2}} e^{-j \Delta\phi(\omega)}. \quad (4.24)$$

Die Überlagerung ist näherungsweise dann konstruktiv, wenn sowohl Amplitude als auch Phase bei der Kreisfrequenz ω_m übereinstimmen, d. h. Amplituden und Positionen passen. Werden die Resonatoren in der Frequenz näher zusammengeschoben, kann die maximal mögliche Bandbreite nicht ausgeschöpft werden. Umgekehrt verstärkt sich der Einbruch in der Amplitude, wenn der Abstand vergrößert wird. Da die Phase $\Delta\phi(\omega_m)$ über das Leitungsstück l zwischen den Elementen vorgegeben werden kann, reicht es im ersten Schritt aus, wenn die

Amplituden der beiden Summanden aus Gleichung 4.24 gleich sind, wobei $C_1 = C_2 = C$ vorausgesetzt wird:

$$\left(\omega_1^2 - \omega_m^2\right)^2 + 4\lambda_1^2 \omega_m^2 = \left(\omega_2^2 - \omega_m^2\right)^2 + 4\lambda_2^2 \omega_m^2. \quad (4.25)$$

Auflösen nach ω_m ergibt

$$\omega_m = \sqrt{\frac{\omega_1^4 - \omega_2^4}{2(\omega_1^2 - \omega_2^2) - 4(\lambda_1^2 - \lambda_2^2)}} \quad (4.26)$$

mit $\omega_2^2 - \omega_1^2 \geq 2(\lambda_2^2 - \lambda_1^2)$ und $\omega_2 > \omega_1$, damit die Lösung reell bleibt. Einsetzen in Gleichung 4.24 führt bei passender Auswahl von $\Delta\phi(\omega_m)$ an der Stelle ω_m zu

$$|A_{\text{ges}}(\omega_m)| = \frac{2C}{\sqrt{(\omega_1^2 - \omega_m^2)^2 + 4\lambda_1^2 \omega_m^2}}. \quad (4.27)$$

Anschließend wird die Phase über die Position mit

$$\Delta\phi(\omega_m) = \arctan \frac{2\lambda_1 \omega_1}{\omega_1^2 - \omega_m^2} - \arctan \frac{2\lambda_2 \omega_2}{\omega_2^2 - \omega_m^2} \quad (4.28)$$

eingestellt. Umgerechnet in Entfernung ergibt sich der Abstand l nach Gleichung 4.23 zu

$$l = \frac{c_0}{\omega_m \sqrt{\epsilon_{r,\text{eff}}}} \Delta\phi(\omega_m) \quad (4.29)$$

$$= \frac{c_0}{\omega_m \sqrt{\epsilon_{r,\text{eff}}}} \left(\arctan \frac{2\lambda_1 \omega_1}{\omega_1^2 - \omega_m^2} - \arctan \frac{2\lambda_2 \omega_2}{\omega_2^2 - \omega_m^2} \right). \quad (4.30)$$

Für die Frequenzabhängigkeit der Phase folgt unter Verwendung von Gleichung 4.23

$$\Delta\phi(\omega) = \frac{\omega\sqrt{\varepsilon_r}}{c_0} \cdot \frac{c_0}{\omega_m\sqrt{\varepsilon_r}} \left(\arctan \frac{2\lambda_1\omega_1}{\omega_1^2 - \omega_m^2} - \arctan \frac{2\lambda_2\omega_2}{\omega_2^2 - \omega_m^2} \right) \quad (4.31)$$

$$= \frac{\omega}{\omega_m} \left(\arctan \frac{2\lambda_1\omega_1}{\omega_1^2 - \omega_m^2} - \arctan \frac{2\lambda_2\omega_2}{\omega_2^2 - \omega_m^2} \right) \quad (4.32)$$

$$= \frac{\omega}{\omega_m} \Delta\phi(\omega_m). \quad (4.33)$$

Allgemein gilt damit entsprechend Gleichung 4.24

$$A_{\text{ges}}(\omega) = \frac{C}{\sqrt{(\omega_1^2 - \omega^2)^2 + 4\lambda_1^2\omega^2}} \cdot e^{-j \arctan \frac{2\lambda_1\omega_1}{\omega_1^2 - \omega^2}} + \frac{C}{\sqrt{(\omega_2^2 - \omega^2)^2 + 4\lambda_2^2\omega^2}} \cdot e^{-j \arctan \frac{2\lambda_2\omega_2}{\omega_2^2 - \omega^2}} e^{-j \frac{\omega}{\omega_m} \Delta\phi(\omega_m)}, \quad (4.34)$$

was die Abbildungen 4.7c und 4.7d formelmäßig beschreibt. Um den zugehörigen Wert genauer bestimmen zu können, ist der Vergleich zwischen Minimum und globalem Maximum notwendig. Da beide Größen sowohl gegenüber ω_m als auch im Vergleich zu ω_1 und ω_2 verschoben sind, werden die Werte numerisch ermittelt:

$$p = \frac{|A_{\text{ges}}(\omega)|_{\min, \omega_1 \leq \omega \leq \omega_2}}{|A_{\text{ges}}(\omega)|_{\max}}. \quad (4.35)$$

Dazu wird eine für beide Resonatoren gleiche Dämpfung D eingeführt und die Frequenzen werden aus dem Abstand

$$\Delta f = f_2 - f_1 \quad (4.36)$$

zwischen den Resonanzstellen um f_0 ermittelt. Es gilt

$$\lambda_1 = D\omega_1 \tag{4.37}$$

$$\lambda_2 = D\omega_2 \tag{4.38}$$

$$\omega_1 = 2\pi f_1 = 2\pi \left(f_0 - \frac{\Delta f}{2} \right) \tag{4.39}$$

$$\omega_2 = 2\pi f_2 = 2\pi \left(f_0 + \frac{\Delta f}{2} \right). \tag{4.40}$$

Daraus folgt die Kurvenschar in Abbildung 4.8 mit $D = 0,005, 0,01, \dots, 0,04$, realistisch ist für die vorgesehene Elementstruktur nach Abschnitt 4.1.2 ein Wert von bis zu 0,03.

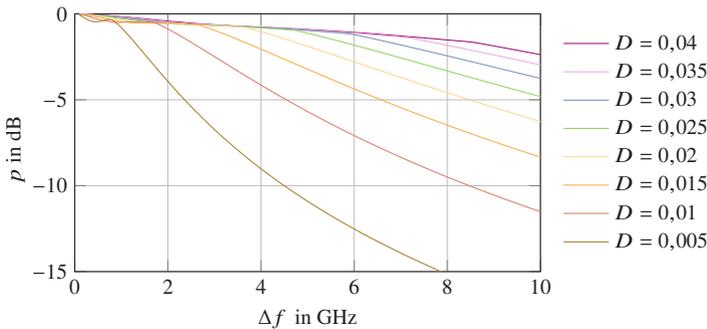


Abbildung 4.8: Kurvenschar mit dem Verhältnis p von Minimum zu Maximum zwischen den beiden Resonanzen im Frequenzbereich $[f_1, f_2]$ in Abhängigkeit von Dämpfung und der gewählten Frequenzdifferenz

Je nach Verhältnis von D und Δf treten entweder ein gemeinsames Maximum nahe $f_m = \frac{\omega_m}{2\pi}$ oder zwei getrennte in der Nähe von f_1 und f_2 auf. In letzterem Fall liegt das Minimum dazwischen, andernfalls am rechten Rand bei f_2 . Die Ursache dafür ist in dem eingeschränkten Frequenzbereich und $\Delta f_{3\text{dB},2} > \Delta f_{3\text{dB},1}$ in Gleichung 4.35 zu suchen, weil in den Gleichungen 4.37 und 4.38 ein einheitlicher Dämpfungsfaktor D verwendet wird. Der Übergang zwischen einem und zwei Maxima lässt sich in Abbildung 4.8 an den Knickstellen erkennen, z. B. für $D = 0,005$ bei 1 GHz. Am besten wird – in Abhängigkeit der reali-

sierbaren Dämpfung – ein Wert an diesem Knick gewählt. Für die vorliegenden Strukturen ergibt das $\Delta f = 6$ GHz, da $D = 0,03$ noch über einen ausreichenden Frequenzbereich realisierbar ist. Für ein einzelnes Paar ergibt sich damit eine maximale Differenz im Gewinn von etwa 1,1 dB. Die Bandbreite der Antenne lässt sich daraus aber nicht direkt ableiten, da diese von weiteren Faktoren beeinflusst wird und von den genauen Anforderungen abhängt, beispielsweise bezüglich Abweichung der Hauptstrahlrichtung von 0° . Sie kann über die Resonanzfrequenzen f_1 und f_2 hinausreichen.

4.2.2 Entwurfsverfahren für die gesamte Antenne

Bisher wurden einzelne Elemente (siehe Abschnitt 4.1) sowie deren Kombination zu einem Paar betrachtet (Abschnitt 4.2.1). Im Folgenden soll daraus eine Antennengruppe entworfen werden. Den Gesamttablauf einschließlich des bereits Beschriebenen zeigt Abbildung 4.9, die Farben kennzeichnen, ob CST Studio Suite (orange) bzw. Matlab (blau) zum Einsatz kommt oder Werte während des Antennenentwurfs vorgegeben werden (grün).

Der erste Schritt ist die Parameterstudie, dem die Entnahme bzw. Berechnung der Parameter A_{\max} , D und f_0 folgen. Gleichzeitig werden die Werte zur Modellierung von s_{11} bestimmt (siehe Abschnitt 4.1.2). Die Simulation vieler Abmessungen ermöglicht es, geeignete Resonanzfrequenzen f_1 und f_2 entsprechend Abbildung 4.8 zu bestimmen und die passende Dämpfung D festzulegen. Bei letzterer ist darauf zu achten, dass sie über einen weiten Frequenz- und vor allem Amplitudenbereich realisiert werden kann. Damit kann der eigentliche Antennenentwurf durchgeführt und in Matlab für jedes Element Position und Amplitude vorgegeben werden. Für die Berechnung der Abstrahlung werden die Elemente $\nu = 1, \dots, N$ entsprechend Abschnitt 4.1.3 synthetisiert. Dann wird der Gruppenfaktor F_G nach Abschnitt 2.1.3 berechnet, wobei die unterschiedlichen Richtcharakteristiken bei den einzelnen Elementen vernachlässigt werden. Um die Amplituden und Phasen für die Speisung zu ermitteln, werden ihre S -Parameter ($S_{P,\nu}$) gemäß Abbildung 4.10 zusammen mit den dazwischenliegenden Leitungsstücken $S_{L,k}$ verkettet ($k = 0, \dots, N$). Da die Resonatoren auf die Länge 0 zurückgerechnet wurden (vgl. Abschnitt 4.1.2), entspricht die jeweilige Leitungslänge der Differenz zwischen den Elementmitten. Damit sind auch Mehrfachreflexionen zwischen diesen berücksichtigt, nicht jedoch Kopplung. Für die Abstrahlung werden jeweils die hin- ($a_{\nu,1}$) und rücklaufenden Wellen

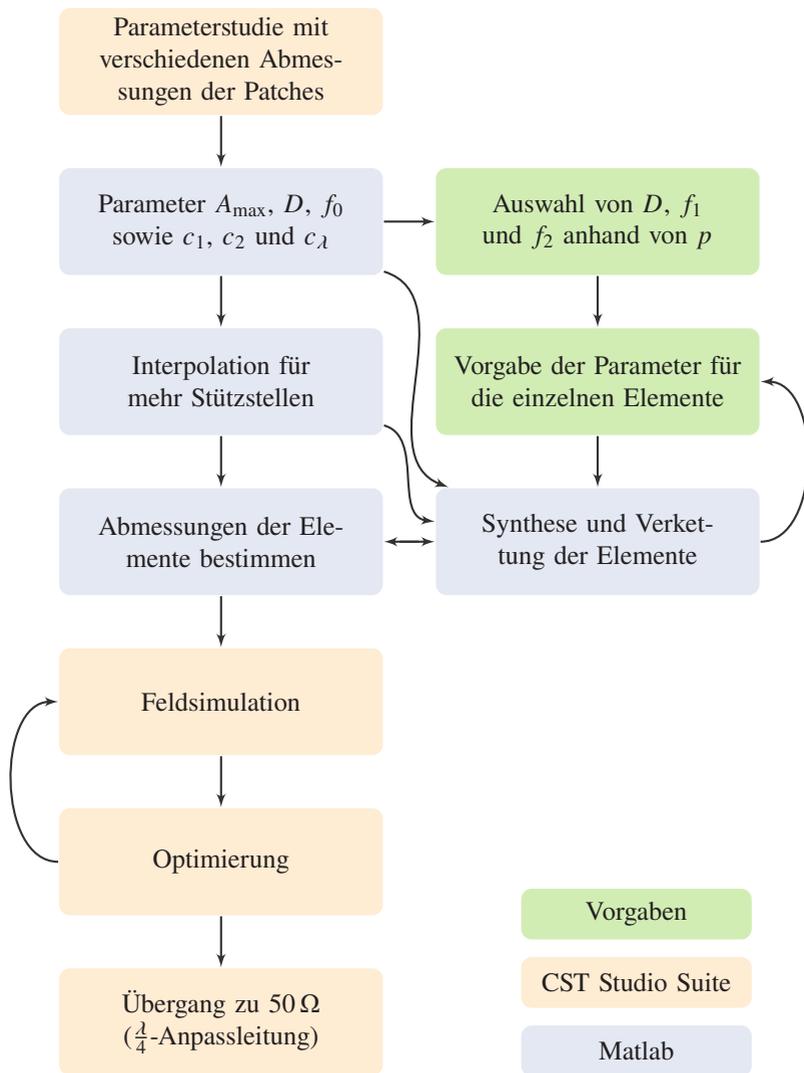


Abbildung 4.9: Ablauf des Antennenentwurfs

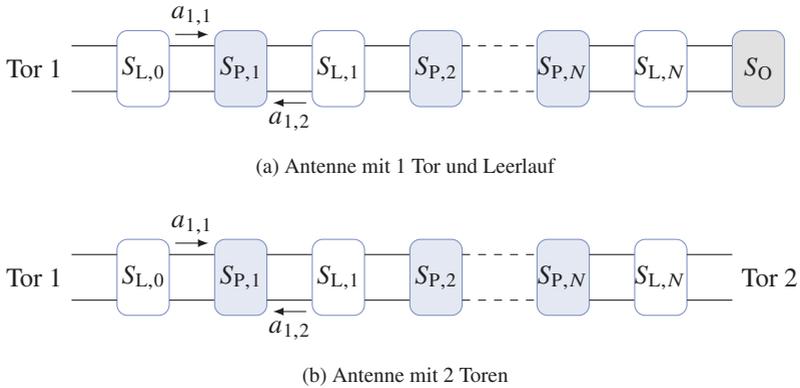


Abbildung 4.10: Verkettung der S -Parameter für das Antennenarray mit Leerlauf und zweitem Tor ($S_{L,k}$: Leitung $k = 0, \dots, N$, $S_{P,v}$: Resonator $v = 1, \dots, N$ und S_O : Leerlauf)

($a_{v,2}$) betrachtet und daraus die zugehörigen Amplituden und Phasen berechnet. Rücklaufende Wellen speisen aus der entgegengesetzten Richtung und werden deshalb mit einem zusätzlichen Offset von 180° versehen.

Die jeweils ankommende Leistung nimmt zu den hinteren Elementen hin ab, sodass der Faktor $A_{\max,i}$ immer größer gewählt werden muss, damit die tatsächlich abgestrahlten Werte der gewünschten Gewichtung entsprechen. Neben Reflexionen an Resonatoren muss der Einfluss vom Ende der Leitung beachtet werden, sofern kein Abschluss genutzt wird. Es kommt dann eine zusätzliche, rücklaufende Welle hinzu, die am hinteren Antennenende am größten ist und nach vorne abnimmt. Letztlich muss also die Überlagerung von hinlaufender und am Ende oder anderen Elementen reflektierter Welle betrachtet werden. Zur Modellierung des Leerlaufs wird er vergleichbar zu einem Patch extrahiert (vgl. Abschnitt 4.1.2). Dabei endet die Leitung in der Mitte des simulierten Substrats und die Leitungslängen sowie -verluste werden herausgerechnet. Das ermöglicht, ähnlich wie beim Patch, die Wirkung auf der Länge 0 zu betrachten. Das zweite Tor verbleibt im Modell, um bei der Verkettung nur Zweitore zu haben. Es hat allerdings ansonsten keinen Einfluss, weil die Leitung vorher endet und keine Leistung transmittiert wird.

Der Prozess mit Vorgabe der Werte und Verketteten der Elemente sowie Leitungen muss iterativ durchgeführt werden (vgl. Abbildung 4.9). Dazu wurde ein

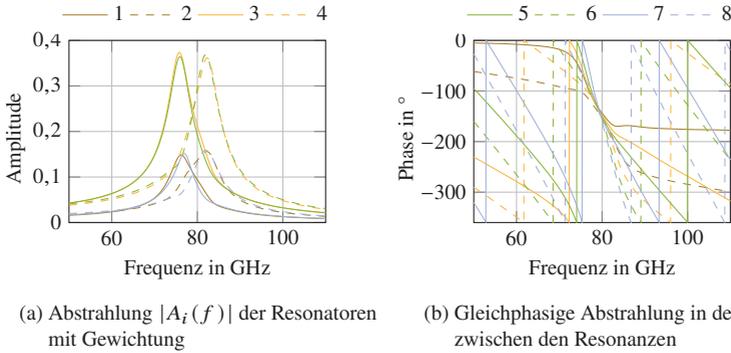
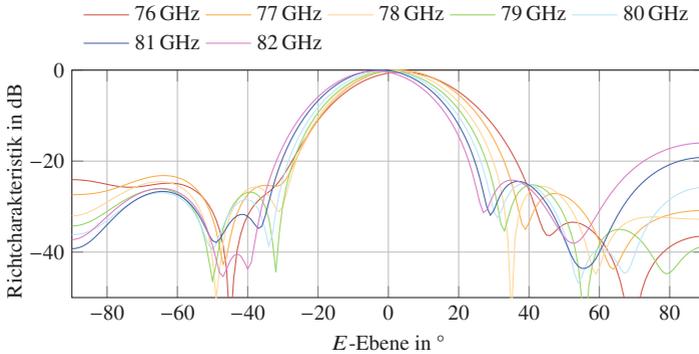


Abbildung 4.11: Abgestrahlte Amplituden und Phasen aus dem Entwurfsmodell in Matlab an einem Beispiel mit acht Elementen

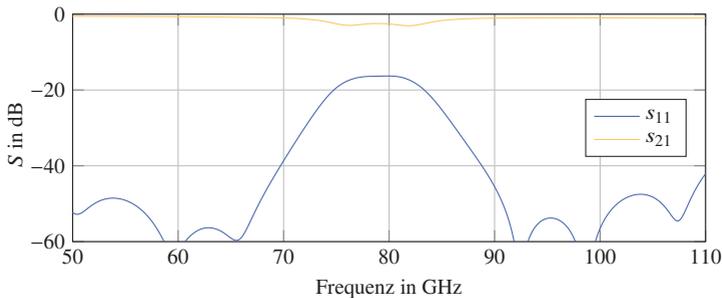
manueller Abgleich von erreichten und gewünschten Amplituden und Phasen vorgenommen. Für reduzierte Nebenkeulen wird dabei eine Gewichtung gemäß den Tschebyscheff-Polynomen eingesetzt.

Ein Beispiel der resultierenden Abstrahlung bei acht Resonatoren ist in Abbildung 4.11 gezeigt. Es wird angenommen, dass nach dem letzten Element keine Reflexionen auftreten, sondern ein idealer Abschluss bzw. ein zweites Tor vorhanden sind. Das führt zu einem einfacheren Entwurf, da rücklaufende Wellen nur an einzelnen Resonatoren, nicht jedoch am Antennenende auftreten können. Die Elemente 1 und 2, 3 und 4, 5 und 6 sowie 7 und 8 bilden dabei jeweils ein Paar entsprechend Abschnitt 4.2.1 und sind in der gleichen Farbe dargestellt, für die höhere Resonanzfrequenz mit gestrichelter Linie. Die Schnittpunkte der Amplituden liegen bei etwa 79 GHz (siehe Abbildung 4.11a). Bei dieser Frequenz sollen sich auch die abgestrahlten Phasen aller Resonatoren schneiden (vgl. Abbildung 4.11), damit sich konstruktive Interferenz ergibt. Der Einfluss der Leitung ist deutlich erkennbar, da die Kurven mit zunehmender Anzahl durchlaufener Elemente, und damit steigender Entfernung zum Antennenanfang, immer steiler werden. Damit ist der Länge der Antenne und der Anzahl der Resonatoren eine Grenze gesetzt, weil die Abweichungen innerhalb des gewünschten Frequenzbereichs zu groß werden.

Unter der Annahme, dass die Richtcharakteristiken der einzelnen Elemente eine ausreichende Ähnlichkeit aufweisen (vgl. Abschnitt 2.1.3), kann die Gruppen-



(a) Gruppenfaktor aus der Matlab-Simulation in der E -Ebene, normiert auf das Maximum



(b) Reflexion und Transmission der kaskadierten Resonatoren und Leitungen

Abbildung 4.12: Reflexion und Richtcharakteristik aus dem Modell in Matlab mit 8 Elementen

richtcharakteristik F_G alleine herangezogen werden, um einen ersten Einblick in die Eigenschaften der Antenne zu bekommen. Dies gilt insbesondere für den Bereich nahe der Hauptstrahlrichtung, sodass sich am Winkel des Maximums ablesen lässt, ob die Positionen der Elemente passen oder ob sie noch verschoben werden müssen (siehe Abbildung 4.12a). Eine gewisse Strahlschwenkung lässt sich allerdings nicht vermeiden, da das Verhältnis von Leitungslängen zu Wellenlänge frequenzabhängig ist. Die S -Parameter der Antenne können ebenfalls ausgegeben werden (siehe Abbildung 4.12b) und dienen einer weiteren Kontrolle. Da im Beispiel zwei Tore verwendet werden, ist auch die Transmis-

sion gezeigt. Sie liegt bei etwa -3 dB und die Hälfte der Leistung würde nicht abgestrahlt werden. Mit den vorgesehenen Gewichtungsfaktoren kann aber auch nicht mehr entnommen werden, sodass die konkrete Antenne nur einen geringen Wirkungsgrad hätte. Verbessert werden kann dieser durch eine längere Antenne mit einer größeren Anzahl an Elementen. Die Anpassung beträgt etwa 16 dB und ist damit sehr gut. Reflexionen können aus zwei Gründen auftreten: Zum einen am Leerlauf, was hier aber wegfällt, und zum anderen an den Elementen selbst. Gemäß Abschnitt 4.1.3 wird die Reflexion umso größer, je mehr abgestrahlt wird. Demzufolge würde ein Resonator mit großer Amplitude am Anfang der Antenne einen schlechten Wert verursachen. Die Gewichtung zur Reduzierung der Nebenkeulen hat also auch hier einen positiven Einfluss. Gleiches gilt für den Verlust auf der Leitung, der seinerseits aber den Gewinn verringert und deshalb möglichst niedrig sein sollte. Die Reflexionen an den verschiedenen Elementen ihrerseits können sich destruktiv überlagern und müssen deswegen ebenfalls beachtet werden.

Nähert sich das Modell dem gewünschten Ergebnis, werden zusätzlich die Abmessungen der Resonatoren bestimmt. Damit können die realisierbaren Werte ins Modell eingebracht und eventuell noch weitere Optimierungsschritte durchlaufen werden. Bei langen Antennen kann es überdies von Vorteil sein, an den Elementen mit niedriger Amplitude sowohl die Resonanzfrequenz als auch die Dämpfung zu variieren, damit im gewünschten Frequenzbereich eine passende Kurve erreicht werden kann. Insbesondere bei diesen Elementen wirken sich leichte Änderungen des Amplituden- und Phasengangs, verursacht durch die frequenzabhängige Abstrahlung der anderen Resonatoren, deutlich aus. Dementsprechend empfindlich sind solche Antennen beim Entwurf und es können viele Iterationen notwendig werden, bis alle Größen passen.

Ist dieser Schritt abgeschlossen, können die Maße in CST Studio Suite übernommen werden. Bis hier waren nur Simulationen einzelner Resonatoren notwendig, was eine enorme Zeitersparnis gegenüber einem Entwurf mit vollständigen 3D-Simulationen bringt. Zudem ist das Verständnis der Wirkungsweise deutlich einfacher. Nichtsdestotrotz folgt noch die Nutzung des Optimierers in CST Studio Suite, bei der alle Abmessungen der Patches (l , b , a) und die Positionen zur Verbesserung herangezogen werden. Als Kriterien dienen die Anpassung, die Richtungen der Maxima für die einzelnen Frequenzen, der minimale Gewinn sowie seine maximale Differenz im gewünschten Frequenzbereich (in Richtung 0°). Aufgrund der vielen Parameter waren hier nur noch kleine Verbesserun-

gen zu erzielen, wozu häufig Änderungen an nur wenigen Größen auftraten. Als letzter Schritt wurde noch die Anpassung an $50\ \Omega$ mit einer $\frac{\lambda}{4}$ -Leitung realisiert, teilweise wieder mit dem eingebauten Optimierungsalgorithmus.

4.3 Entwurf verschiedener Antennen

Das Entwurfsverfahren aus Abschnitt 4.2.2 wird im Folgenden genutzt, um verschiedene Antennen mit kapazitiv gekoppelten Elementen zu entwerfen. Fast alle haben eine ähnliche Länge und lassen sich deshalb in Bezug auf Gewinn und Bandbreite gut vergleichen. Anhand der Beispiele wird auf den Entwurf eingegangen und die zugehörigen Modelle sowie Simulationsergebnisse werden gezeigt. Notwendige Abweichungen zu dem beschriebenen Verfahren sind jeweils angegeben.

Am einfachsten ist die Nutzung nur einer Resonanzfrequenz, sodass diese Version ein ähnliches Prinzip wie heutige, seriell gespeiste Streifenleitungsantennen hat (siehe Abschnitt 4.3.1). Der Abstand zwischen den 10 Elementen entspricht der geführten Wellenlänge λ_g , am Ende befindet sich ein Leerlauf mit den daraus folgenden Reflexionen. Der neue Ansatz dieser Arbeit wird u. a. anhand der Antennen E bis G umgesetzt, bei denen auf beiden Seiten der Leitung insgesamt 20 Resonatoren angeordnet sind. Diese haben zwei verschiedene Resonanzfrequenzen mit unterschiedlicher Sortierung (Abschnitt 4.3.2). Im Gegensatz dazu haben die Antennen H und I keinen Leerlauf am Ende, sondern einen Abschluss. In den Simulationen wird dazu ein zweites Tor genutzt, in das die Welle transmittiert wird (Abschnitt 4.3.3). Bei den Messungen wird Absorbermaterial auf eine verlängerte Leitung gelegt, um das verbleibende Signal zu dämpfen. Der Versuch, die Elemente auf nur einer Seite der Leitung anzuordnen, mündet in Abschnitt 4.3.4. Dort sind die Elemente für eine schmalere Antennenspalte nur einseitig angebracht, was einige Nachteile mit sich bringt.

Für die Darstellung der Winkel wird die Konvention aus Abbildung 2.1 in Abschnitt 2 angewendet. Die Ergebnisse sind mit dem realisierten Gewinn dargestellt, also unter Berücksichtigung aller Verluste inklusive der Anpassung.

4.3.1 Antennengruppen mit Elementen einer Resonanzfrequenz

Die Antenne mit den kapazitiv gekoppelten Elementen nutzt nur Resonatoren einer Frequenz [JWH81]. Der Abstand zwischen den Elementen entspricht der geführten Wellenlänge λ_g , d. h. der Phasenoffset beträgt 360° . Eine Gewichtung der Amplituden mit Tschebyscheff-Polynomen verringert die Nebenkeulen. Es wurden Antennen mit sechs bis zwölf Elementen betrachtet, dargestellt in Abbildung 4.13.

Diese Antennen wurden in Matlab entworfen (siehe Abschnitt 4.2), wobei natürlich auf die Untersuchung der Resonatorpaare verzichtet werden konnte. Die entwickelten Modelle wurden in CST Studio Suite simuliert und dabei teilweise noch geringfügig mit dem eingebauten Optimierer verbessert. Den Vergleich für die Anpassung zwischen Matlab (siehe Abschnitt 4.2.2) und CST Studio Suite zeigt Abbildung 4.14. Bei dem feldsimulierten Ergebnis ist dabei die An-

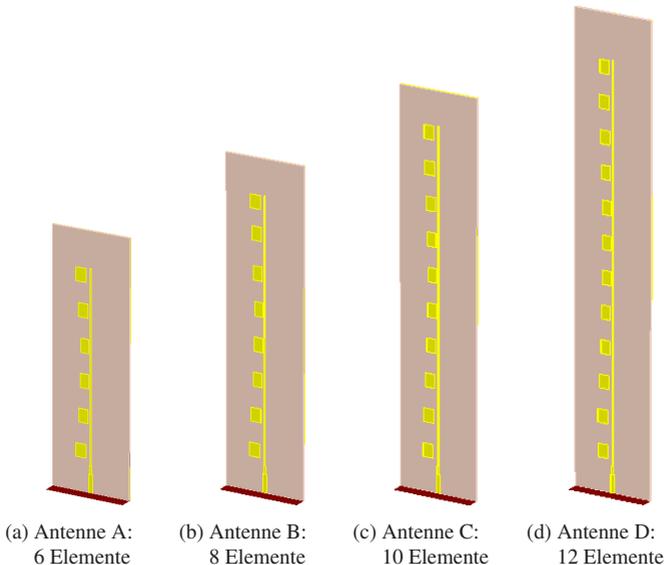


Abbildung 4.13: Modelle in CST Studio Suite für die Antennen mit einer Resonanzfrequenz

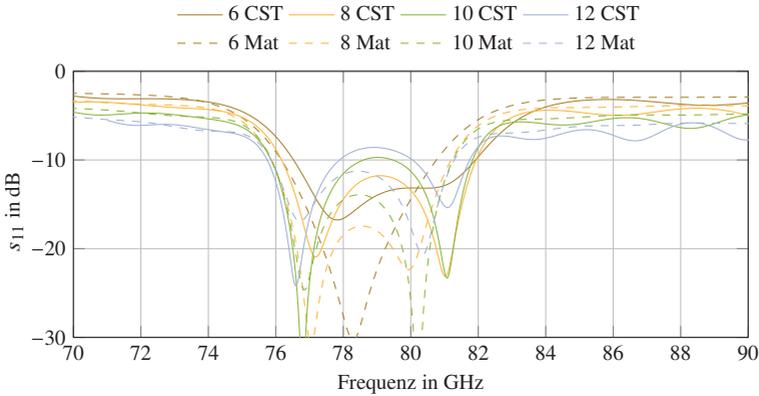


Abbildung 4.14: Vergleich von s_{11} zwischen Simulationen in CST Studio Suite und Matlab-Modellen (Mat) für die Antennen A bis D mit verschiedener Anzahl an Elementen (einschließlich Anpassleitung an $50\ \Omega$ bei CST)

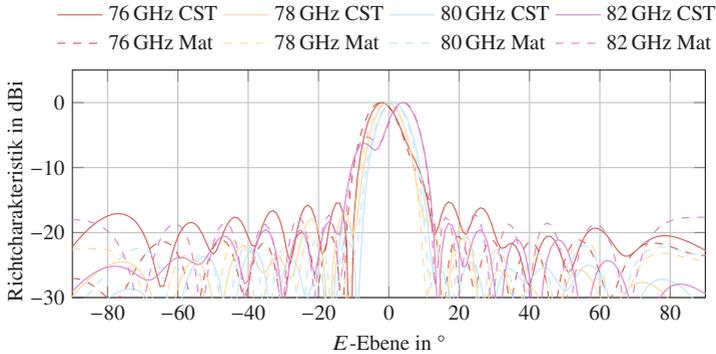
passleitung auf $50\ \Omega$ enthalten, im Fall des verketteten Modells nicht. Für die Modellierung und die Simulationen wurde dabei auf ein anderes Modell für die Einzelemente als bei den folgenden Antennen zurückgegriffen, da beim Entwurf dieser Version bereits passende Messergebnisse der Materialeigenschaften zur Verfügung standen (mSAP-Technologie in Abschnitt 3.5.2).

In Matlab ist die Anpassung vom Wert her durchgehend besser als in CST Studio Suite, weist aber eine geringere Bandbreite für $s_{11} < -10\ \text{dB}$ auf. Diese beträgt in der Simulation zwischen 5 GHz und 6 GHz für bis zu 10 Elemente. Mit zwei mehr erreicht die Anpassung bei 79 GHz nur noch 8,5 dB. Es entstehen zwei Resonanzen, die aber nicht mit den einzelnen Resonatoren erklärt werden können, da diese nur einen Peak haben (vgl. Abbildung 4.3). Die Ursache muss deshalb in dem Gesamtaufbau und der Anordnung der Einzelemente gesucht werden. Bei 78,5 GHz ist das System in Resonanz, da die Strukturen und Leitungslängen auf diese Frequenz abgestimmt sind. Genau das führt aber dazu, dass sich die Reflexionen der einzelnen Elemente überlagern. Sie sind bei dieser Frequenz nahezu phasengleich, da die Phase der Reflexion nicht von der Amplitude abhängig ist (vgl. Gleichung 4.19) und gleichzeitig diese rückwärtsgerichtete Welle an den anderen Elementen keine große Phasenverzerrung erleidet (siehe Abbildung 4.5d). Das führt zu konstruktiver Interferenz

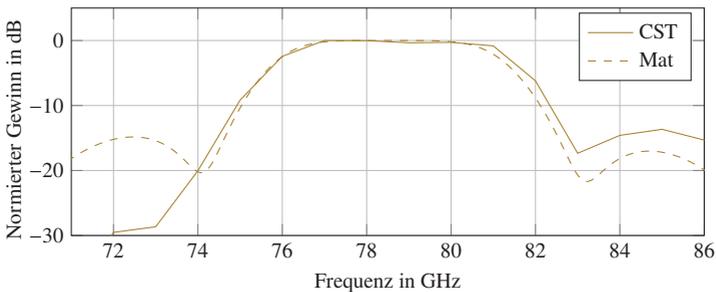
bei 79 GHz, nicht jedoch darüber und darunter, weshalb zwei Minima entstehen. Einen zusätzlichen Hinweis dazu liefern Simulationen mit unregelmäßigen Abständen zwischen den Elementen, d. h. sie werden ausgehend von ihrer Ursprungsposition unterschiedlich verschoben. Die schlechte Anpassung in der Mitte des Frequenzbereichs verbessert sich dann, allerdings auf Kosten von Gewinn und Nebenkeulenniveau.

Bereits hier zeigt sich, dass die Schwierigkeit beim Entwurf der Antenne mit der Anzahl der Elemente steigt, u. a. verstärkt sich die Frequenzabhängigkeit von Amplitude und Phase (vgl. Gleichung 4.23). Gleichzeitig wird die Speiseleitung immer länger und die Verluste steigen, was sich an den abnehmenden Reflexionen unter- und oberhalb des Nutzbandes zeigt. Was im Vergleich dazu innerhalb des gewünschten Frequenzbereichs weniger zurückkommt, wird abzüglich der Verluste in den Resonatoren abgestrahlt. Eine direkte Abschätzung der Effizienz ist aber dennoch nicht möglich, weil ein großer Teil der Reflexionen von den – vor allem mittleren – Resonatoren stammt. Damit sind der zurückgelegte Weg und der Verlust in der Leitung geringer, als wenn sie vom Leerlauf am Ende verursacht wären.

Da Antenne C mit 10 Elementen die Anpassung von 10 dB noch erreicht, wird diese im Folgenden näher betrachtet. Wie bereits in Abschnitt 4.2.2 erwähnt, wurde der Antennenentwurf vor allem anhand von Amplitude und Phase durchgeführt (siehe Abbildung 4.11). Das entworfene Modell berechnet jedoch auch den Gruppenfaktor, der sich direkt aus den abgestrahlten Wellen ergibt und die unterschiedlichen Einzelementcharakteristiken vernachlässigt. Dieser wiederum kann in gewissen Grenzen mit dem Simulationsergebnis aus CST Studio Suite verglichen werden, wenn er normiert dargestellt wird (siehe Abbildung 4.15a). Zumindest im Bereich der Hauptstrahlrichtung lässt sich eine gute Übereinstimmung feststellen. Da der Elementfaktor bei 0° ein Maximum hat, werden Maxima in der Gesamtcharakteristik leicht in Richtung 0° verschoben und fallen etwas steiler ab, was sich beides an den Kurven zeigt. Anhand dieser Grafik kann aber kein sinnvoller Vergleich für die Nebenkeulen vorgenommen werden. Dazu unterscheiden sich die Elementrichtcharakteristiken aufgrund der verschiedenen Amplituden und Frequenzen sowie den daraus folgenden Abmessungen zu stark. Der Gewinn wird ebenfalls normiert betrachtet (siehe Abbildung 4.15b) und zeigt in Bezug auf die Frequenzabhängigkeit ebenfalls eine sehr gute Übereinstimmung.



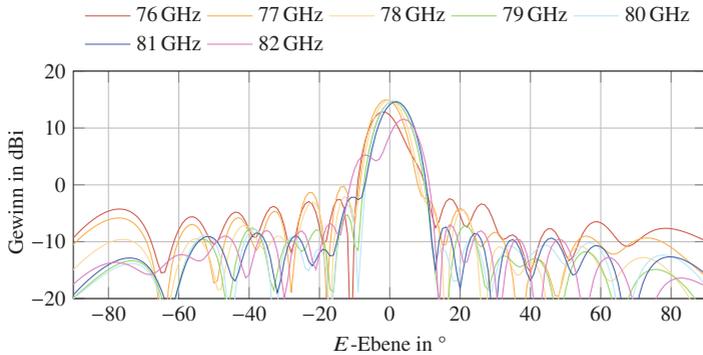
(a) Normierte Richtcharakteristiken in CST und Gruppenfaktor in Matlab



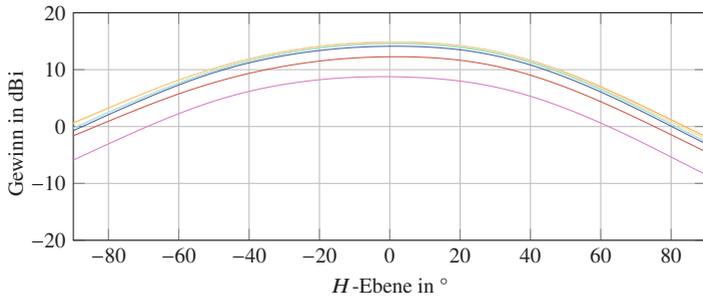
(b) Normierten Gewinn über der Frequenz

Abbildung 4.15: Vergleich zwischen CST Studio Suite und Matlab-Modell (Mat) anhand von Antenne C mit 10 Elementen

Die weitere Untersuchung der Antenne erfolgt anhand von Abbildung 4.16, in der die Simulationsergebnisse aus CST Studio Suite für das Fernfeld gezeigt sind. Während die Anpassung in Abbildung 4.14 über einen Frequenzbereich von 6 GHz besser als 10 dB ist, bleibt die Richtcharakteristik nur von 77 GHz bis 81 GHz stabil. Darüber und darunter bricht der Gewinn ein und fällt unter 14 dBi. Gleichzeitig ergibt sich eine Abweichung von einigen Grad im Winkel. Für die Hauptstrahlrichtung bei 0° liegt der maximale Unterschied bei 1 dB, während das Maximum zwischen -2° und 2° schwankt. Die Nebenkeulenunterdrückung beträgt 14 dB bis 78 GHz und 16 dB darüber.



(a)



(b)

Abbildung 4.16: Gewinn für Antenne C mit 10 Elementen

4.3.2 Antennengruppen mit zwei Resonanzfrequenzen

Bei den Antennen E bis G werden im Gegensatz zu den Antennen aus Abschnitt 4.3.1 Elemente mit zwei verschiedenen Resonanzfrequenzen verwendet. Sie sind so gewählt, dass sich eine ideale Kombination von Dämpfung D , und damit der 3 dB-Breite, sowie den Resonanzen ergibt (vgl. Abschnitt 4.2.1): $D = 0,03$, $f_1 = 76$ GHz und $f_2 = 82$ GHz. Die Antennen haben 20 Elemente und sind mit Antenne C (10 Elemente) vergleichbar, weil jeweils 2 Resonatoren ein Paar bilden. Die im Folgenden betrachteten Varianten sind in Abbildung 4.17 dargestellt.

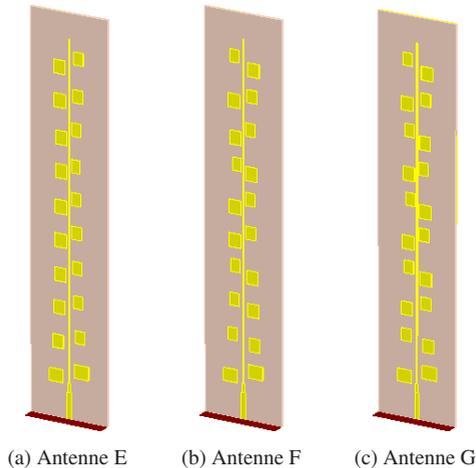


Abbildung 4.17: Modelle der Antennen E bis G mit 20 Elementen, aber unterschiedlicher Verteilung auf die beiden Seiten der Leitung (c: [MKB⁺21])

Alle drei Antennen sind auf der gleichen Basis entstanden. Der Entwurf wurde mit dem Verfahren nach Abschnitt 4.2 in Matlab durchgeführt. Zur Verringerung der Nebenkeulen wurde eine Gewichtung nach Tschebyscheff vorgenommen, wobei die Parameter so gewählt wurden, dass eine Realisierung mit dem möglichen Umfang an Amplituden erfolgen konnte. Die Auswirkungen auf die Abmessungen lassen sich auch direkt in Abbildung 4.17 erkennen, wo die mittleren Elemente mit größerer Amplitude näher an der Leitung liegen. Der Vergleich zwischen den Resonatoren nahe der Speisung und denen am Ende der Leitung zeigt ebenfalls Unterschiede und spiegelt die aufgrund von Abstrahlung und Verlusten abnehmende Leistung wider, sodass eine entsprechend größere Amplitude gewählt werden muss. Dabei wurde zugunsten niedrigerer Nebenkeulen und besserer Anpassung darauf verzichtet, dass sich alle Phasen in einem Punkt schneiden. Die ermittelten Positionen und Eigenschaften sowie die daraus folgenden Abmessungen sind in Anhang B.1 gegeben. Dabei zeigt sich, dass benachbarte Elemente überlappen würden, wenn sie nur auf einer Seite der Leitung angeordnet wären. Da ein Verschieben die Phasen ändert, wird diese Möglichkeit erst später diskutiert (siehe Abschnitt 4.3.4), zuerst wird nur die Verteilung auf beide Seiten der Leitung betrachtet.

Die weiteren Schritte beim Entwurf wurden anhand von Antenne G durchgeführt und dann für die Varianten E und F übernommen. Dazu wurden alle Größen in CST Studio Suite optimiert, wobei sich meist nur Änderungen im Bereich weniger Mikrometer ergaben, in Einzelfällen aber auch über 100 μm . Als Bewertungskriterien wurden die Anpassung, die Richtung des größten Gewinns, der Gewinn selbst bei 0° und die dabei maximal auftretende Differenz über der Frequenz herangezogen (vgl. auch Abschnitt 4.2.2). Nachdem keine weiteren Verbesserungen mehr erwartet wurden, folgte im letzten Schritt die Ergänzung der $\frac{\lambda_g}{4}$ langen Leitung zur Anpassung an $50\ \Omega$. Die Antennen E und F entstanden aus Antenne G nur durch eine andere Verteilung der Elemente auf die beiden Seiten der Leitung, wozu die betroffenen Paare gespiegelt wurden. Deshalb ergeben sich auch vergleichbare Anpassungen, die von dem Modell in Matlab ähnlich vorhergesagt werden (siehe Abbildung 4.18). Das simulierte s_{11} ist über einen Bereich von fast 12 GHz deutlich geringer als $-10\ \text{dB}$. Die tatsächlich nutzbare Bandbreite ergibt sich aber erst im Zusammenhang mit den Richtcharakteristiken.

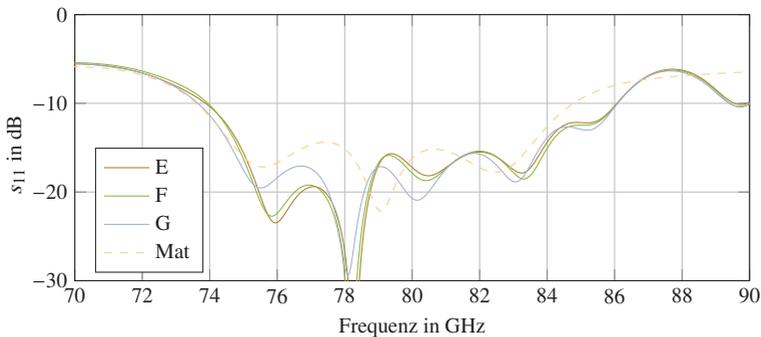
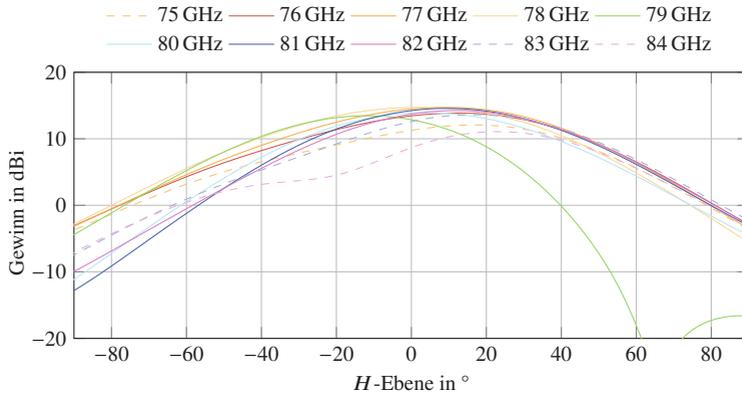


Abbildung 4.18: s_{11} für die Antennen E, F und G in CST Studio Suite sowie das zugrunde liegende Matlab-Modell ohne Anpassleitung an $50\ \Omega$ (Antenne G: vgl. [MKB⁺21])

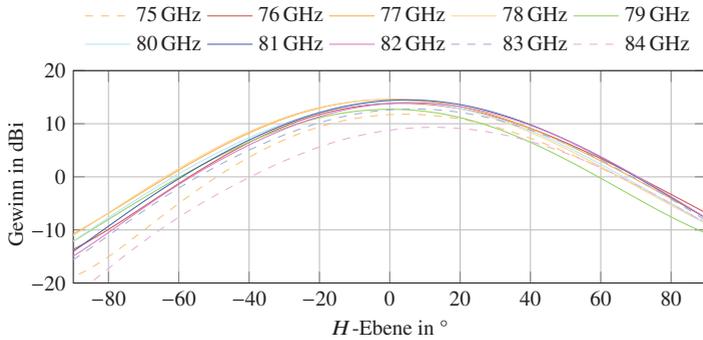
Werden die Elemente entsprechend ihrer Frequenz sortiert (Antenne E, Abbildung 4.17a), ist zu erwarten, dass die Richtcharakteristiken in der H -Ebene über der Frequenz ungleich verteilt sind. Diesen Umstand bestätigt Abbildung 4.19: Bei 79 GHz gibt es eine deutliche Verschiebung des Maximums in negativer

Abbildung 4.19: Kopolarisation in der H -Ebene für Antenne E

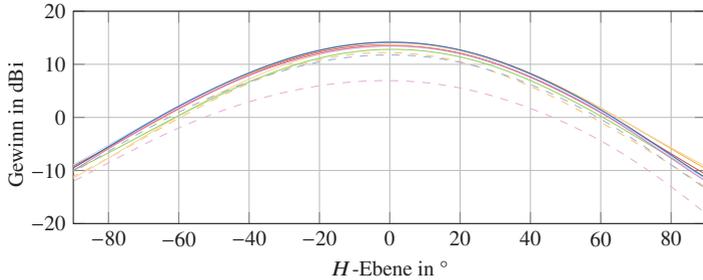
Richtung und die Richtcharakteristiken sind zu höheren Frequenzen hin unsymmetrisch.

Es ist deshalb notwendig, dass die Elemente beider Resonanzfrequenzen gleichmäßig verteilt werden. Problematisch ist dabei, dass zusätzliche Keulen außerhalb der E - und H -Ebene auftreten, da die zusammengehörigen Elemente diagonal angeordnet sind. Eine quantitative Betrachtung dazu folgt später anhand von Abbildung 4.21. Bei Antenne F wurden die Elementpaare so gespiegelt, dass eine möglichst unregelmäßige Verteilung entsteht. Bei Antenne G sind jeweils zwei Paare zu einem Quartett zusammengefasst, innerhalb dessen sich die Resonatoren in der Weise abwechseln, dass auf beiden Seiten jede Frequenz jeweils einmal vertreten ist und eine mechanische Überlappung vermieden wird. Gegenüber Antenne E ist deshalb jedes dritte und vierte Element an der Leitung gespiegelt. Zur Beurteilung werden, wie bereits in Abbildung 4.19, zunächst die Schnitte in der H -Ebene herangezogen (siehe Abbildung 4.20).

Es zeigt sich, dass Antenne G einen etwas gleichmäßigeren Verlauf über der Frequenz hat und bei 0° von 76 GHz bis 82 GHz nur eine Differenz von 1,4 dB aufweist (Abbildung 4.8: 1,2 dB). Wird ein Unterschied bis 3 dB zugelassen, beträgt die Bandbreite mehr als 8 GHz. Gemäß Abbildung 4.18 ist die Anpassung in diesem Bereich besser als 15 dB. Um die beiden Varianten umfassend vergleichen zu können, ist es jedoch notwendig, die zusätzlich auftretenden Keulen



(a) Antenne F



(b) Antenne G

Abbildung 4.20: Simulierte Schnitte in der H -Ebene für Antennen F und G mit unterschiedlich verteilten Elementen

zu betrachten. Dazu wird in Abbildung 4.21 der Gewinn über dem Halbraum dargestellt. Um den gesamten Frequenzbereich auf einmal erfassen zu können, wurde für jeden Winkel in Azimut und Elevation der jeweils größte Wert von 76 GHz bis 82 GHz in 1-GHz-Schritten dargestellt. Das bedeutet, dass es sich um ein Worst-Case-Szenario handelt, zumal die Amplitude insgesamt und nicht nur Ko- oder Kreuzpolarisation einzeln erfasst wurden. Aufgrund dieser Maximumsuche ist die Aussagekraft auf die Nebenkeulen beschränkt, da für den Gewinn in Hauptstrahlrichtung das jeweilige Minimum notwendig wäre.

Am besten schneidet Antenne E ab (siehe Abbildung 4.21a). Die größte Nebenkeule tritt hier mit -1 dBi bei -16° in Azimut und -22° in Elevation auf.

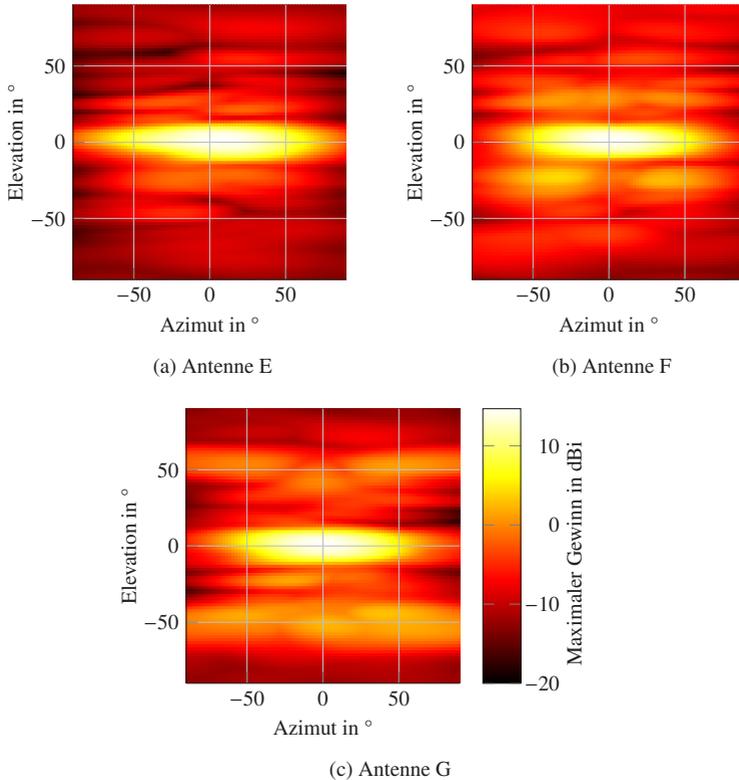


Abbildung 4.21: Maximum des Gewinns zur Auswertung der stärksten Nebenkeulen bei den Antennen E bis G. Es wird für jeden dargestellten Punkt im Halbraum der betragsmäßig größte Wert zwischen 76 GHz und 82 GHz angegeben (1 GHz-Schritte)

Allerdings ist diese Antenne aufgrund der unsymmetrischen Abstrahlung in der H -Ebene nicht brauchbar. Dieser geringe Wert lässt sich auf die gleichseitige Anordnung zurückführen und ist im Übrigen ähnlich zu Antenne C. Bei letzterer beträgt das größte Nebenmaximum $-0,8$ dBi, liegt aber nur wenig neben der H -Ebene, sodass die zugehörige Keule bereits mit dem Schnitt in Abbildung 4.16a erfasst ist. Die Varianten mit versetzter Anordnung der Elemente strahlen dagegen zusätzlich in andere Richtungen ab, z. B. in $-32^\circ/-24^\circ$ (Azimut/Elevation) für Antenne F und $40^\circ/-44^\circ$ für Antenne G. Allerdings ist das größte Nebenma-

ximum bei letzterer mit 2,9 dBi deutlich geringer als für Antenne F (4,5 dBi). Beachtet werden muss darüber hinaus, dass der jeweils schlechteste Werte dargestellt und die Polarisation nicht berücksichtigt ist, d. h. die Werte sowohl von Ko- als auch Kreuzpolarisation beeinflusst sein können.

Die Bandbreite in einem Radarsensor sorgt außerdem dafür, dass sich nach der Signalverarbeitung eine Art Mittelung ergibt und die Nebenmaxima verwischen. Um abzuschätzen, wie stark der Unterschied wäre, wurde in einer weiteren Betrachtung der Gewinn der einzelnen Frequenzen über das Band von 76 GHz bis 82 GHz gemittelt. Das größte Nebenmaximum verschiebt sich dabei ganz leicht und wird gegenüber Abbildung 4.21c um 2,2 dB geringer, was eine realistischere Einschätzung für den Anwendungsfall ermöglicht.

Die Betrachtung der *E*-Ebene für Antenne G (siehe Abbildung 4.22) zeigt neben den Nebenkeulen der Kopolarisation vor allem den Schwenk der Hauptstrahlrichtung über der Frequenz. Zwischen 75 GHz und 82 GHz liegt er im Bereich -2° bis 2° , die zugehörigen Maxima reichen von 12,6 dBi bis 14,7 dBi. Bei 0° werden zwischen 76 GHz und 82 GHz mindestens 12,8 dBi und höchstens 14,2 dBi erreicht. Der kleinste Wert tritt bei 79 GHz auf, was sich auf den Einbruch zwischen den Resonanzen zurückführen lässt (vgl. Abschnitt 4.2.1). Bei der Nebenkeulenunterdrückung werden 13 dB für Winkel kleiner als 0°

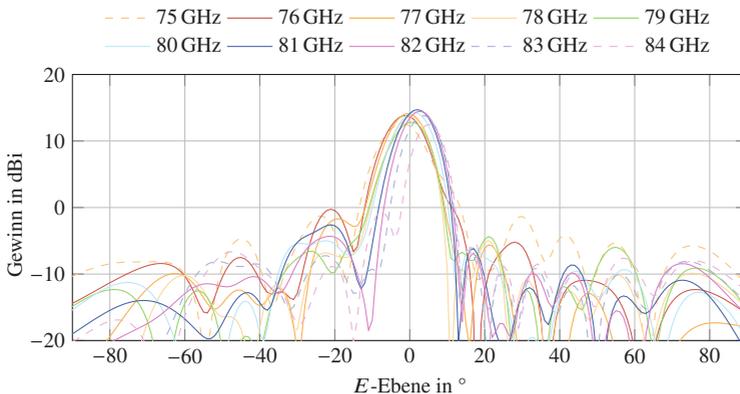


Abbildung 4.22: Kopolarisation in der *E*-Ebene für Antenne G (vgl. [MKB+21])

erreicht, darüber 16 dB. Letzteres liegt daran, dass in Richtung der Speisung weniger Unerwünschtes abgestrahlt wird, z. B. hervorgerufen durch die Leitung.

4.3.3 Antennengruppen mit abgeschlossener Leitung

Die in Abschnitt 4.3.2 vorgestellten Antennen haben am Ende der Speiseleitung einen Leerlauf, sodass die übrige Leistung reflektiert wird. Die dadurch verursachte rücklaufende Welle trägt insbesondere an den letzten Elementen deutlich zur Abstrahlung bei und erschwert deshalb den Entwurf. Passen die Phasen nicht zueinander, kann es sein, dass eine Änderung der Position nicht die gewünschten Auswirkungen zeigt. Wird die zurücklaufende Welle unterdrückt, dann können Amplitude und Phase für die einzelnen Resonatoren deutlich genauer eingestellt werden. Dazu wird am Ende der Leitung ein Abschluss angebracht, der in den Simulationen mithilfe eines zweiten Tors realisiert wird (siehe Abbildung 4.23). Damit kann auch ausgewertet werden, welche Leistung ankommt und als Verlust in Wärme umgewandelt wird. Beim Aufbau der Antennen und den Messungen in Kapitel 5 wird dazu die Leitung verlängert und ein Stück Absorber aufgelegt.

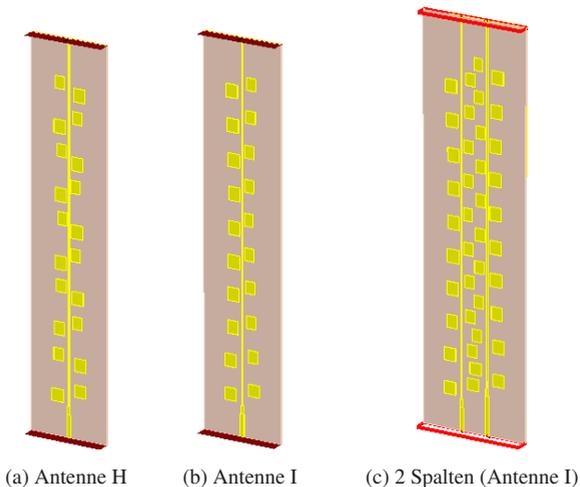


Abbildung 4.23: Modelle der Antennen H und I mit 20 Elementen und zusätzlichem Tor am Ende der Leitung als Abschluss sowie einer Anordnung mit $\frac{\lambda_0}{2}$ Abstand (a: [MKB⁺21])

Die Antennen selbst ähneln in ihrer Struktur und den Abmessungen denjenigen aus Abschnitt 4.3.2. Die Resonanzfrequenzen liegen ebenfalls wieder bei 76 GHz bzw. 82 GHz und die Dämpfung bei 0,03. Im Folgenden werden zwei Varianten untersucht: Bei Antenne H (Abbildung 4.23a) sind die Elemente viererweise gebündelt, sodass die Resonatoren beider Frequenzen gleichmäßig auf beiden Seiten verteilt sind (vgl. Antenne G). In Abbildung 4.23b (Antenne I) sind sie dagegen frequenzweise sortiert. Die Optimierungen in CST Studio Suite wurden anhand von Antenne H durchgeführt und unverändert für Antenne I übernommen. Letztere lässt sich sinnvoll verschachteln und kann, nach einer leichten Verschiebung in Richtung der z -Achse und Spiegeln, in einem lateralen Abstand von $\frac{\lambda_0}{2}$ angeordnet werden (siehe Abbildung 4.23c).

Wie nicht anders zu erwarten, unterscheiden sich die S -Parameter der beiden Versionen kaum voneinander (siehe Abbildung 4.24). Da es keine rücklaufende Welle gibt, treten nur an den Elementen selbst Reflexionen auf, die mit wachsender Abstrahlung zunehmen (vgl. Abschnitt 4.1.3). Vor allem außerhalb des Nutzbandes ist s_{11} deshalb niedrig. Gleichzeitig wird s_{21} größer, erreicht aber aufgrund des Leitungsverlustes trotzdem nur -4 dB bis -3 dB. Daraus lässt sich ablesen, wie viel Leistung in den Abschluss gelangt. Bei 78 GHz sind es etwa $-7,5$ dB, was 18 % entspricht. s_{11} liegt durchgehend unter -15 dB bzw. -16 dB, sodass die Reflexionen keine Beschränkung der Bandbreite verursachen. Nichtsdestotrotz zeigen Werte von s_{21} nahe des Leitungsverlustes (gedachte Linie von ca. -3 dB links zu -4 dB rechts), dass dort nicht abgestrahlt wird.

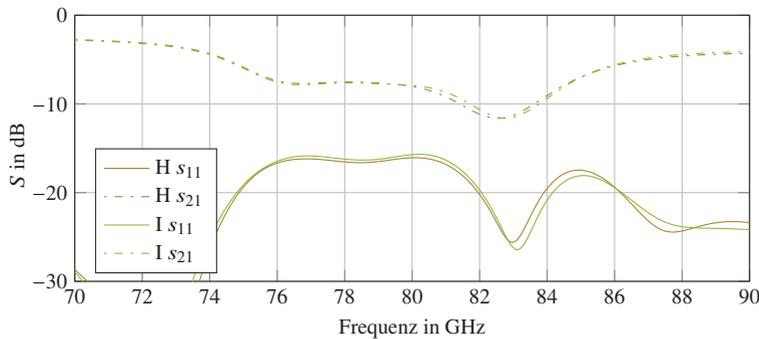
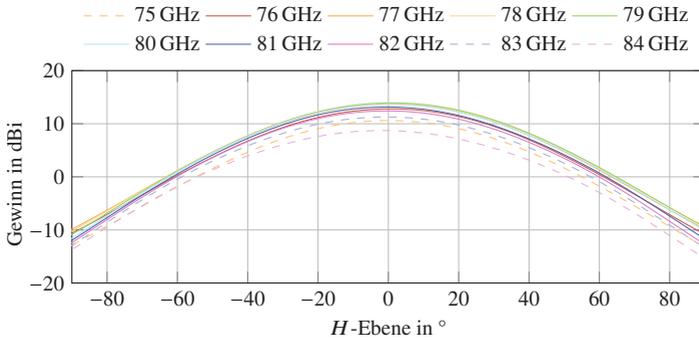
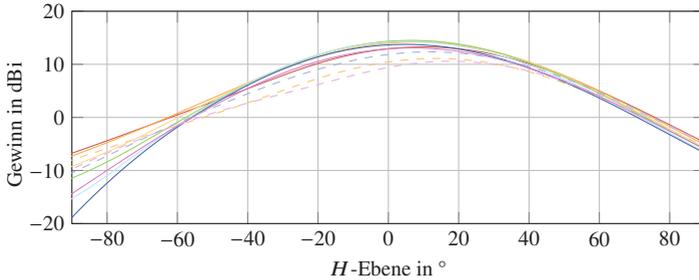


Abbildung 4.24: S -Parameter für die Antennen H und I in CST Studio Suite (Antenne H: vgl. [MKB*21])



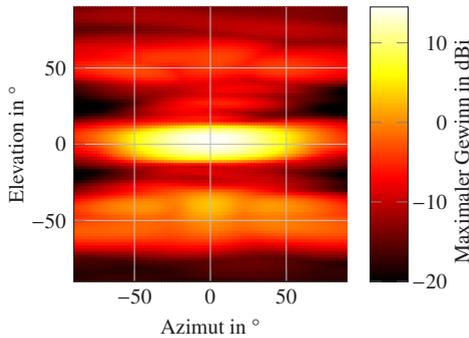
(a) Antenne H



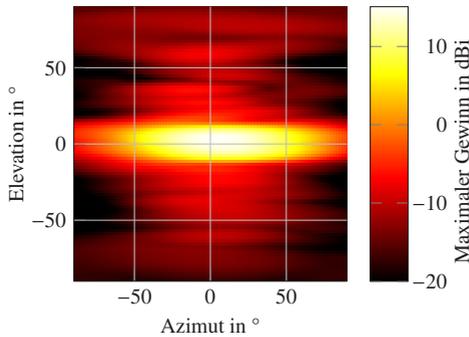
(b) Antenne I

Abbildung 4.25: H -Ebene für Antennen H und I mit unterschiedlich verteilten Elementen

Da die S -Parameter keine Präferenz für eine der beiden Antennen nahelegen, werden in Abbildung 4.25 für beide die Schnitte in der H -Ebene dargestellt. Während Antenne E in Abschnitt 4.3.2 bei 79 GHz deutlich unsymmetrisch ist, zeigt sich dieser Effekt bei Antenne I in Abbildung 4.25b nicht. Lediglich unter -50° sinkt die Abstrahlung bei den höheren Frequenzen geringfügig schneller, bei 81 GHz am deutlichsten. Die Asymmetrie ist etwas ausgeprägter als bei Antenne H (Abbildung 4.25a), vor allem an den Rändern des dargestellten Frequenzbereichs. Das Maximum ist um etwa 7° verschoben. Es liegt zwischen 76 GHz und 82 GHz bei 13 dBi bis 14,5 dBi und ist damit geringfügig größer als für Antenne H. Die Effizienz von Antenne H liegt bei etwa 45 %. Der Rest teilt



(a) Antenne H



(b) Antenne I

Abbildung 4.26: Maximum des Gewinns zur Auswertung der stärksten Nebenkeulen bei den Antennen H und I. Es wird für jeden dargestellten Punkt im Halbraum der betragsmäßig größte Wert zwischen 76 GHz und 82 GHz angegeben (1 GHz-Schritte)

sich auf in Verluste in der Leitung (39 %) sowie im Abschluss (16 %) [MKB⁺21], die Werte von Antenne I sind vergleichbar.

Ein deutlicher Unterschied zeigt sich bei der Betrachtung der Nebenkeulen im Halbraum. Dazu ist in Abbildung 4.26 wieder das Maximum im Fernfeld für 76 GHz bis 82 GHz dargestellt, ermittelt bei den zugehörigen ganzzahligen Frequenzen im Gigahertz-Abstand. In Abbildung 4.26a (Antenne H) stammt das Nebenmaximum von 2,9 dBi (40° in der Elevation und 0° im Azimut) von der Kreuzpolarisation bei 82 GHz. Diese rührt von der abwechselnden

Anordnung her, denn das Nebenmaximum in Abbildung 4.26b ist deutlich geringer und dort verursacht durch die Kopolarisation. Der größte Wert für die Nebenkeulen von Antenne I liegt bei $-4,4 \text{ dBi}$ (Azimut 4° , Elevation -16°). Bei der Kreuzpolarisation wird das Maximum von $1,7 \text{ dBi}$ im Bereich der Hauptkeule erreicht (Azimut -30° /Elevation 6°) und tritt deshalb in dieser Darstellung nicht besonders hervor.

Bei den Antennen mit Abschluss am Ende zeigt sich deutlich der Vorteil der frequenzweisen Anordnung der Elemente, weil die Nebenkeulen deutlich geringer sind. Das steht im Widerspruch zu den Ergebnissen in Abschnitt 4.3.2, wo diese Anordnung zu einem Einbruch bei 79 GHz führt. Der Unterschied zu Antenne G liegt in der fehlenden rücklaufenden Welle. Diese trifft gewissermaßen aus der falschen Richtung auf die Struktur, sodass es schwieriger ist, die Phase mithilfe der Positionierung anzupassen, wodurch diese Keulen begünstigt werden.

Die frequenzabhängige Änderung der Hauptstrahlrichtung verdeutlichen die Schnitte in der E -Ebene (Abbildung 4.27). Der Beam schwenkt zwischen 76 GHz und 82 GHz um etwa 6° und damit geringfügig mehr als bei Antenne G (siehe Abbildung 4.22), wo die reflektierte Welle eine gegenläufige Wirkung verursacht. Dadurch ist der frequenzabhängige Strahlschwenk deutlich sichtbar, führt aber auch zu einer klareren Struktur. Kann dieser in Kauf genommen oder sogar genutzt werden, lässt sich die Antenne über einen noch größeren Band-

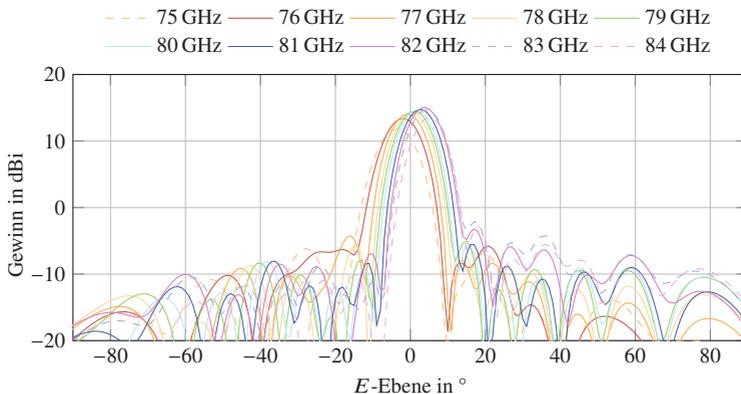


Abbildung 4.27: Kopolarisation in der E -Ebene für Antenne I

bereich nutzen und erreicht für 76 GHz bis 84 GHz einen Gewinn von größer als 13,4 dBi, sein Maximum liegt bei 15 dBi. Damit ist er trotz der zusätzlichen Verluste im Abschluss größer als bei den Antennen mit reflektierendem Ende in Abschnitt 4.3.2. Dort werden allerdings auch mehr Nebenkeulen angeregt, deren Leistung in der Hauptstrahlrichtung fehlt. Da bei Antenne I alle Nebenkeulen auch in der E -Ebene auftreten (vgl. Abbildung 4.26b), ist die Auswertung ihrer Unterdrückung dort sinnvoll möglich. Sie liegt mit der ungünstigsten Kombination der Frequenzen bei 16 dB, bezogen auf 0° . Wird der Wert nur innerhalb einer Frequenz auf das Maximum bezogen, liegt er bei 18 dB. Bei beiden Betrachtungsweisen schneiden die Antennen mit Abschluss einige Dezibel besser ab als die mit reflektierendem Leitungsende.

Da Antenne I im Gegensatz zu Antenne E keinen Einbruch im Gewinn aufweist, lohnt sich die Betrachtung der verschachtelten Antenne. Nach Spiegeln der Elemente an der Leitung und leichter Verschiebung, können zwei Spalten mit einem Abstand von $\frac{\lambda_0}{2}$ nebeneinander angebracht werden (siehe Abbildung 4.23c), was zur Vermeidung von Mehrdeutigkeiten bei der Winkelbewertung im Radar häufig notwendig ist. Der vertikale Versatz von ungefähr $0,3\lambda_0$ muss natürlich bei der Signalverarbeitung berücksichtigt werden, sollte aber kein grundsätzliches Hindernis darstellen. Die zugehörigen Richtcharakteristiken sind in Abbildung 4.28 dargestellt und zeigen die Ergebnisse für die linke Antenne mit einer durchgezogenen Linie (—) und für die rechte Antenne gestrichelt (– –).

Die Richtcharakteristiken sind in der H -Ebene unsymmetrisch, was sich aber mit der danebenliegenden zweiten Antenne erklären lässt. Nichtsdestotrotz liegt der Gewinn zwischen 76 GHz und 81 GHz senkrecht zum Substrat zwischen 12 dBi und 13,5 dBi, die prinzipielle Form der E -Ebene ändert sich nicht gegenüber einer einzelnen Antenne. Die Anpassung ist durchgehend besser als 15 dB, das Übersprechen zwischen den beiden Antennentoren liegt unter -20 dB. Werden weitere Spalten auf die gleiche Weise nebeneinandergesetzt, dann nimmt der Gewinn insbesondere bei den mittleren Elementen um bis zu 3,5 dB ab, weil durch die Überlappung die mögliche Antennenwirkfläche eingeschränkt wird (vgl. Abschnitt 2.1.1).

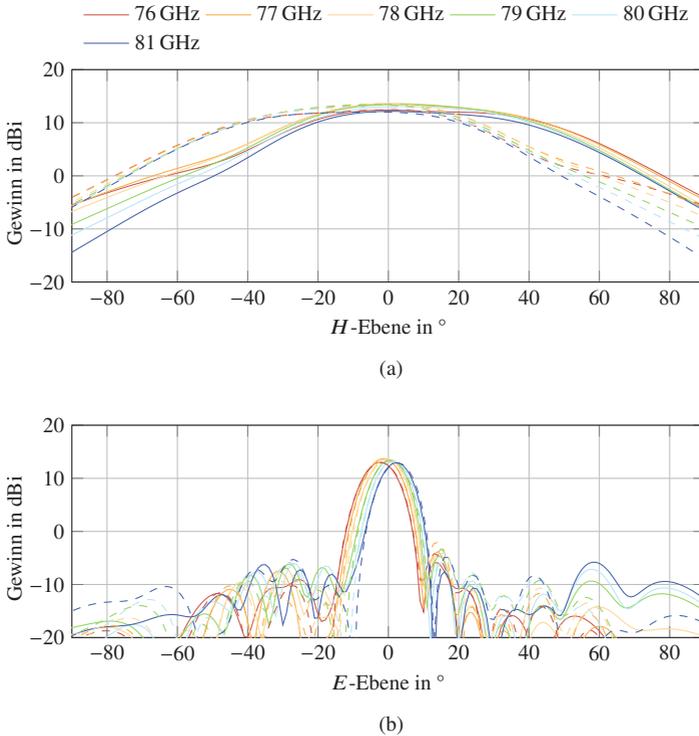


Abbildung 4.28: Richtcharakteristiken für zwei im Abstand $\frac{\lambda_0}{2}$ nebeneinanderliegende Spalten von Antenne I (— linke Antenne, -- rechte Antenne)

4.3.4 Antennengruppen mit Elementen auf einer Seite

Die Antennen in den Abschnitten 4.3.2 und 4.3.3 benötigen aufgrund der Verteilung ihrer Einzelemente beide Seiten der Leitung. Damit sind sie sehr breit und ermöglichen bei senkrechter Ausrichtung keine uneingeschränkte Anordnung mit einem lateralen Abstand von $\frac{\lambda_0}{2}$, wie es zur Vermeidung von Mehrdeutigkeiten in einem Radarbild häufig gewünscht ist. Deshalb werden in diesem Abschnitt – neben Antenne I – einige weitere Möglichkeiten untersucht, wie bzw. ob dies erreicht werden kann. Dazu ist es notwendig, die Elemente auf nur einer Seite der Leitung unterzubringen, was die Freiheit bei der Positionie-

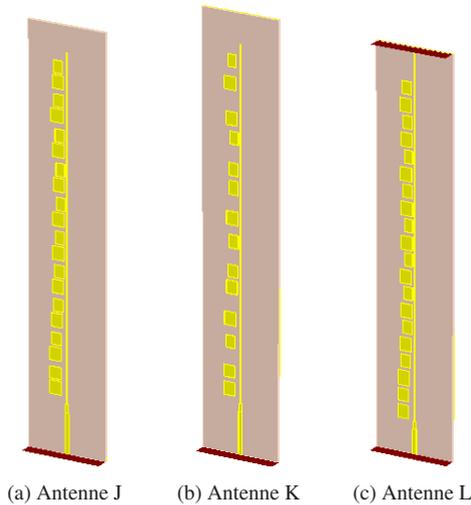


Abbildung 4.29: Modelle der Antennen J bis L

rung deutlich einschränkt und nicht den idealen Abstand aufeinanderfolgender Elemente ermöglicht (vgl. Abschnitt 4.2.1). Drei entsprechende Ansätze sind in Abbildung 4.29 dargestellt.

Antenne J basiert auf Variante G, allerdings sind die Positionen der Elemente in der Weise angepasst, dass es keine Überlappungen gibt. Dazu wurden die Resonatoren so weit voneinander weggeschoben, dass zwischen ihnen ein Abstand von $200\ \mu\text{m}$ entsteht. Dadurch wird die Phase geändert, weshalb Anpassung und Abstrahlung ungünstig beeinflusst werden. Um die dadurch verursachten Änderungen von dem Einfluss der Kopplung zwischen den Elementen unterscheiden zu können, ist in Abbildung 4.30 neben der Simulation des Modells aus Abbildung 4.29a die Anpassung für eine zweiseitige Anordnung dargestellt. Die Elemente haben also die gleichen Positionen sind aber wie bei Antenne E entsprechend ihrer Frequenz links und rechts der Leitung verteilt. Die Unterschiede in der Anpassung im Vergleich zu Abbildung 4.18 sind deutlich zu erkennen. Werden sie alle, bei unveränderten Positionen, auf der gleichen Seite der Leitung angeordnet, dann ändert sich die Anpassung nochmals deutlich, was sich auf die verstärkte Kopplung zwischen den Elementen zurückführen lässt. Sie ist nicht breitbandig, sondern erreicht nur um 75 GHz und 81 GHz einen

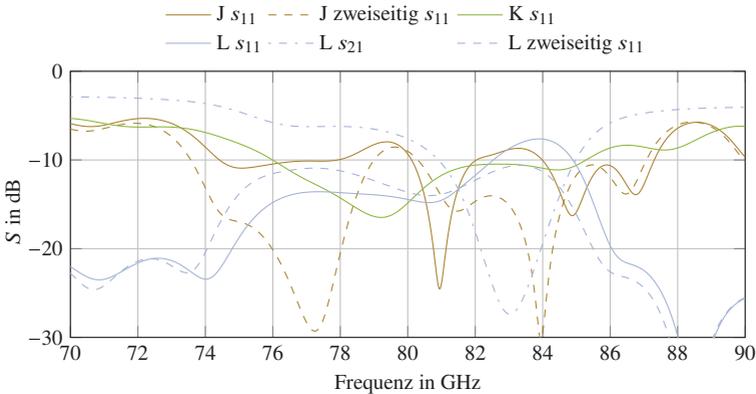


Abbildung 4.30: Anpassung für die Antennen J bis L aus CST Studio Suite, teilweise zusätzlich s_{11} für zweiseitige Anordnung bzw. s_{21}

Wert besser als 10 dB. Dazu passend bricht dazwischen bei 79 GHz der Gewinn deutlich ein.

Hier wirkt sich die einseitige Anordnung ebenfalls aus, wie Abbildung 4.31 mit dem Gewinn für 0° in Azimut und Elevation zeigt. Er nimmt im betrachteten Frequenzband zwischen 2,2 dB und 3 dB gegenüber Antenne „J zweiseitig“ ab. Das passt zu den Überlegungen aus Abschnitt 2.1.1, wo der Gewinn näherungsweise proportional mit der Gesamtfläche eines Arrays zunimmt. Auch wenn sich die Elemente selbst nicht ändern und nur unterschiedlich angeordnet werden, wie in diesem Abschnitt, gilt diese Regel. Hervorgerufen wird die Verringerung letztlich durch die auftretende Kopplung.

Bei Antenne K wurde die Anzahl der Einzelelemente auf 14 reduziert und diese wurden neu angeordnet. Der ausreichende Abstand zwischen den Elementen ermöglicht deshalb, die abgestrahlten Phasen anhand der Positionen einstellen zu können. Die Anpassung (siehe Abbildung 4.30) ist dabei von ungefähr 76 GHz bis 85 GHz besser als 10 dB. Allerdings zeigt Abbildung 4.31, dass der Gewinn nur in einem Bereich von etwa 3 GHz größer als 10 dBi ist und maximal 11,7 dBi erreicht. Außerdem ergeben sich durch die Abstände der Resonatoren mit gleicher Frequenz von größer als λ_0 *grating lobes* innerhalb der E -Ebene. Im konkreten Fall werden sie auch kaum von den Einzelrichtcharakteristiken

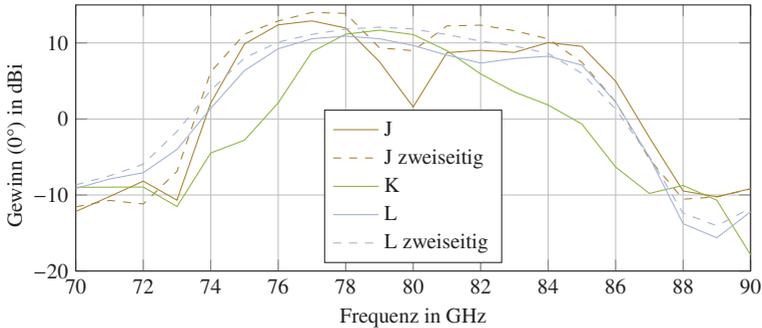


Abbildung 4.31: Gewinn über Frequenz in Richtung 0° für die Antennen J bis L aus CST Studio Suite, zusätzlich für zweiseitige Anordnung bei den Antenne J und L

gedämpft, da diese zu breit sind und selbst Nebenkeulen besitzen, sodass im Ergebnis die *grating lobes* bei 79 GHz nur 7 dB unter dem Hauptmaximum liegen.

Wie Abschnitt 4.3.3 gezeigt hat, kann eine Antenne mit Abschluss am Ende durchaus Vorteile gegenüber einem Leerlauf haben. Deshalb nutzt die Variante L die Kombination von Elementen auf nur einer Seite und die Vermeidung einer rücklaufenden Welle. Dazu wird in der Simulation ein zweites Tor angebracht. Ähnlich wie bei Antenne J zeigen sich aber auch hier die deutlichen Unterschiede zwischen einseitiger und zweiseitiger Anordnung der Elemente. Dennoch lässt sich mit Optimierung in CST Studio Suite eine Anpassung besser als 10 dB bis 82 GHz erreichen (siehe Abbildung 4.30). Dabei liegt der Gewinn lediglich in einer Bandbreite von 3 GHz über 10 dBi (Abbildung 4.31). Wird er bei der gleichen Antenne, aber mit beidseitiger Anordnung betrachtet, so ergibt sich eine Bandbreite über 6 GHz, was zu einem Abstand von $\frac{\lambda_0}{2}$ ohne vertikalen Versatz genutzt werden kann, allerdings mit etwas ungünstigerer Richtcharakteristik.

Insgesamt verringert die einseitige Anordnung den Gewinn also deutlich. Da dadurch offensichtlich keine größere Bandbreite als mit der vergleichbaren Antenne C erreicht werden kann, ist die Nutzung der zusätzlichen Elemente hier ein Nachteil und es sollten stattdessen nur Elemente mit einer Resonanzfrequenz verwendet oder auf Antenne I zurückgegriffen werden. Dann kann zwar nicht die Bandbreite von Antenne G erreicht werden, aber über 4 GHz bzw. 5 GHz ergibt sich ein Gewinn, der dennoch deutlich höher liegt.

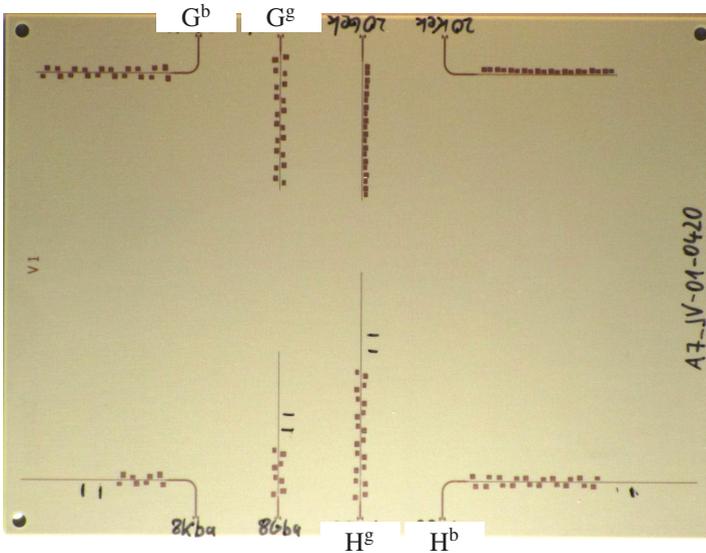
5 Evaluation der Antennen

In diesem Kapitel werden die Antennen aus Kapitel 4 unter verschiedenen Gesichtspunkten ausgewertet. Zuerst werden einige Prototypen und die zugehörigen Messergebnisse gezeigt (Abschnitte 5.1 und 5.2, vgl. [MKB⁺21])). Ausgehend von den in Abschnitt 3.5.2 nach den Materialmessungen extrahierten Parametern wird anschließend simulativ untersucht, wie sich die verschiedenen Umweltbedingungen auf die Funktionsweise auswirken. In Abschnitt 5.5 wird ein Fazit zu den Antennen gezogen und die verschiedenen Materialklassen werden verglichen.

5.1 Prototypen

Einige der Antennen aus Abschnitt 4 wurden im Rahmen des Projekts KoRRund produziert. Mit der Auswahl an sich ist keine Bewertung der verschiedenen Varianten verbunden, sie orientiert sich in erster Linie an deren Verfügbarkeit. Die Herstellung erfolgte mit dem mSAP-Prozess der Firma Schweizer Electronic AG (siehe Abschnitt 3.1.2), damit geringe Toleranzen der Strukturen sichergestellt werden konnten. Das ist notwendig, weil schon kleine Abweichungen der Größen zu Frequenzverschiebungen führen würden. Gleichzeitig kann damit der bei den Entwürfen zugrunde gelegte Abstand von 100 μm zwischen den Strukturen problemlos hergestellt werden. Als Substrat wurde Astra MT77 mit einer Dicke von 127 μm ausgewählt. Durch die Masse auf der Rückseite konnte dieses mit weiteren FR-4-Lagen verpresst werden, was zur Stabilisierung genutzt wurde [MKB⁺21]. Die Größe der Platine liegt bei 130 mm \times 95 mm.

Zur Vermeidung von Einschränkungen des Winkelbereichs bei den Messungen, sind von jeder Antenne zwei Varianten enthalten, die sich nur in ihrer Ausrichtung auf der Platine unterscheiden. Die Versionen mit gerader Anschlussleitung (mit hochgestelltem „g“ bezeichnet) ermöglichen auf dem Antennenmessplatz die Aufnahme der H -Ebene über einen Winkel von 180°. Bei der E -Ebene wäre



(a) Antennen G und H



(b) Antenne mit aufgelegtem Absorber als Abschluss

Abbildung 5.1: Hergestellte Antennen in mSAP-Technologie mit den verschiedenen Versionen für verbesserte Möglichkeiten bei den Messungen, g: gerade, b: Antenne mit Biegung

dagegen die Messspitze teilweise im Weg, während es bei der Variante mit einer 90°-Biegung (b) genau umgekehrt ist. Allerdings muss bei der Betrachtung der Messergebnisse das zusätzliche Leitungsstück mit den damit einhergehenden Verlusten berücksichtigt werden [MKB⁺21]. Aufgrund des Aufbaus lagen einige der Antennen bei den Messungen ganz leicht neben dem Drehzentrum. Für

die Kontaktierung mit den Messspitzen dienen die optimierten Übergänge aus Abschnitt 2.2. Ein Teil der Messergebnisse aus Abschnitt 5.2 findet sich auch in [MKB⁺21].

Die meisten Messungen wurden am Antennenmessplatz durchgeführt. Zusätzlich wurde die Anpassung zum Vergleich teilweise auch mit der Probestation ermittelt (siehe Abschnitt 2.2), da dort das in Abschnitt 3.2.1 beschriebene MTRL-Verfahren mit verschiedenen langen Leitungen verwendet werden kann. Das ermöglicht eine Kalibration in der Leitungsebene und entspricht damit der Simulation. Da am Antennenmessplatz systembedingt nur ein Tor mit Messspitze zur Verfügung steht, muss auf das OSL-Kalibrierverfahren ausgewichen werden (vgl. Abschnitt 2.2). Die Ebene der Kalibration liegt in dem Aufsetzpunkt und rechnet damit den Übergang zur Mikrostreifenleitung nicht vollständig heraus. Als Bezugsimpedanz dient der Wert des Abschlusses (*load*), was ein Vorteil ist, da er den üblichen Systemen entspricht und vom Testobjekt unabhängig ist. Im Gegensatz dazu wird bei der MTRL die Impedanz aus der Mikrostreifenleitung entnommen und kann demzufolge – je nach Breite der Leitung sowie Dicke und Permittivität des Substrats – zu einem von $50\ \Omega$ abweichenden Wert führen.

5.2 Messergebnisse

5.2.1 Antenne G

Antenne G hat Elemente auf beiden Seiten und einen Leerlauf als reflektierendes Ende der Leitung (siehe Abschnitt 4.3.2), die zugehörige Anpassung zeigt Abbildung 5.2a. Dabei sind die Messungen von Antennenmessplatz und Probestation enthalten, bei letzteren von verschiedenen Platinen aus dem gleichen Fertigungslos. Zwischen den beiden Messplätzen und den damit verbundenen, unterschiedlichen Kalibrierverfahren zeigt sich eine große Übereinstimmung unabhängig von ihren Bezugsimpedanzen (Leitung bei MTRL und $50\ \Omega$ -Standard bei OSL). Daraus lässt sich ableiten, dass der Wellenwiderstand der Leitung nahe bei $50\ \Omega$ liegt. Für die Simulation wurden die verbesserten Parameter aus Abschnitt 3.5.2 genutzt. Deshalb zeigt sich eine bessere Übereinstimmung als mit den Simulationen zum Entwurf in Abschnitt 4.3.2, weil dort hilfswise Werte einer anderen additiven Technologie verwendet wurden (Schweizer Electronic

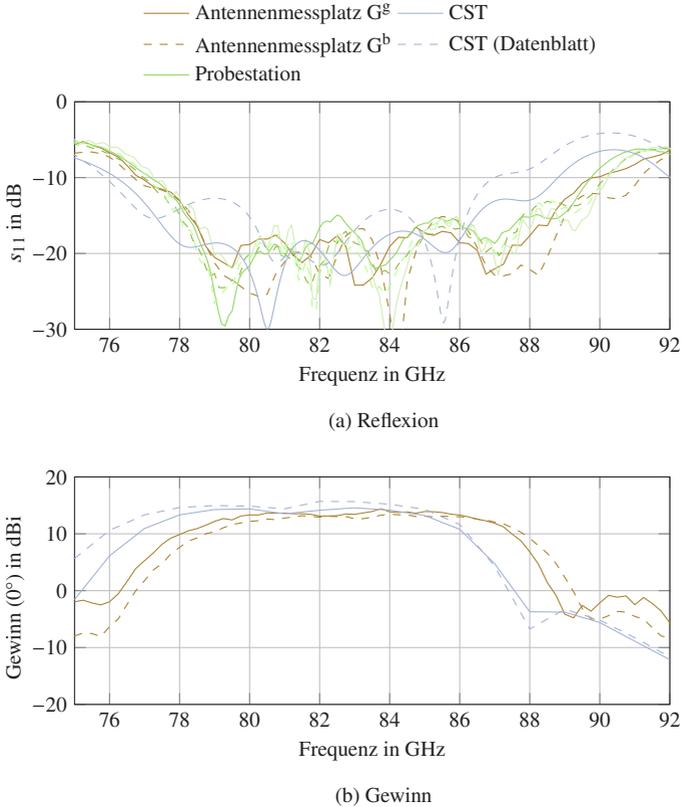


Abbildung 5.2: Messergebnisse für Antenne G im Vergleich mit der Simulation (vgl. [MKB⁺21])

AG, μ^2 [GM18,MMK⁺20]). Da diese etwas abweichen, ergibt sich bei den Messungen eine Frequenzverschiebung von etwa 3 GHz gegenüber dem Entwurf. Mit den Messungen für das richtige Fertigungsverfahren wurden die Simulationen angepasst und der Frequenzversatz konnte deutlich verringert werden. Gegenüber einer Simulation rein nach den Datenblattangaben (vgl. Tabelle 3.1) werden sowohl der Gewinn als auch die Anpassung in Größe und Form sehr gut getroffen. Dazu trägt vor allem bei, dass die Verluste in der Leitung anhand der Kupferrauigkeit berücksichtigt wurden. Im Vergleich der Ergebnisse bei der Probestation und dem Antennenmessplatz gibt es kleinere Abweichun-

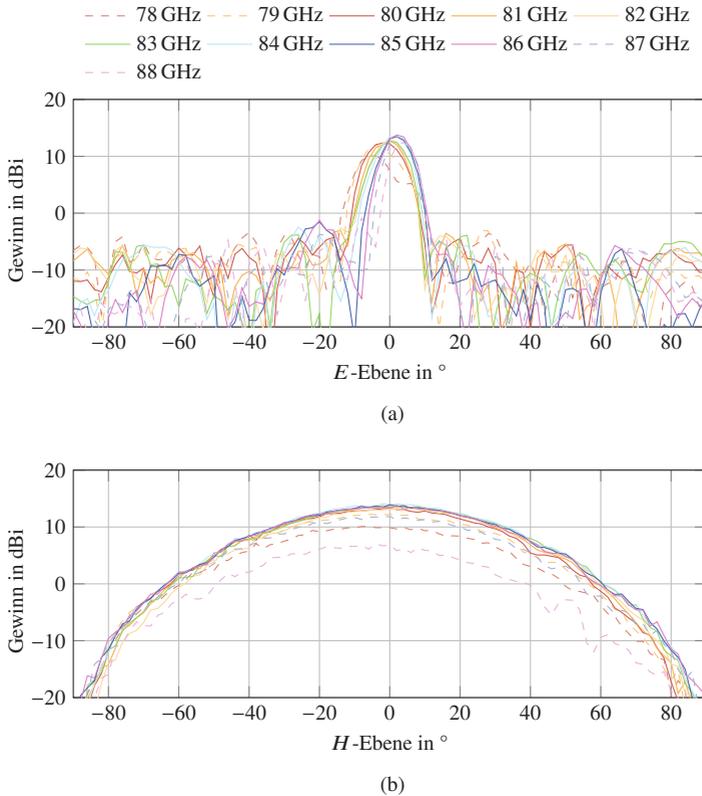
	Antenne G	Antenne H
Gewinn	14,4 dBi	13,7 dBi
3-dB-Bandbreite (Gewinn)	8,5 GHz	8,4 GHz
Anpassung	14,9 dB	13,0 dB
Strahlbreite (<i>E</i> -Ebene)	80 GHz	11°
	83 GHz	10°
	86 GHz	8°

Tabelle 5.1: Kenndaten für die gemessenen Antennen

gen, die aber auf die unterschiedlichen Kalibrierebenen zurückgeführt werden können. Während bei der Simulation und der Probestation die Übergänge zur Messspitze herauskalibriert werden bzw. gar nicht vorhanden sind, ist das beim Antennenmessplatz aufgrund des OSL-Verfahrens mit Kalibriersubstrat nicht möglich.

Das gleiche gilt für den Gewinn über der Frequenz orthogonal zum Substrat (siehe Abbildung 5.2b), also 0° sowohl für Azimut als auch Elevation. Während die Frequenz wieder gut passt, zeigen sich beim Gewinn die leicht geringeren Werte der Messung, die auf das zusätzliche Leitungsstück beim Übergang von der Messspitze auf die Mikrostreifenleitung zurückgeführt werden können. Nichtsdestotrotz ist der Unterschied gering und ohne die Berücksichtigung der Verluste durch die Rauigkeit käme es zu einer Überschätzung des Gewinns [MMK⁺20]. Die Messung der Antenne mit 90°-Biegung (G^b) hat entsprechend der etwas größeren Verluste in der Zuleitung einen leicht verringerten Gewinn. Der höchste Wert für Antenne G^s tritt mit 14,4 dBi bei 83,8 GHz auf. Über eine Bandbreite von 6,5 GHz ist der Gewinn größer als 13 dBi.

Die Richtcharakteristiken in *E*- und *H*-Ebene zeigt Abbildung 5.3. Einige Kenndaten sind dabei zusätzlich zusammenfassend in Tabelle 5.1 angegeben. Die Strahlschwengung über der Frequenz ist ähnlich wie in der Simulation (vgl. Abbildung 4.22), wenngleich die Amplitude bei der Messung etwas stärker schwankt. Von 80 GHz bis 83 GHz ergibt sich kaum eine Änderung, während darüber hinaus bis 87 GHz der Gewinn im Maximum zunimmt und bis auf ca. 13,8 dBi steigt. Hierbei ist zu berücksichtigen, dass die 90°-Biegung einen

Abbildung 5.3: Gemessene Richtcharakteristiken für Antenne G (vgl. [MKB⁺21])

Verlust verursacht. Während die Richtcharakteristik bei 78 GHz bereits große Nebenkeulen aufweist, ist bei 79 GHz und 88 GHz lediglich der Gewinn etwas geringer und die Hauptstrahlrichtungen liegen bei -4° bzw. 4° .

Die maximalen Nebenkeulen erreichen $-1,2$ dBi (-20°) bzw. $-3,5$ dBi bei 16° . Im Vergleich zu dem Gewinn bei 80 GHz ergibt das eine Nebenkeulenunterdrückung von $13,5$ dB bzw. $15,8$ dB. Auch hier ist zu beachten, dass sich bei einer Radaranwendung – abhängig vom genutzten Frequenzbereich – eine Mittelung über der Bandbreite ergibt. In der H -Ebene (siehe Abbildung 5.3b) ist die Abstrahlung über den gesamten Frequenzbereich symmetrisch. Der Gewinn

erreicht bis zu 14 dBi bei 84 GHz. Etwas größere Werte treten beispielsweise bei 86 GHz zusätzlich neben der H -Ebene auf und sind deshalb hier nicht sichtbar. Die Halbwertsbreite beträgt ungefähr 55° und ist damit ähnlich zur Simulation (vgl. Abbildung 4.20b). Zum Rand hin fallen die Kurven jedoch steiler ab, weil in Abschnitt 4.3.2 nur schmale Substrate betrachtet wurden. Je nach Anforderungen an die genaue Strahlrichtung und den Gewinn ergibt sich eine Bandbreite zwischen 6 GHz und fast 8,5 GHz (3 dB-Bandbreite). In diesem Bereich ist die Anpassung durchgängig besser als 14,5 dB.

5.2.2 Antenne H

Als zweites werden die Messergebnisse von Antenne H mit Elementen auf beiden Seiten der Leitung, aber Abschluss am Leitungsende gezeigt. Die S -Parameter ändern sich, weil Reflexionen nur an den einzelnen Resonatoren auftreten, sodass s_{11} außerhalb des abgestrahlten Bandes sehr gering ist (siehe Abbildung 5.4a). Dieser Bereich kann genutzt werden, um die Verluste im Abschluss abzuschätzen. Der Vergleich der Kurve „ H^S ohne Absorber“ mit Abbildung 5.2a zeigt, dass das zusätzliche Leitungsstück von 17 mm Länge beim zweimaligen Durchlaufen einen Verlust von etwa 2,5 dB hervorruft. Der Absorber fügt dem dann noch etwa 10 dB unterhalb des Nutzbandes und 5 dB oberhalb hinzu. Die rücklaufende Welle wird also um fast 10 dB gedämpft. Dies wirkt sich allerdings auf die Anpassung im Nutzbereich vergleichsweise wenig aus, weil dort das meiste schon vorher abgestrahlt wird. In der Simulation ist das zweite Tor ideal abgeschlossen, sodass hier tendenziell s_{11} etwas geringer ist und weniger Mehrfachreflexionen auftreten.

Wie in Abschnitt 5.2.1 wird auch bei Antenne H die Bandbreite nicht durch die Reflexionen eingeschränkt, der größte Wert für s_{11} liegt bei $-12,5$ dB. Deshalb muss der mögliche Frequenzbereich über den Gewinn in Hauptstrahlrichtung bestimmt werden (siehe Abbildung 5.4b). Da sich mit den geringeren Reflexionen nur eine schwächere stehende Welle ausbildet, fallen die Flanken deutlich flacher ab als bei Antenne G (vgl. Abbildung 5.2b). Die Form der Simulation stimmt gut mit der Messung überein, hat allerdings aufgrund des nicht berücksichtigten Messspitzenübergangs wieder einen leicht größeren Gewinn. Die Biegung der Speiseleitung sorgt für eine Dämpfung von etwa 0,5 dB, während die rücklaufende Welle bei fehlendem Absorber eine Welligkeit von ungefähr 1 dB verursacht. Das gemessene Maximum (H^S) beträgt 13,6 dBi bei 81,5 GHz,

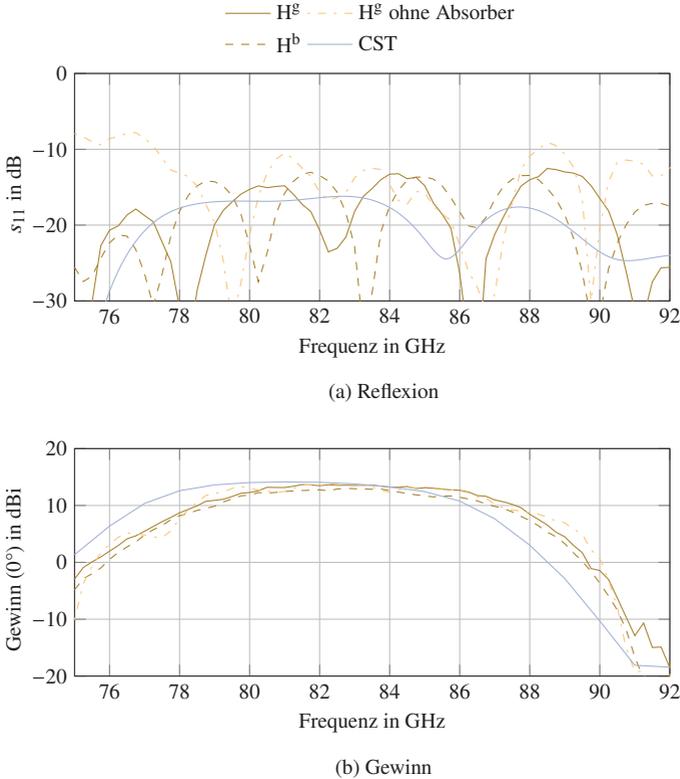


Abbildung 5.4: Messergebnisse für Antenne H im Vergleich mit der Simulation (vgl. [MKB⁺21])

eine Bandbreite von 6 GHz kann mit einem Gewinn von mindestens 12,4 dBi abgedeckt werden. Wie bereits bei der Simulation, ist auch bei der Messung die Strahlschwenkung größer als für Antenne G (vgl. Abschnitt 4.3.3). Sie erfolgt relativ gleichmäßig und erreicht über 10 GHz hinweg ungefähr 9° bei einem Gewinn zwischen 11 dBi und 13,2 dBi (Antenne H^b, siehe Abbildung 5.5a). Dies ist in Abbildung 5.4b nicht ersichtlich, weil dort nur die orthogonale Richtung betrachtet, nicht aber die Strahlrichtung verfolgt wird. Dennoch ergibt sich eine 3-dB-Bandbreite von 8,4 GHz (siehe auch Tabelle 5.1).

Die Nebenkeulen liegen bis 86 GHz unter -5 dBi, sodass sich im Bereich zwischen 80 GHz und 86 GHz eine Nebenkeulenunterdrückung von mindestens 17,5 dB ergibt. Hinzu kommen zusätzliche Keulen außerhalb der E -Ebene, die aber durch eine frequenzweise Anordnung der Elemente deutlich vermindert werden können (siehe Diskussion in Abschnitt 4.3.3). In der H -Ebene ergibt sich eine Form, die sich nur unwesentlich von Antenne G unterscheidet.

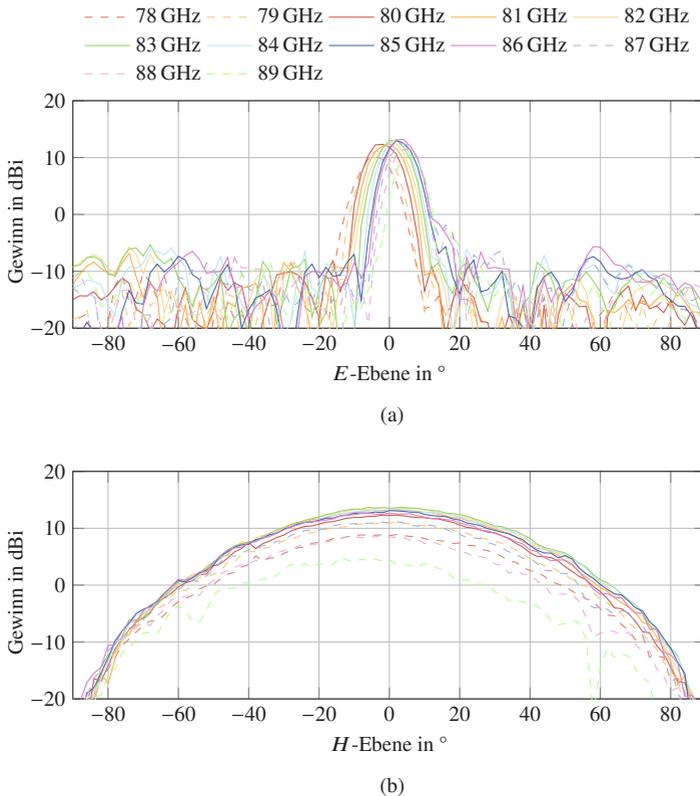


Abbildung 5.5: Gemessene Richtcharakteristiken für Antenne H (a: vgl. [MKB⁺21])

5.3 Toleranzanalyse

Die Herstellung von Platinen ist mit Toleranzen verbunden, deren genauen Werte von der verwendeten Technologie abhängen. Bei standardmäßigem Ätzen reichen die Toleranzen für die Strukturen bis $\pm 15 \mu\text{m}$, bei mSAP ist der Wert mit $\pm 2 \mu\text{m}$ deutlich geringer (siehe Abschnitt 3.1.2). Diese Toleranzen werden durch den Fertigungsprozess hervorgerufen, bei mSAP beispielsweise abhängig von der Auflösung des Fotolacks. Hierbei ist der Fehler über das ganze Nutzen in etwa gleich groß, weshalb in der Simulation ein konstanter Offset für alle Strukturen genutzt wird. Bei der subtraktiven Herstellung hängen die Abweichungen u. a. von der Einwirkdauer des Ätzmittels ab. Dabei variieren die genauen Werte in Abhängigkeit der Geometrien und dem Abstand zu anderen Teilen. Trotzdem wird im Folgenden auch hier eine gleichmäßige Unter- bzw. Überätzung angenommen. Das entspricht den Extrema, während in der Praxis unterschiedliche Abweichungen auftreten. Die betrachteten Werte liegen innerhalb dieses 15- μm - bzw. 2- μm -Rasters: $\pm 15 \mu\text{m}$, $\pm 10 \mu\text{m}$, $\pm 5 \mu\text{m}$, $\pm 2 \mu\text{m}$ und $\pm 1 \mu\text{m}$. Neben dem Ätzfehler wird angenommen, dass die Dicke des Substrats für mSAP variiert, insbesondere weil es beim Leiterplattenhersteller und nicht vom Lieferanten des Materials verpresst wird. Realistisch ist dabei $\pm 5 \mu\text{m}$, weshalb dieser Wert für die Simulationen gewählt wurde.

Als Grundlage dient Antenne G aus Abschnitt 4.3.2. Alle Änderungen wirken sich sowohl auf die Struktur selbst als auch die Speiseleitung mit der $\frac{\lambda}{4}$ -Transformation zur Anpassung an 50Ω aus. Um die Auswirkungen auf die eigentliche Antenne zu evaluieren und Beeinflussungen durch die Anpassstruktur zu vermeiden, wurde sie nicht berücksichtigt. Das bedeutet, dass die 100 μm breite Leitung mit dem entsprechenden Offset des angenommenen Ätzfehlers bis zum speisenden Tor verlängert und auf die $\frac{\lambda}{4}$ -Anpassung verzichtet wird. Dadurch ergibt sich zwar eine Variation in der Impedanz, aber die Berechnung der reflektierten Leistung ändert sich in den S -Parametern dadurch nicht. Da in der Praxis eine Anpassung an 50Ω notwendig ist, wird der gesamte Aufbau zusätzlich davon beeinflusst und dementsprechend tendenziell stärkeren Schwankungen unterworfen sein.

Die Änderungen der S -Parameter sind in Abbildung 5.6 dargestellt. Zur Bestimmung von Bereichen für Toleranzen mit maximal $\pm 2 \mu\text{m}$ und $\pm 15 \mu\text{m}$ (Offset) oder $\pm 5 \mu\text{m}$ (Substratdicke) und deren Kombinationen, werden jeweils alle darin enthaltenen Simulationen berücksichtigt. Dennoch werden einzelne Bereiche

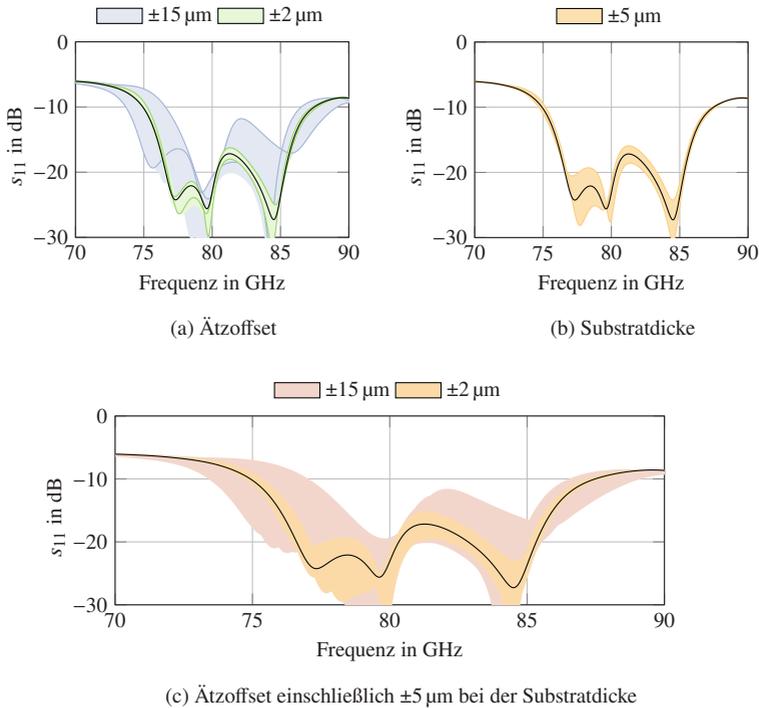


Abbildung 5.6: Auswirkungen der Toleranzen beim Ätzen und der Substratdicke auf s_{11} am Beispiel von Antenne G

möglicherweise nicht markiert, die in dem Schlauch eigentlich enthalten sein müssten, da nur diskrete Werte der Abweichungen betrachtet werden. Dies ist im Bereich von Schnittpunkten zwischen den Kurven ersichtlich, beispielsweise in Abbildung 5.6c zwischen 75 GHz und 78 GHz, wo es jeweils eigentlich keine Welligkeit geben sollte. Nichtsdestotrotz ergeben sich aufgrund der Berücksichtigung von Zwischenwerten nur kleine Fehler.

Die durch den Ätzooffset hervorgerufenen Änderungen bei s_{11} sind in Abbildung 5.6a gezeigt. Die schwarze Linie gibt den Ausgangszustand an, der grüne Schlauch die Auswirkungen von $\pm 2 \mu\text{m}$ Toleranz, entsprechend der mSAP-Technologie, und der blaue für $\pm 15 \mu\text{m}$ gemäß der Werte für das Ätzen mit

Standardtechnologie. Mit denselben Farben wie der Schlauch sind die Kurven für die jeweils maximale Abweichung gezeigt. Aufgrund der bereits erwähnten Schnittpunkte liegen diese nicht unbedingt am Rand. Bei dem semi-additiven Verfahren ($\pm 2 \mu\text{m}$) treten nur geringfügige Änderungen auf, die kaum Auswirkungen auf die Eigenschaften der Antenne haben. Dagegen wirken sich die $\pm 15 \mu\text{m}$ deutlich stärker aus und verringern die 10 dB-Bandbreite der Anpassung um etwa 2,6 GHz, bei $\pm 2 \mu\text{m}$ liegt der Wert unter 500 MHz. Gleichzeitig steigt das Maximum im nutzbaren Bereich von $-17,2 \text{ dB}$ auf $-16,3 \text{ dB}$ und mit der größeren Toleranz sogar auf $-11,8 \text{ dB}$. Das weist darauf hin, dass deutlich weniger abgestrahlt wird, schließlich beträgt allein der Verlust in der Leitung etwa 8 dB für hin- und rücklaufende Welle.

Eine Verringerung der Bandbreite um ca. 400 MHz wird durch die Variation der Substratdicke um $\pm 5 \mu\text{m}$ hervorgerufen (vgl. Abbildung 5.6b). Wird diese Abweichung zusätzlich zum Offset berücksichtigt, ergibt sich Abbildung 5.6c, wobei sich die beiden dargestellten Schläuche auf die Variation des Ätzfehlers beziehen und jeweils alle drei Substratdicken ($-5 \mu\text{m}$, 0 , $5 \mu\text{m}$) beinhalten. Die Änderung für $\pm 2 \mu\text{m}$ ist dabei in einem akzeptablen Rahmen und bestätigt die Wahl von mSAP als Fertigungstechnologie für die entworfenen Antennen.

Wie bereits zuvor deutlich wurde, reicht die Betrachtung der Anpassung alleine nicht aus, sodass in Abbildung 5.7 darüber hinaus der Gewinn dargestellt ist. Die Darstellung mit den Farben ist gleich wie bei s_{11} . Die Auswirkungen sind hierbei vergleichbar und der Offset von $\pm 2 \mu\text{m}$ bzw. die Änderung der Substratdicke mit $\pm 5 \mu\text{m}$ wirken sich nur geringfügig aus (vgl. Abbildungen 5.7a und 5.7b). Bei der Kombination in Abbildung 5.7c verringert sich der minimale Gewinn um gut 0,3 dB, während die größere Toleranz beim Standardätzprozess bereits ohne Variation der Substratdicke eine Verringerung auf 11 dBi verursacht. Werden die Toleranzen kombiniert, dann sinkt der Wert auf 10,7 dBi und liegt damit fast 2 dB geringer als bei den ursprünglichen Abmessungen. Gleichzeitig verringert sich die sicher erreichte Bandbreite um fast 3 GHz. Dennoch bleibt noch eine Bandbreite von über 5 GHz, sofern die maximal mögliche Gewinnspanne von 3,5 dB toleriert bzw. ausgeglichen werden kann. Da sich die tatsächlichen Antennenabmessungen während des Betriebs eines Sensors nicht mehr ändern, lassen sich die dadurch verursachten Abweichungen beim Gewinn unter Umständen mit einer Kalibrierung verringern.

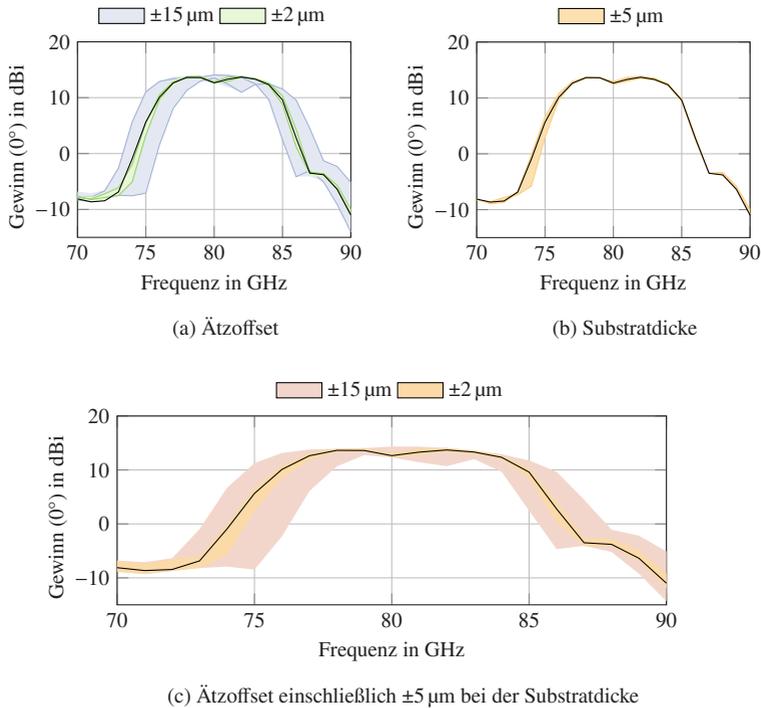


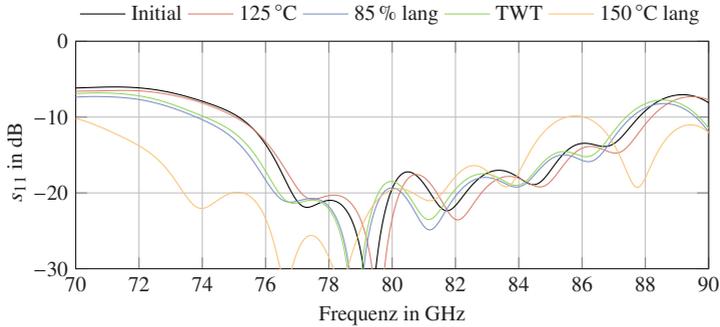
Abbildung 5.7: Auswirkungen der Toleranzen beim Ätzen und der Substratdicke auf den Gewinn von Antenne G

5.4 Antennen unter verschiedenen Umweltbedingungen

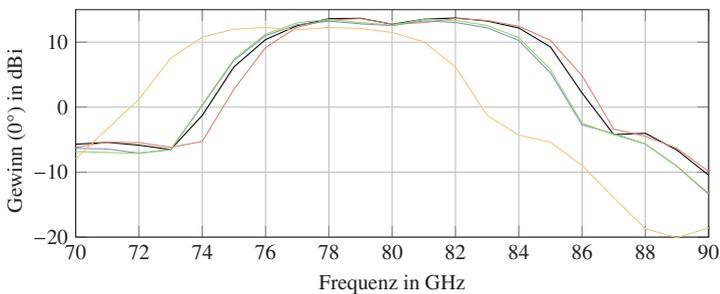
Der folgende Abschnitt verknüpft die kapazitiv gekoppelten Streifenleitungsantennen aus Kapitel 4 mit den Materialmessungen aus Kapitel 3. Dadurch lässt sich untersuchen, wie sich die Eigenschaften der Antennen unter verschiedenen Umweltbedingungen ändern. Konkret werden die extrahierten Parameter aus Abschnitt 3.5.2 auf Antenne G angewendet, zuerst für Isola Astra MT77 (Material Harz4), dann jeweils für ein PTFE-, PPE- und das LCP-Material.

5.4.1 Material Isola Astra MT77

Als Material für die Antennenfertigung wurde Isola Astra MT77 gewählt (siehe Abschnitt 5.1), allerdings zur Erreichung niedriger Toleranzen mithilfe der mSAP-Technologie gefertigt. Da dabei Prepreg verwendet werden muss, ist ein direkter Vergleich mit der Materialuntersuchung aus Kapitel 3 nicht möglich. Eine Simulation mit den dort ermittelten Werten führt allerdings lediglich zu einer Frequenzverschiebung, weshalb diese Werte zugrunde gelegt werden können und keine prinzipiellen Unterschiede für die verschiedenen Umweltbedingungen



(a) Reflexion



(b) Gewinn

Abbildung 5.8: Simulation von Antenne G unter den verschiedenen Umweltbedingungen entsprechend der aus den Messungen von Astra MT77 extrahierten Parametern

gen zu erwarten sind. In Abbildung 5.8 werden die Werte aus Abschnitt 3.5.2 genutzt und hier mit den gleichen Farben dargestellt. Da sich die Änderungen der Materialparameter auf alle Teile der Antenne (Speiseleitung und Resonatoren) gleichermaßen auswirken, wurde, im Gegensatz zu den absoluten Änderungen bei den Toleranzen, die $\frac{1}{4}$ -Transformation beibehalten. Die Impedanz der Leitung am Speisetor verringert sich von $50,8 \Omega$ auf $48,8 \Omega$, was praktisch keine Auswirkungen auf Anpassung und Gewinn hat. Nichtsdestotrotz wird der genaue Bezugswiderstand der S -Parameter von den Materialeigenschaften beeinflusst. Bei den Simulationen mit der Temperatur von 125°C wurde, wie in Abschnitt 3.2.3 beschrieben, auf die Berücksichtigung der Wärmeausdehnung verzichtet, da sie sich bei der Extraktion und den Simulationen in Längsrichtung der Antenne gleichermaßen auswirken. Da die Ausdehnung in Querrichtung für 100 K typischerweise $0,2\%$ beträgt, liegt sie bei einer Patchbreite von 1 mm in der Größenordnung der berücksichtigten Toleranzen. Dort werden allerdings Längs- und Querrichtung gleichermaßen variiert. Bei einer Änderung nur der Breite ergibt sich ein deutlich geringerer Unterschied, wie auch die deutlich mehr als eine Größenordnung stärkeren Auswirkungen einer Längenänderung in Abbildung 4.3a gegenüber 4.3b verdeutlichen.

Die Anpassung in Abbildung 5.8a zeigt eine Verschiebung um maximal $3,7\text{ GHz}$ nach der 2000 Stunden langen Lagerung bei 150°C , sodass – insgesamt – s_{11} über etwa 6 GHz besser als -15 dB ist. Allerdings ist der Gewinn (siehe Abbildung 5.8b) nur noch über 3 GHz größer als $11,6\text{ dBi}$. Diese Verringerung wird im Wesentlichen von den Eigenschaften nach der Hitzelagerung bei 150°C verursacht. Dort beträgt die Änderung der Permittivität etwa $0,28$ und damit fast 10% (siehe Tabelle 3.3), wengleich die Auswirkungen auf die Antenne wegen der Feldverteilung in Substrat und Luft geringer sind. Der maximale Gewinn tritt bei den Initialparametern auf, da dort der Verlust am kleinsten ist. Er beträgt $13,7\text{ dBi}$, sodass die maximale Differenz für die verschiedenen Umweltbedingungen bei etwa $2,1\text{ dB}$ liegt. Wie bereits in Abschnitt 3.4.2 betont, kann die Bandbreite aber auch größer sein, wenn der Test mit der Lagerung bei 150°C nicht gefordert ist.

Gleichzeitig dürfen sich die Antenneneigenschaften unter den verschiedenen Umweltbedingungen und in Abhängigkeit der Frequenz nicht zu stark ändern. Deshalb sind in Abbildung 5.9 für vier Frequenzen die zugehörigen Richtcharakteristiken aufgetragen, wobei bei „ 150°C lang“ die größten Abweichungen auftreten. Insgesamt gibt es dennoch eine sehr große Ähnlichkeit, was die Funk-

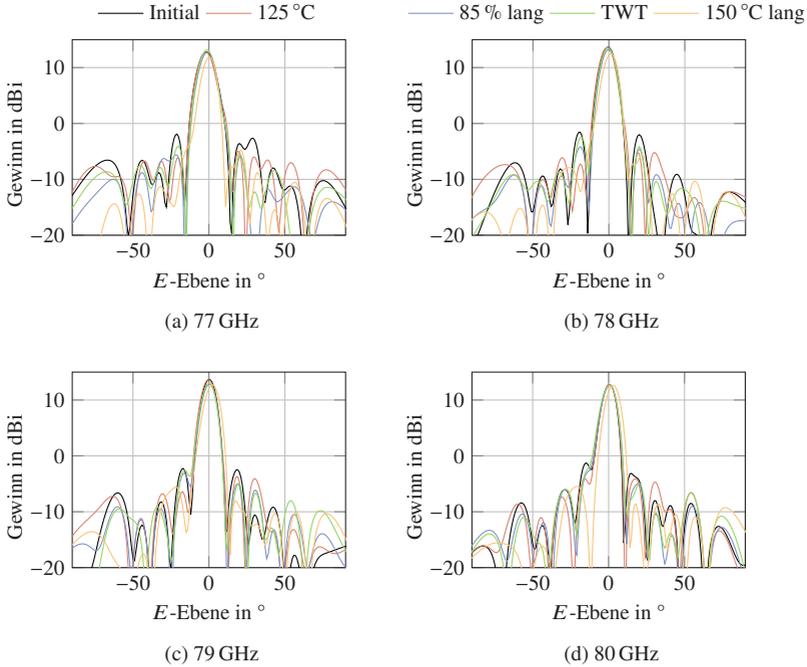
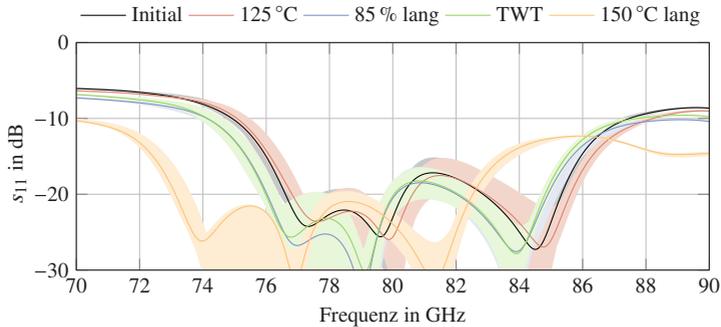


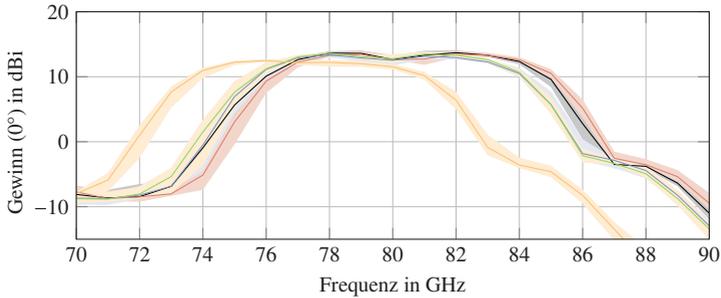
Abbildung 5.9: Richtcharakteristiken für Antenne G mit Astra MT77 unter verschiedenen Umweltbedingungen bei Frequenzen von 77 GHz bis 80 GHz

tionsfähigkeit über der gesamten Bandbreite bestätigt. Die Nebenkeulen nehmen gegenüber dem initialen Zustand mit zunehmenden Verlusten ab, während sich die Hauptkeule nur wenig ändert.

Wenn die Antenne unter den verschiedenen Umweltbedingungen für alle möglichen Toleranzen funktionieren soll, muss die Kombination beider Effekte ebenfalls berücksichtigt werden. Es werden deshalb zusätzlich $\pm 2 \mu\text{m}$ für den Ätzoﬀset und $\pm 5 \mu\text{m}$ für die Substratdicke angenommen, da die mSAP-Technologie vorausgesetzt wird (vgl. Abschnitt 5.3). Abbildung 5.10 zeigt die Schläuche für die kombinierten Toleranzen, wobei auf die $\frac{1}{4}$ -Transformation verzichtet wird und die schmale Leitung im Bereich der Resonatoren bis zum speisenden Tor verlängert ist. Zusätzlich sind nochmals die Kurven aus Abbildung 5.8 dargestellt. Bei den *S*-Parametern ergibt sich eine leichte Verringerung der



(a) Reflexion



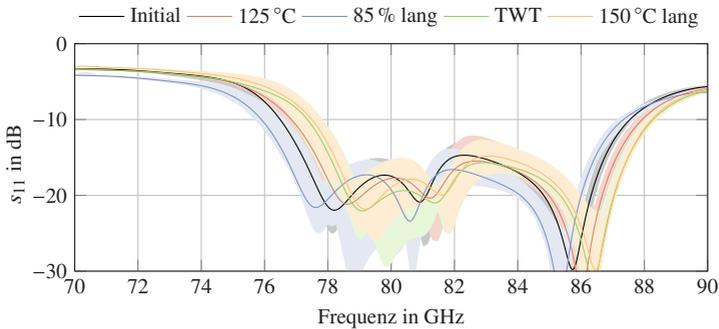
(b) Gewinn

Abbildung 5.10: Simulationen für Antenne G mit Astra MT77 unter den verschiedenen Umweltbedingungen. Zusätzlich sind die Ergebnisse einer $\pm 5 \mu\text{m}$ variierenden Substratdicke und eines Ätzzoffsets von $\pm 2 \mu\text{m}$ als Schlauch dargestellt

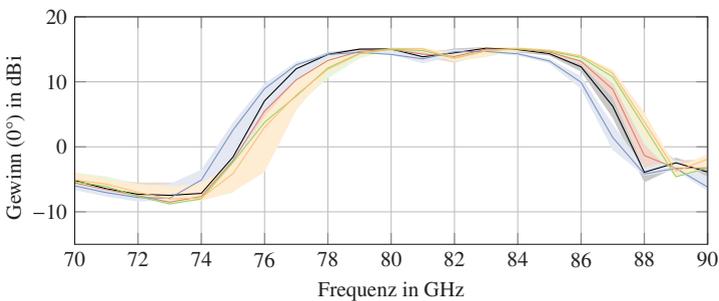
10 dB-Bandbreite und eine Verschlechterung der Anpassung auf 15 dB (siehe Abbildung 5.10a). Die Auswirkungen können aber besser anhand des Gewinns beurteilt werden (siehe Abbildung 5.10b). Er verringert sich für 3 GHz Bandbreite auf etwa 11,1 dBi und liegt damit lediglich 0,5 dB niedriger als ohne Berücksichtigung der Toleranzen. Insgesamt ist der Einfluss der Umweltbedingungen bei Astra MT77 deutlich entscheidender als die geringen Abweichungen bei der Fertigung mit mSAP.

5.4.2 Material PTFE2

Das Material PTFE2 hat in Bezug auf Permittivität und Verluste die niedrigsten Werte in dieser Gruppe, liegt aber bei den umweltbedingten Änderungen im Mittelfeld. Es ist damit ein gutes Beispiel, auch wenn die anderen Materialien im Detail Unterschiede zeigen. Bei s_{11} liegt die Frequenzverschiebung unter 2 GHz (siehe Kurven in Abbildung 5.11a), was zu den einzelnen Permittivitäten der Umweltbedingungen passt (vgl. Abbildung 3.10b). Dargestellt ist die Variante ohne $\frac{\lambda}{4}$ -Übergang, also schmalere Leitung bis zum Tor. Die Werte liegen



(a) Reflexionen



(b) Gewinn

Abbildung 5.11: Simulationen für Antenne G mit PTFE2 unter den verschiedenen Umweltbedingungen. Zusätzlich sind die Ergebnisse einer $\pm 5 \mu\text{m}$ variierenden Substratdicke und eines Ätzoffsets von $\pm 2 \mu\text{m}$ als Schlauch dargestellt

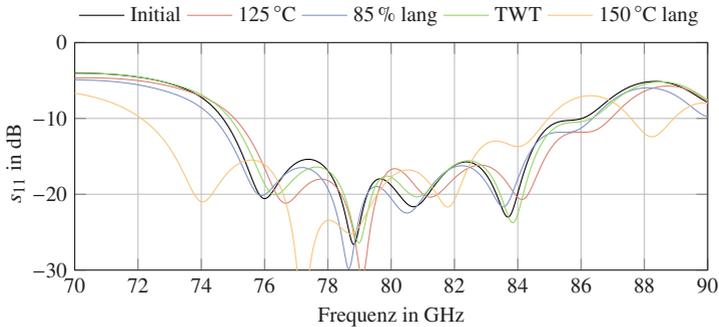
zwischen $\varepsilon_{r,\text{eff}} = 2,40$ und $2,48$, auch die Lagerung bei 150°C sorgt hier nicht für einen deutlichen Ausreißer wie beispielsweise bei Astra MT77. Die Reflexion liegt unter -14 dB und ist dabei geringfügig schlechter als in Abschnitt 5.4.1, wo durch die doppelt so großen Leitungsverluste mehr Dämpfung auftritt.

Die Frequenzverschiebung (siehe Abbildung 5.11b) ist wesentlich geringer als bei Astra MT77. Aufgrund der insgesamt geringeren Leitungsverluste, beträgt der maximale Wert für den Gewinn $15,3$ dBi und ist damit etwa $1,5$ dB größer als in Abschnitt 5.4.1. Ein Gewinn größer als $13,4$ dBi wird über eine Bandbreite von $6,2$ GHz erreicht, wenn die Toleranzen unberücksichtigt bleiben. Um diese miteinzubeziehen, werden wieder die gleichen Annahmen wie bei Astra MT77 getroffen: ± 2 μm für die Toleranzen der Leitungen und Patches sowie ± 5 μm für die Substratdicke. Solche Werte sind mit Standardätzverfahren nicht erreichbar, aber z. B. mit der mSAP-Technologie. Diese ist für das konkrete Material zwar nicht umsetzbar, weil kein Prepreg verfügbar ist, soll hier aber trotzdem stellvertretend für andere PTFE-Materialien untersucht werden.

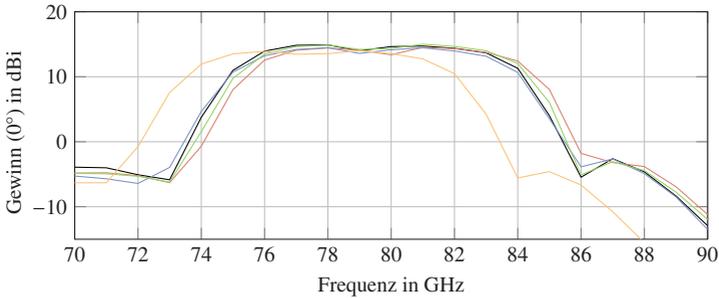
Die sich ergebende Reflexion ist in Abbildung 5.11a gezeigt, was die vom Gewinn her mögliche Bandbreite aber nicht einschränkt. Die schlechteste Anpassung erreicht $12,1$ dB bei $82,6$ GHz. Beim Gewinn zeigt sich der je nach Konstellation um bis zu $0,7$ dB geringere Wert bei 81 GHz und 82 GHz gegenüber der Betrachtung ohne Toleranzen. Die Differenz zum größten Wert beträgt dadurch $2,5$ dB, womit eine Bandbreite von $5,7$ GHz bzw. sogar fast $6,5$ GHz erreicht wird, wenn der minimale Gewinn von $12,8$ dBi in der Mitte des Bandes als Maß herangezogen wird. Damit könnten die für Automobilradar möglichen 5 GHz abgedeckt werden, auch wenn die leicht geringere absolute Bandbreite bei einer Verschiebung in den zulässigen Frequenzbereich berücksichtigt wird.

5.4.3 Material PPE2

Bei den PPE-Materialien ist die Verarbeitung etwas einfacher, da im Gegensatz zu PTFE keine Plasma-Prozesse notwendig sind. Gleichzeitig sind diese Materialien nicht so weich und deshalb besser für Flip-Chip-Montage geeignet. Auf der anderen Seite zeigen die Ergebnisse aus Abschnitt 3.3.4 größere Auswirkungen unter den verschiedenen Umwelteinflüssen. Aber zumindest für PPE2 sind die Änderungen geringer als für die meisten harzbasierten Materialien, bei den Verlusten liegen sie zwischen PTFE2 und Harz4.



(a) Reflexion



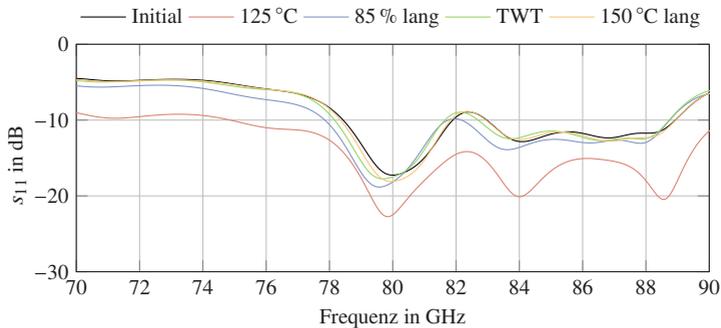
(b) Gewinn

Abbildung 5.12: Simulationen für Antenne G unter den verschiedenen Umweltbedingungen mit dem Material PPE2

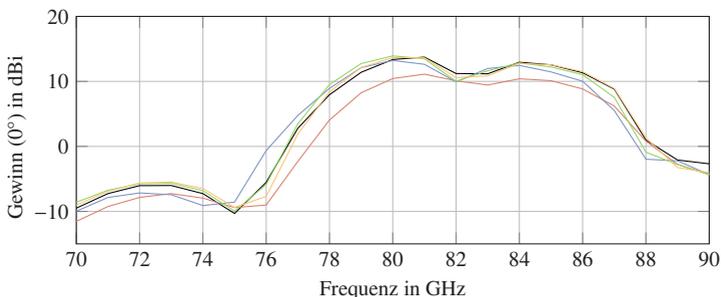
Bei der Anpassung zeigt sich eine Verschiebung um etwa 3 GHz zwischen der Messung bei 125 °C und nach 2000 h Lagerung bei 150 °C. Zwischen 75,9 GHz und 82,6 GHz liegt s_{11} unter -15 dB (siehe Abbildung 5.12a). Gleichzeitig erreicht der Gewinn zwischen 76,3 GHz und 80,6 GHz mehr als 13 dBi, das Maximum beträgt 14,9 dBi. Damit könnte der Frequenzbereich von 77 GHz bis 81 GHz für Automobilradar nach einer leichten Verschiebung erreicht werden. Die Fertigungstoleranzen sorgen ihrerseits nicht für eine wesentliche Einschränkung wie die Untersuchungen in den Abschnitten 5.4.1 und 5.4.2 gezeigt haben, solange ein passendes Verfahren genutzt wird.

5.4.4 Material LCP

Die Besonderheit des LCP-Materials liegt bei den nur kleinen Änderungen der Permittivität, aber dem stark zunehmenden Verlust bei Messung unter erhöhter Temperatur. Bei den Ergebnissen muss berücksichtigt werden, dass die Dicke des Substrats mit $100\ \mu\text{m}$ etwas geringer als für die anderen Materialien ist. Um die Vergleichbarkeit zu gewährleisten, wurde auf Optimierungen des Designs verzichtet. Das wirkt sich vor allem auf die Anpassung aus, bei der im ungünstigsten Fall nur $8,8\ \text{dB}$ erreicht werden (siehe Abbildung 5.13a). Es be-



(a) Reflexion



(b) Gewinn

Abbildung 5.13: Simulationen für Antenne G unter den verschiedenen Umweltbedingungen mit dem Material LCP

steht demzufolge noch Verbesserungspotential, auch wenn das dünnere Substrat eine generell etwas geringere Abstrahlung aufweist (vgl. Abschnitt 2.1.2). Die Verschiebung in der Frequenz ist unter den verschiedenen Umweltbedingungen jedoch nur marginal, was ein großer Vorteil sein kann.

Anders sieht es beim Gewinn aus: Hier liegen die Werte für die Messung bei 125 °C generell etwa 2,6 dB geringer als im Initialzustand. Das Minimum bei 83 GHz erreicht demzufolge nur etwa 9,4 dBi, während das Maximum bei 13,7 dBi liegt (siehe Abbildung 5.13b). Etwas größere Differenzen zwischen den verschiedenen Umweltbedingungen lassen sich demzufolge nicht vermeiden. Ob sie toleriert oder ausgeglichen werden können, hängt von der konkreten Anwendung ab. Bei der vorliegenden, nicht optimierten Antenne läge die Bandbreite mit diesen Einschränkungen bei 5,9 GHz.

5.5 Bewertung und Fazit zu den Antennen

Die vorangegangenen Abschnitte haben die in Kapitel 4 eingeführte kapazitiv gekoppelte Streifenleitungsantenne messtechnisch evaluiert. Zusätzlich wurden die Ergebnisse der Materialuntersuchung auf die Antenne angewendet und verschiedene Umweltbedingungen sowie Toleranzen berücksichtigt (vgl. Kapitel 3). Im Zusammenhang damit stellt sich nun die Frage, mit welcher Variante und welchem Material die vorgegebenen Ziele bestmöglich erreicht werden können. Mögliche Kriterien können der Gewinn, die Bandbreite oder die Verringerung der Nebenkeulen sein. Vonseiten der Anwendung werden unter anderem die notwendigen Entfernungen, die abzudeckenden Sichtbereiche sowie Auflösung und Genauigkeit von Geschwindigkeit, Abstand sowie dem Winkel vorgegeben. Eine entscheidende Rolle spielen außerdem die Kosten eines Produktes, sowohl bei der Entwicklung als auch der Herstellung. Innerhalb dieses Rahmens soll im Folgenden die Vorgehensweise zur Auswahl der passenden Antennenstruktur im Zusammenspiel mit dem Material beschrieben werden. Der Vorteil dieser Arbeit liegt vor allem darin, dass nur eine HF-Substratlage benötigt wird und trotzdem eine höhere Bandbreite möglich ist. Damit ergeben sich Kostenvorteile, wenngleich die notwendigen Genauigkeiten bei der Leiterplattenfertigung nicht mehr mit Standardätzverfahren erreicht werden können. Technologien wie das im Rahmen des Projektes KoRRund genutzte halbadditive Fertigungsverfahren mSAP sind oder werden aktuell von verschiedenen Firmen eingeführt

und damit kommerziell verfügbar. Dennoch muss berücksichtigt werden, dass Prepreg notwendig ist, was die Materialauswahl einschränkt.

Der Ausgangspunkt für die Wahl von Antennentyp und Material ist die Frage, ob ein Abstand von $\frac{\lambda_0}{2}$ zwischen zwei Spalten notwendig ist, um Mehrdeutigkeiten beim Winkel zu vermeiden. Wenn ja, kann Antenne C mit einer Resonanzfrequenz gewählt werden oder ein geringer vertikaler Versatz bei Antenne I in Kauf genommen werden. Die möglichen Bandbreiten ohne Berücksichtigung von Toleranzen und Umweltbedingungen liegen dann bei 4 GHz bzw. 5 GHz. Werden diese beachtet, kann aber für eine geringere Bandbreite möglicherweise trotzdem ein PTFE-Material vermieden und auf z. B. PPE2 zurückgegriffen werden. Häufig wird die Forderung nach einem Abstand von $\frac{\lambda_0}{2}$ auch nur bei Sender oder Empfänger gestellt (vgl. Array in [NSF⁺17]). Dann bietet es sich an, für die Antennengruppe mit dem größeren Abstand auf eine Variante mit Elementen auf beiden Seiten der Leitung zurückzugreifen, ohne dass ein Versatz in Längsrichtung notwendig wäre. Da der gesamte Frequenzverlauf des Radars sowohl von Sender als auch Empfänger abhängt, kann die Bandbreite an den Rändern dadurch geringfügig vergrößert werden bzw. fällt weniger steil ab.

Kann generell auf den Abstand von $\frac{\lambda_0}{2}$ zwischen den Spalten verzichtet werden, sollte eine Antenne mit Elementen auf beiden Seiten gewählt werden (siehe Abschnitte 4.3.2 und 4.3.3). Das ermöglicht bei den hier verwendeten Materialien mit 127 μm Dicke und $\varepsilon_r \approx 3$ unter initialen Bedingungen eine Bandbreite bis zu 6 GHz. Damit kann u. U. ein einfacheres und günstigeres Material genutzt werden, sofern nicht der ganze, regulatorisch zulässige Frequenzbereich abgedeckt werden muss. Wie die Simulationen in Abschnitt 5.4.1 zeigen, reicht für 3 GHz ein harzbasierendes Material aus, selbst wenn der Test mit Lagerung bei 150 °C gefordert ist. Muss die letzte Bedingung nicht erfüllt werden, dann kann dieser Substrattyp deutlich freizügiger eingesetzt werden und die Vorteile bei der Fertigung können genutzt werden.

Soll eine etwas größere Bandbreite erreicht werden, kann auf PPE zurückgegriffen werden (siehe Abschnitt 5.4.3). Das ermöglicht trotz Toleranzen und verschiedener Umweltbedingungen eine Bandbreite von ungefähr 4 GHz. Die geringsten Abweichungen zeigt in der Gesamtbetrachtung PTFE, das mehr als 5 GHz zulässt und damit das ganze Band von 76 GHz bis 81 GHz abdecken kann (siehe Abschnitt 5.4.2). Wenn größere Unterschiede im Gewinn über Regelung der Verstärker ausgeglichen werden können, kommt möglicherweise auch LCP in Frage. Es weist unter den verschiedenen Umweltbedingungen kaum Ände-

rungen der Permittivität auf. Problematisch ist hier der deutlich höhere Verlust unter der Einwirkung von Hitze.

Eine interessante Fragestellung ergibt sich aus dem Vergleich zwischen Antennen mit Leerlauf und Abschluss am Ende. Letztere benötigen einen Wellensumpf, z. B. aus Absorbern, was zu einem erhöhten Platzbedarf und Aufwand führt. Vorteile sind niedrigere Nebenkeulen, vor allem außerhalb der E - und H -Ebene, und ein größerer Gewinn trotz der Verluste im Abschluss (Antenne I in Abschnitt 4.3.3). Zu beachten ist dabei der etwas größere Schwenk des Strahls über der Frequenz. Kann dieser nicht toleriert werden oder gibt es keinen ausreichenden Platz für den Abschluss, kann auf Antenne G mit Leerlauf am Ende zurückgegriffen werden. Nachteil sind die leicht erhöhten Nebenkeulen, die im ganzen Halbraum auftreten. Durch die rücklaufende Welle bleibt die Hauptstrahlrichtung allerdings über einen größeren Frequenzbereich konstant.

6 Schlussfolgerungen

Diese Arbeit entstand vor dem Hintergrund des autonomen Fahrens und erweitert die Möglichkeiten für Antennen in diesem Bereich. Dadurch wird dem Bedarf an geeigneten Radarsystemen mit erweiterten technischen Möglichkeiten Rechnung getragen. Gleichzeitig steigen die Anforderungen bezüglich der Zuverlässigkeit, da perspektivisch zeitweise keine Übernahme der Steuerung durch einen Menschen mehr vorgesehen ist und später auch ganz auf ihn verzichtet werden soll. Das erfordert unter allen möglichen Umständen wie beispielsweise verschiedenen Umweltbedingungen eine zuverlässige und sichere Funktion des Radarsensors einschließlich der Antenne. Für eine große Flexibilität sollte es außerdem möglich sein, die regulatorisch zulässige Bandbreite von bis zu 5 GHz nicht durch die Hardware einzuschränken. Die gewonnenen Erkenntnisse sind allerdings nicht auf den Automobilbereich beschränkt, sondern können auch für andere Anwendungen, z. B. Richtfunkstrecken in der Kommunikationstechnik, angepasst werden.

Der Beitrag dieser Arbeit bestand in der Untersuchung möglicher Materialien und einer neuartigen Anordnung kapazitiv gekoppelter Antennenelemente. Das führte im Einzelnen zu folgenden Erkenntnissen und Neuerungen:

- Erstmalig wurde eine systematische Untersuchung von 15 Hochfrequenzmaterialien für Antennenanwendungen bei 80 GHz unter verschiedenen Umweltbedingungen durchgeführt und veröffentlicht. Dazu wurde eine Teststruktur mit verschiedenen langen Mikrostreifenleitungen zur Auswertung mittels Multiline-TRL und Ringresonatoren genutzt. Die im Automobilbereich relevanten Umweltbedingungen gemäß einschlägiger Tests wurden berücksichtigt:
 - Initialzustand
 - Erhöhte Temperatur von 125 °C
 - Feuchteaufnahme bei 85 % relativer Feuchte und 85 °C (ca. 640 bzw. 2670 Stunden)

- Temperaturwechselfest zwischen $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ und $125\text{ }^{\circ}\text{C}$ mit 1000 Zyklen
 - Lagerung von 1000 und 2000 Stunden bei $150\text{ }^{\circ}\text{C}$
- Es wurden Materialien verschiedener Basistypen (PTFE, PPE, Harze, LCP) untersucht, sodass neben einzelnen Materialien auch die verschiedenen Klassen verglichen werden können. PTFE und LCP zeigen bei den verschiedenen Umwelteinflüssen die kleinsten Abweichungen, während vor allem die harzbasierten Substrate deutliche Änderungen aufweisen. Zudem treten bei letzteren von vornherein die stärksten Verluste auf, während PTFE und PPE teilweise initial nur $0,5\frac{\text{dB}}{\text{cm}}$ haben. Ein wichtiger Einflussfaktor ist hierbei die Rauigkeit, wobei ein glatteres Kupfer bessere Werte zur Folge hat. Bei allen Materialien hat sich bestätigt, dass die Charakterisierung im Datenblatt bei beispielsweise 10 GHz nur eine grobe Näherung darstellt, für den Antennenentwurf aber weitere Untersuchungen des Materials vorab und iterativ anhand der Antenne notwendig sind. Damit einher geht, dass die Strukturen in den allermeisten Fällen für ein spezielles Material entworfen werden müssen und nicht ohne Anpassungen auf ein anderes übertragen werden können.
- In dieser Arbeit wird eine Antennenkonfiguration vorgeschlagen, die auf kapazitiv von einer Mikrostreifenleitung gespeisten Elementen basiert. Dabei kann durch eine neuartige Kombination von zwei sich abwechselnden, leicht in der Frequenz verschobenen Resonatoren die Bandbreite deutlich vergrößert werden. Die Phasen werden über die Anordnung der Patches entlang der Leitung eingestellt, sodass sich trotzdem eine konstruktive Abstrahlung ergibt.
- Eine physikalische Beschreibung der Resonatoren erlaubt die Erstellung passender, numerischer Modelle und ermöglicht einen Entwurf weitgehend ohne Feldsimulation der ganzen Antennengruppe. Damit kann selbst bei komplexen Antennen eine schnelle Optimierung in Bezug auf Anpassung und Richtcharakteristik vorgenommen werden.
- Verschiedene Antennenkonfigurationen wurden entworfen, um unterschiedliche Randbedingungen erfüllen zu können: Steht nur wenig Platz zur Verfügung und ist nur ein geringer Schwenk der Hauptstrahlrichtung zulässig, kann auf eine Antennengruppe mit Leerlauf am Ende der Leitung zurückgegriffen werden. In Simulationen und Messungen konnte damit

eine Bandbreite von etwa 6 GHz realisiert werden. Ist auf der Platine ausreichend Platz vorhanden, können die Reflexionen am Leitungsende unterdrückt werden, was zu deutlich geringeren Nebenkeulen führt. Gleichzeitig ist es hiermit möglich, zwei Antennenspalten mit einem Abstand von $\frac{\lambda_0}{2}$ nebeneinander anzuordnen, sofern ein leichter Versatz in Vertikalrichtung zulässig ist. Das gibt die notwendige Flexibilität für eine passende Antennenkonfiguration, wie sie für eine gute Winkelauflösung notwendig ist.

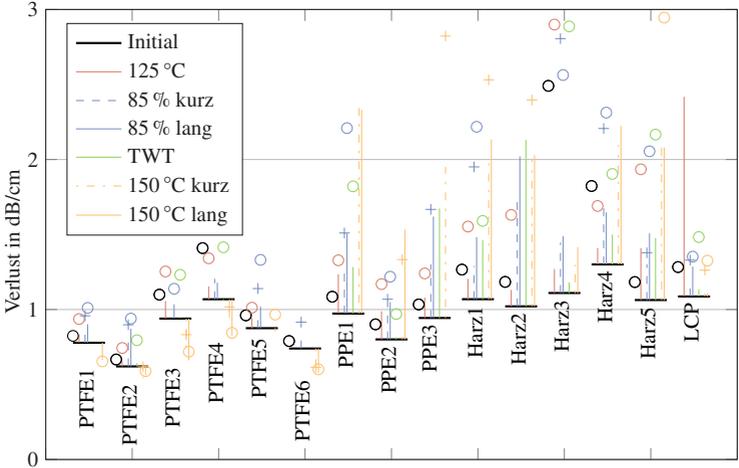
- Bei der Realisierung von Antennenprototypen wurde aufgrund der geringen mechanischen Toleranzen auf ein halbadditives Fertigungsverfahren zurückgegriffen. Die Muster wurden vermessen und die in den Simulationen erreichten guten Werte für Anpassung und Bandbreite konnten bestätigt werden. Die Herstellung zusätzlicher, um 90° auf der Platine gedrehter Antennen ermöglichten dabei Messungen für E - und H -Ebene ohne durch die Messspitze eingeschränkt zu sein.
- Die Kombination von Materialuntersuchung und kapazitiv gekoppelter Antenne erlaubt eine ganzheitliche Betrachtung des Aufbaus. So kann bereits während des Entwurfs der Einfluss der verschiedenen Umweltbedingungen auf das System berücksichtigt werden. Wenn die gewünschte Bandbreite beispielsweise nur 1 GHz oder 2 GHz beträgt, ermöglicht die vorgeschlagene Struktur die Nutzung eines einfachen und kostengünstigen Materials, z. B. auf Harzbasis. Steigen die Anforderungen, kann auf einer einzelnen Substratlage, etwa mit PTFE, noch ein deutlich größerer Frequenzbereich abgedeckt werden als es mit einfachen Patchantennen möglich wäre.

Zusammenfassend vergrößert die vorgestellte, neuartige Anordnung der kapazitiv gekoppelten Elemente die Bandbreite bei nur einer Hochfrequenzlage. Das vorgestellte Entwurfsverfahren erlaubt dabei eine systematische Vorgehensweise und benötigt erst in einem späten Schritt Feldsimulationen der ganzen Antennengruppe. Gleichzeitig wird die Antenne nicht nur isoliert betrachtet, sondern in das Gesamtsystem Platine eingebettet. Dazu dienen umfangreiche Materialuntersuchungen unter verschiedenen Umweltbedingungen. Das ermöglicht, zukünftig bereits in einem frühen Entwurfsstadium, ein passendes Material auszuwählen und Antenne und Substrat optimal aufeinander abzustimmen.

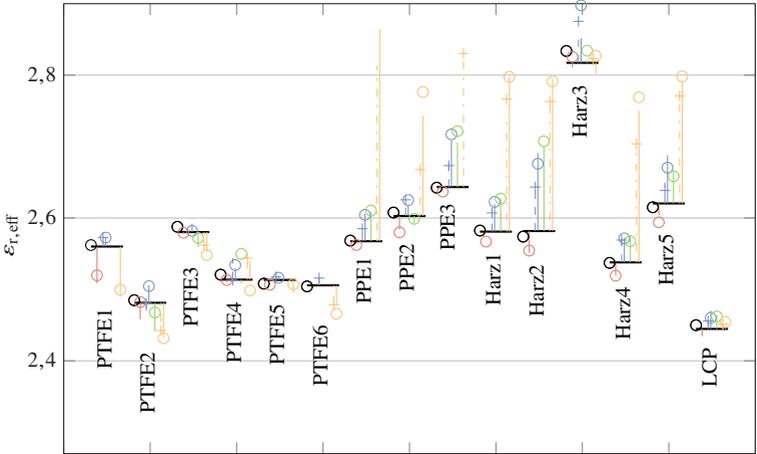
A Zusätzliche Ergebnisse der Materialuntersuchung

A.1 Zusätzliche Messergebnisse für die Materialien bei 99 GHz

Zusätzliche Messergebnisse zu Abschnitt 3.3.4 bei 99 GHz (siehe nächste Seite).



(a) Verlust



(b) $\epsilon_{r,eff}$

Abbildung A.1: Messergebnisse für alle Materialien bei ungefähr 99 GHz. Die waagrechten Linien geben das initiale MTRL-Ergebnis an, die senkrechten Striche die Abweichungen bei den verschiedenen Umweltbedingungen. Die Symbole zeigen die Auswertung der Ringresonatoren („+“-Zeichen jeweils kürzere Lagerdauer, Kreise alle anderen)

B Ergänzungen zu den entworfenen Antennen

B.1 Parameter und Abmessungen für Antennengruppen mit zwei Resonanzfrequenzen

Die Parameter aus dem Entwurf in Matlab für Antennengruppen mit zwei Resonanzfrequenzen (Antennen E, F und G) sind in Tabelle B.1 angegeben. Diese Werte wurden anhand von Antenne G in Abschnitt 4.3.2 weiter optimiert und dann für die Antennen E und F bezüglich der Anordnung auf beiden Seiten der Leitung angepasst (siehe nächste Seite).

i	A_{\max}	f_{res} in GHz	D	x in mm	l in mm	b in mm	a in mm
1	0,09	76	0,03	0	0,938	1,110	0,400
2	0,10	82	0,03	0,56	0,910	1,130	0,355
3	0,15	76	0,03	2,45	0,960	1,110	0,375
4	0,17	82	0,03	3,03	0,938	1,110	0,325
5	0,23	76	0,03	4,90	0,962	1,075	0,260
6	0,26	82	0,03	5,50	0,918	0,740	0,260
7	0,31	76	0,03	7,32	0,974	1,125	0,160
8	0,33	82	0,03	7,98	0,922	0,745	0,185
9	0,37	76	0,03	9,75	0,994	0,895	0,160
10	0,41	82	0,03	10,43	0,934	0,720	0,120
11	0,42	76	0,03	12,18	1,000	0,895	0,130
12	0,45	82	0,03	12,90	0,940	0,705	0,100
13	0,43	76	0,03	14,65	1,002	0,900	0,120
14	0,43	82	0,03	15,37	0,938	0,715	0,105
15	0,38	76	0,03	17,12	0,994	0,890	0,155
16	0,39	82	0,03	17,84	0,930	0,730	0,130
17	0,28	76	0,03	19,59	0,968	1,140	0,185
18	0,28	82	0,03	20,31	0,918	0,745	0,235
19	0,22	76	0,03	22,06	0,960	1,070	0,275
20	0,23	82	0,03	22,78	0,918	0,710	0,310

Tabelle B.1: Parameter und Abmessungen für Antenne G mit den Elementen $i = 1, 2, \dots, 20$ auf beiden Seiten der Leitung und Leerlauf am Ende

Literaturverzeichnis

- [AGN⁺15] Abdellatif, A.; Ghassemi, M.; Nezhad-Ahmadi, M.; Safavi-Naeini, S.; Ghassemi, N.: Low cost low loss waveguide-fed patch antenna array for automotive radar system. In: *Global Symposium on Millimeter-Waves (GSMM)*, 2015, S. 1–3
- [Ald18] Aldridge, D. S.: Characterizing Global Temperature and Humidity Environmental Severity with Relation to Published Standards. In: *2018 Annual Reliability and Maintainability Symposium (RAMS)*, 2018, S. 1–6
- [Aut14] Automotive Electronics Council: *Failure Mechanism Based Stress Test Qualification for Integrated Circuits*. 2014
- [AW13] Arz, U.; Williams, D. F.: Uncertainties in complex permittivity extraction from coplanar waveguide scattering-parameter data. In: *81st ARFTG Microwave Measurement Conference*, 2013, S. 1–6
- [Bal97] Balanis, Constantine A.: *Antenna theory : analysis and design*. 2. ed. 1997
- [Bal05] Balanis, Constantine A.: *Antenna theory : analysis and design*. 3. ed. 2005
- [Bar18] Bartelmann, Matthias; Feuerbacher, Björn (Hrsg.); Krüger, Timm (Hrsg.); Lüst, Dieter (Hrsg.); Rebhan, Anton (Hrsg.); Wipf, Andreas (Hrsg.): *Theoretische Physik I / Mechanik*. 2018
- [Bee13] Beer, Stefan: *Methoden und Techniken zur Integration von 122 GHz Antennen in miniaturisierte Radarsensoren*. Karlsruhe, Diss., 2013
- [BKG07] Binzer, T.; Klar, M.; Groß, V.: Development of 77 GHz Radar Lens Antennas for Automotive Applications Based on Given Requirements. In: *2007 2nd International ITG Conference on Antennas*, 2007, S. 205–209
- [BM13] Bauer, F.; Menzel, W.: A 79-GHz Resonant Laminated Waveguide Slotted Array Antenna Using Novel Shaped Slots in LTCC. In:

- IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 12 (2013), S. 296–299
- [CKW⁺06] Chang, Sheng-Hsiung; Kuan, Hon; Wu, Hung-Wei; Yang, Ru-Yuan; Weng, Min-Hang: Determination of microwave dielectric constant by two microstrip line method combined with EM simulation. In: *Microwave and Optical Technology Letters* 48 (2006), Nr. 11, S. 2199–2201
- [DJM02] DeGroot, D. C.; Jargon, J. A.; Marks, R. B.: Multiline TRL revealed. In: *60th ARFTG Conference Digest*, 2002, S. 131–155
- [DVP87] Das, N. K.; Voda, S. M.; Pozar, D. M.: Two Methods for the Measurement of Substrate Dielectric Constant. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 35 (1987), Nr. 7, S. 636–642
- [FBM⁺11] Frei, M.; Bauer, F.; Menzel, W.; Stelzer, A.; Maurer, L.: A 79 GHz differentially fed grid array antenna. In: *2011 8th European Radar Conference*, 2011, S. 432–435
- [FJBW00] Freese, J.; Jakoby, R.; Blöcher, H.-L.; Wenger, J.: Synthesis of microstrip series-fed patch arrays for 77 GHz-sensor applications. In: *2000 Asia-Pacific Microwave Conference. Proceedings*, 2000, S. 29–33
- [Fuh13] Fuh, K.: Broadband Continuous Extraction of Complex Propagation Constants in Methods Using Two-Line Measurements. In: *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 23 (2013), Nr. 12, S. 671–673
- [GH17] Gold, G.; Helmreich, K.: A Physical Surface Roughness Model and Its Applications. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 65 (2017), Nr. 10, S. 3720–3732
- [GM18] Gottwald, Thomas; Martina, Manuel: Neue Technologien für mm-Wellen: Chancen für 5G und die nächsten RADAR-Generationen. In: *PLUS* 4 (2018)
- [HBE19] Haddadi, A.; Bencivenni, C.; Emanuelsson, T.: Gap Waveguide Slot Array Antenna for Automotive Applications at E-Band. In: *2019 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2019, S. 1–4
- [HRR10] Horn, A. F.; Reynolds, J. W.; Rautio, J. C.: Conductor profile effects on the propagation constant of microstrip transmission lines. In:

- 2010 *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 2010, S. 868–871
- [HSL⁺04] Heinola, J.; Silventoinen, P.; Latti, K.; Kettunen, M.; Strom, J.: Determination of dielectric constant and dissipation factor of a printed circuit board material using a microstrip ring resonator structure. In: *15th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications* Bd. 1, 2004, S. 202–205
- [HT06] Heinola, J.; Tolsa, K.: Dielectric characterization of printed wiring board materials using ring resonator techniques: a comparison of calculation models. In: *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation* 13 (2006), Nr. 4, S. 717–726
- [HTS⁺12] Hasch, J.; Topak, E.; Schnabel, R.; Zwick, T.; Weigel, R.; Waldschmidt, C.: Millimeter-Wave Technology for Automotive Radar Sensors in the 77 GHz Frequency Band. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 60 (2012), Nr. 3, S. 845–860
- [IE114] IEEE Standard for Definitions of Terms for Antennas. In: *IEEE Std 145-2013 (Revision of IEEE Std 145-1993)* (2014), S. 1–50
- [JW04] Jiang, Jonathan H.; Wu, Dong L.: Ice and water permittivities for millimeter and sub-millimeter remote sensing applications. In: *Atmospheric Science Letters* 5 (2004), Nr. 7, S. 146–151
- [JWH81] James, James R.; Wood, Colin; Hall, Peter S.: *Microstrip antenna: theory and design*. IEE electromagnetic waves series; 12, 1981
- [Kil15] Kildal, Per-Simon: *Foundations of antenna engineering : a unified approach for line-of-sight and multipath*. 2015
- [Kon14] Kondo, Kazuo; Akolkar, Rohan N. (Hrsg.); Barkey, Dale P. (Hrsg.); Yokoi, Masayuki (Hrsg.): *Copper Electrodeposition for Nanofabrication of Electronics Devices*. 2014 (Nanostructure Science and Technology ; 171)
- [KPLW14] Khan, O.; Pontes, J.; Li, X.; Waldschmidt, C.: A wideband variable width microstrip grid array antenna. In: *2014 44th European Microwave Conference*, 2014, S. 1644–1647
- [KRL⁺19] Kim, Sangkil; Rida, Amin; Lakafosis, Vasileios; Nikolaou, Symeon; Tentzeris, Manos M.: 77-GHz mmWave antenna array on liquid crystal polymer for automotive radar and RF front-end module. In: *ETRI Journal* 41 (2019), Nr. 2, S. 262–269

- [KV10] Kasabegoudar, V. G.; Vinoy, K. J.: Coplanar Capacitively Coupled Probe Fed Microstrip Antennas for Wideband Applications. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 58 (2010), Nr. 10, S. 3131–3138
- [LHM⁺19] Lau, I.; Hajian, A.; Michler, F.; Gold, G.; Lurz, F.; Schmid, U.; Helmreich, K.; Weigel, R.; Koelpin, A.: Influence of the PCB Manufacturing Process on the Measurement Error of Planar Relative Permittivity Sensors Up To 100 GHz. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 67 (2019), Nr. 7, S. 2793–2804
- [LLH17] Lee, J.; Lee, J. M.; Hwang, K. C.: Series feeding rectangular microstrip patch array antenna for 77 GHz automotive radar. In: *2017 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, 2017, S. 1–2
- [LN96] Lee, Moon-Que; Nam, Sangwook: An accurate broadband measurement of substrate dielectric constant. In: *IEEE Microwave and Guided Wave Letters* 6 (1996), Nr. 4, S. 168–170
- [Mü18] Müller, Daniel: *RF Probe-Induced On-Wafer Measurement Errors in the Millimeter-Wave Frequency Range*. Karlsruhe, Diss., 2018
- [Mar91] Marks, R. B.: A multiline method of network analyzer calibration. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 39 (1991), Nr. 7, S. 1205–1215
- [Men16] Menzel, Wolfgang: Antennas in Automobile Radar. In: Chen, Zhi N. (Hrsg.); Liu, Duixian (Hrsg.); Nakano, Hisamatsu (Hrsg.); Qing, Xianming (Hrsg.); Zwick, Thomas (Hrsg.): *Handbook of Antenna Technologies*. 2016, S. 2475–2500
- [MKB⁺21] Mayer, J.; Kowalewski, J.; Bhutani, A.; Giroto de Oliveira, Lucas; Zwick, T.: Design of Antennas with Capacitively Coupled Patches for Enlarged Bandwidth in the 80 GHz Band, eingereicht, 2021
- [MMGZ19] Mayer, J.; Martina, M.; Gottwald, T.; Zwick, T.: PCB Laminates for Automotive Radar Antenna Modules Under Different Environmental Conditions. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 67 (2019), Nr. 9, S. 6051–6058
- [MMK⁺20] Mayer, J.; Martina, M.; Kowalewski, J.; Chen, J.; Zwick, T.: A Capacitively Coupled Patch Antenna Array for an Enlarged Bandwidth at 77 GHz. In: *2020 14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2020, S. 1–5

- [MOJ03] Mayhew-Ridgers, G.; Odendaal, J. W.; Joubert, J.: Single-layer capacitive feed for wideband probe-fed microstrip antenna elements. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 51 (2003), Nr. 6, S. 1405–1407
- [MSM96] Manasson, V.; Sadovnik, L.; Mino, R.: MMW scanning antenna. In: *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine* 11 (1996), Nr. 10, S. 29–33
- [NSF+17] Nuss, B.; Sit, L.; Fennel, M.; Mayer, J.; Mahler, T.; Zwick, T.: MIMO OFDM radar system for drone detection. In: *2017 18th International Radar Symposium (IRS)*, 2017, S. 1–9
- [RCRA11] Rautio, J. C.; Carlson, R. L.; Rautio, B. J.; Arvas, S.: Shielded Dual-Mode Microstrip Resonator Measurement of Uniaxial Anisotropy. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 59 (2011), Nr. 3, S. 748–754
- [Rog19a] Rogers Corporation: *Copper Foils for High Frequency Materials*. 2019 <http://www.rogerscorp.de/documents/749/acs/Copper-Foils-for-High-Frequency-Circuit-Materials.pdf>
- [Rog19b] Rogers Corporation: *RO3003G2 Circuit Materials*. 2019 <http://www.rogerscorp.de/documents/749/acs/Copper-Foils-for-High-Frequency-Circuit-Materials.pdf>
- [SOM11] Shijo, T.; Obayashi, S.; Morooka, T.: Design and development of 77-GHz pair-slot array antenna with single-mode post-wall waveguide for automotive radar. In: *2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, 2011, S. 476–479
- [SSJ+18] Sickinger, F.; Sturm, C.; Janda, L.; Stejskal, O.; Vossiek, M.: Automotive Satellite Radar Sensor System based on an LTCC Miniature Frontend. In: *2018 IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM)*, 2018, S. 1–4
- [SWV17] Sickinger, F.; Weissbrodt, E.; Vossiek, M.: 76-81 GHz LTCC antenna for an automotive miniature radar frontend. In: *2017 47th European Microwave Conference (EuMC)*, 2017, S. 1222–1225
- [TWK98] Thumm, Manfred K. A.; Wiesbeck, Werner; Kern, Stefan: *Hochfrequenzmesstechnik : Verfahren und Messsysteme*. Stuttgart, 1998

- [TWK⁺14] Talai, A.; Weigel, R.; Koelpin, A.; Steinhäuber, F.; Bittner, A.; Schmid, U.: The influence by trapezoidal conductor shapes on ring-resonator based material characterization up to 110 GHz. In: *2014 International Conference on Numerical Electromagnetic Modeling and Optimization for RF, Microwave, and Terahertz Applications (NEMO)*, 2014, S. 1–4
- [Vas20] Vasanelli, Claudia: *Antenna array design solutions for millimeter-wave vehicle-integrated automotive radars*, Universität Ulm, Diss., 2020
- [VRW15] Vasanelli, C.; Ruess, T.; Waldschmidt, C.: A 77-GHz cavity antenna array in PCB technology. In: *2015 IEEE 15th Mediterranean Microwave Symposium (MMS)*, 2015, S. 1–4
- [WHC14] Wang, H.; Hu, H.; Chung, S.: High gain slot-pair substrate-integrated-waveguide antenna for 77 GHz vehicle collision warning radar. In: *2014 11th European Radar Conference*, 2014, S. 569–572
- [WW18] Wei, Wang; Wang, Xuétian: A 77 GHz Series Fed Weighted Antenna Arrays with Suppressed Sidelobes in E- and H-Planes. In: *Progress In Electromagnetics Research Letters* 72 (2018), S. 23–28
- [WZF11] Wei, K.; Zhang, Z.; Feng, Z.: New coplanar capacitively coupled feeding method for circularly polarized patch antenna. In: *2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (AP-SURSI)*, 2011, S. 3099–3102
- [YWY⁺17] Yan, J.; Wang, H.; Yin, J.; Yu, C.; Hong, W.: Planar series-fed antenna array for 77 GHz automotive radar. In: *2017 Sixth Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP)*, 2017, S. 1–3
- [Zen15] Zentralverband Elektrotechnik- und Elektronikindustrie e. V.: *Handbook for Robustness Validation of Semiconductor Devices in Automotive Applications*. 2015
- [Zen19] Zentralverband Elektrotechnik- und Elektronikindustrie e. V.: *Technologie-Roadmap "Next Generation– Elektronische Komponenten und Systeme*. 2019
- [Zwi13] Zwick, Thomas: *Skriptum zur Vorlesung Antennen und Antennensysteme*. Karlsruher Institut für Technologie (KIT), 2013

- [ZZP17] Zhang, Y.; Zhang, X. Y.; Pan, Y.: Compact Single- and Dual-Band Filtering Patch Antenna Arrays Using Novel Feeding Scheme. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 65 (2017), Nr. 8, S. 4057–4066
- [ZZPX17] Zhang, Y.; Zhang, X. Y.; Pan, Y.; Xue, Q.: A simple design method for dual-band filtering antenna array using a transmission line. In: *2017 Sixth Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP)*, 2017, S. 1–3

Forschungsberichte aus dem Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE) der Universität Karlsruhe (TH)

(ISSN 0942-2935)

Die Bände 1 (1992) bis 55 (2008) der Schriftenreihe können über das Institut Hochfrequenztechnik und Elektronik bestellt werden (<https://www.ihe.kit.edu>).

Fortführung als:

Karlsruher Forschungsberichte aus dem Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik

(ISSN 1868-4696)

- Band 55 Sandra Knörzer
Funkkanalmodellierung für OFDM-Kommunikationssysteme bei Hochgeschwindigkeitszügen
ISBN 978-3-86644-361-7
- Band 56 Thomas Fügen
Richtungsaufgelöste Kanalmodellierung und Systemstudien für Mehrantennensysteme in urbanen Gebieten
ISBN 978-3-86644-420-1
- Band 57 Elena Pancera
Strategies for Time Domain Characterization of UWB Components and Systems
ISBN 978-3-86644-417-1
- Band 58 Jens Timmermann
Systemanalyse und Optimierung der Ultrabreitband-Übertragung
ISBN 978-3-86644-460-7

- Band 59 Juan Pontes
**Analysis and Design of Multiple Element Antennas
for Urban Communication**
ISBN 978-3-86644-513-0
- Band 60 Andreas Lambrecht
**True-Time-Delay Beamforming für ultrabreitbandige
Systeme hoher Leistung**
ISBN 978-3-86644-522-2
- Band 61 Grzegorz Adamiuk
**Methoden zur Realisierung von dual-orthogonal, linear
polarisierten Antennen für die UWB-Technik**
ISBN 978-3-86644-573-4
- Band 62 Jutta Kühn
**AlGaIn/GaN-HEMT Power Amplifiers with Optimized
Power-Added Efficiency for X-Band Applications**
ISBN 978-3-86644-615-1
- Band 63 Małgorzata Janson
**Hybride Funkkanalmodellierung für ultrabreitbandige
MIMO-Systeme**
ISBN 978-3-86644-639-7
- Band 64 Mario Pauli
**Dekontaminierung verseuchter Böden durch
Mikrowellenheizung**
ISBN 978-3-86644-696-0
- Band 65 Thorsten Kayser
**Feldtheoretische Modellierung der Materialprozessierung
mit Mikrowellen im Durchlaufbetrieb**
ISBN 978-3-86644-719-6
- Band 66 Christian Andreas Sturm
**Gemeinsame Realisierung von Radar-Sensorik und
Funkkommunikation mit OFDM-Signalen**
ISBN 978-3-86644-879-7

- Band 67 Huaming Wu
Motion Compensation for Near-Range Synthetic Aperture Radar Applications
ISBN 978-3-86644-906-0
- Band 68 Friederike Brendel
Millimeter-Wave Radio-over-Fiber Links based on Mode-Locked Laser Diodes
ISBN 978-3-86644-986-2
- Band 69 Lars Reichardt
Methodik für den Entwurf von kapazitätsoptimierten Mehrantennensystemen am Fahrzeug
ISBN 978-3-7315-0047-6
- Band 70 Stefan Beer
Methoden und Techniken zur Integration von 122 GHz Antennen in miniaturisierte Radarsensoren
ISBN 978-3-7315-0051-3
- Band 71 Łukasz Zwirek
Realization Limits of Impulse-Radio UWB Indoor Localization Systems
ISBN 978-3-7315-0114-5
- Band 72 Xuyang Li
Body Matched Antennas for Microwave Medical Applications
ISBN 978-3-7315-0147-3
- Band 73 Sebastian Diebold
Transistor- und Leitungsmodellierung zum Entwurf von monolithisch integrierten Leistungsverstärkern für den hohen Millimeterwellen-Frequenzbereich
ISBN 978-3-7315-0161-9
- Band 74 Christian Rusch
Integrierte, planare Leckwellenantennen für 3D-Millimeterwellen-Radarsysteme basierend auf dem holografischen Prinzip
ISBN 978-3-7315-0234-0

- Band 75 Marlene Harter
Dreidimensional bildgebendes Radarsystem mit digitaler Strahlformung für industrielle Anwendungen
ISBN 978-3-7315-0249-4
- Band 76 Michael A. Baldauf
Abhängigkeit der Exposition von der Zellgröße beim Mobilfunk unter Gewährleistung der Versorgung
ISBN 978-3-7315-0308-8
- Band 77 Alicja Ossowska
Highly Resolved Synthetic Aperture Radar with Beam Steering
ISBN 978-3-7315-0315-6
- Band 78 Małgorzata Dominika Brzeska
RF Modelling and Characterization of Tyre Pressure Sensors and Vehicle Access Systems
ISBN 978-3-7315-0348-4
- Band 79 Ulrich Lewark
Aktive Frequenzvervielfacher zur Signalerzeugung im Millimeter- und Submillimeterwellen Frequenzbereich
ISBN 978-3-7315-0354-5
- Band 80 Kai-Philipp Walter Pahl
Distributed Transformers for Broadband Monolithic Millimeter-Wave Integrated Power Amplifiers
ISBN 978-3-7315-0409-2
- Band 81 Serdal Ayhan
Hochgenaue radarbasierte Abstandsmessung mit geführter Wellenausbreitung
ISBN 978-3-7315-0433-7
- Band 82 Yoke Leen Sit
MIMO OFDM Radar-Communication System with Mutual Interference Cancellation
ISBN 978-3-7315-0599-0

- Band 83 Steffen Scherr
FMCW-Radarsignalverarbeitung zur Entfernungsmessung mit hoher Genauigkeit
ISBN 978-3-7315-0607-2
- Band 84 Tom Schipper
Modellbasierte Analyse des Interferenzverhaltens von Kfz-Radaren
ISBN 978-3-7315-0639-3
- Band 85 Malyhe Jalilvand
Application-Specific Broadband Antennas for Microwave Medical Imaging
ISBN 978-3-7315-0664-5
- Band 86 Benjamin Göttel
Millimeterwellen On-Chip Antennensysteme für die Integration in SoC Applikationen
ISBN 978-3-7315-0667-6
- Band 87 Christian Arnold
Im Orbit einstellbare Ausgangsfilter und -multiplexer
ISBN 978-3-7315-0722-2
- Band 88 Tobias Mahler
Synthese kapazitätsoptimierter Antennensysteme mit messtechnischer Verifikation
ISBN 978-3-7315-0737-6
- Band 89 Daniel Müller
RF Probe-Induced On-Wafer Measurement Errors in the Millimeter-Wave Frequency Range
ISBN 978-3-7315-0822-9
- Band 90 Tristan Visentin
Polarimetric Radar for Automotive Applications
ISBN 978-3-7315-0888-5

- Band 91 Christian von Vangerow
**Entwurf und Modellierung von Breitbandverstärkern mit
variablem Gewinn in SiGe BiCMOS Technologien**
ISBN 978-3-7315-0910-3
- Band 92 Mekdes Girma
**Concepts for Short Range Millimeter-wave Miniaturized
Radar Systems with Built-in Self-Test**
ISBN 978-3-7315-0938-7
- Band 93 Akanksha Bhutani
**Low Temperature Co-fired Ceramics for
System-in-Package Applications at 122 GHz**
ISBN 978-3-7315-0945-5
- Band 94 Jochen Schäfer
**Oberflächenwellenerzeuger für
Millimeterwellen-Leckwellenantennen**
ISBN 978-3-7315-0962-2
- Band 95 Jerzy Kowalewski
**Capacity Enhancement by Pattern-Reconfigurable
Multiple Antenna Systems in Vehicular Applications**
ISBN 978-3-7315-0997-4
- Band 96 Christian Weber
**Verfahren zur automatischen Spektralanalyse
für die Optimierung drahtloser Kommunikation
und Sensorik**
ISBN 978-3-7315-1014-7
- Band 97 Florian Boes
**Breitbandige Frequenzweichen für die Parallelisierung
von Millimeterwellen-Messtechnik**
ISBN 978-3-7315-1078-9
- Band 98 Jonathan Mayer
**Kapazitiv gekoppelte Streifenleitungsantennen
für Millimeterwellenanwendungen**
ISBN 978-3-7315-1111-3



Karlsruher Forschungsberichte aus dem
Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik

Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick

Für zukünftiges autonomes Fahren ist eine zuverlässige Sensorik notwendig, um eine sichere Teilnahme am Straßenverkehr zu gewährleisten. Einen Baustein dazu bilden Radarsysteme, die am Kraftfahrzeug verbaut sind und eine genaue Erkennung des Umfelds ermöglichen. An dieser Stelle setzt die vorliegende Arbeit an, indem sowohl Antenne als auch Substrat ganzheitlich betrachtet werden. Auf der einen Seite werden 15 aktuelle Hochfrequenzmaterialien unter verschiedenen Umweltbedingungen untersucht. Auf der anderen Seite wird eine kapazitiv gekoppelte Streifenleitungsantenne vorgestellt, mit der die Bandbreite erhöht werden kann. Die Kombination von Substrat und Antenne ermöglicht ein optimales Zusammenwirken, sodass die wachsenden Anforderungen zielgerichtet erfüllt werden können.

Jonathan Mayer studierte Elektro- und Informationstechnik in Mannheim und Karlsruhe und schloss sein Studium 2015 ab. Im selben Jahr begann er seine Tätigkeit als Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik (IHE) des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT). Sein Forschungsgebiet sind Millimeterwellenantennen und die zugehörigen Materialien.

ISSN 1868-4696

ISBN 978-3-7315-1111-3

