Kompakte Mehrfach-Antennen mit hoher Bandbreite für die fünfte Generation des Mobilfunks (5G) im Fahrzeug

M.Sc. Sertan Hastürkoğlu
geboren in München

Vollständiger Abdruck der von der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der Universität der Bundeswehr München zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS
(Dr.-Ing.)

genehmigten Dissertation.

1. Berichterstatter:	Prof. Dr.-Ing. habil. Stefan Lindenmeier
2. Berichterstatter:	Prof. Dr.-Ing. Dr.-Ing. habil. Robert Weigel

Die Dissertation wurde am 17.03.2021 bei der Universität der Bundeswehr München eingereicht und durch die Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik am 10.08.2021 angenommen.
Die mündliche Prüfung fand am 15.09.2021 statt.

Neubiberg, den 20. Oktober 2021

Abstract

In this thesis, different broadband antennas and systems are investigated for current and future communication standards. In current automobiles, the demand for multimedia and wireless applications is growing. In order to realize this demand, an increasing number of antennas have to be integrated into one system and have to operate without performance degradation. This work deals with novel antennas for automotive applications in the sub-6 GHz and 24.25-29.5 GHz range. The focus is on the integration of these antennas into current automotive communication and navigation systems. Since the aesthetics of the vehicles play an important role, these systems must be placed in embedded mounting positions. The sub-6 GHz antennas shall have a compact structure and several communication services LTE/5G/V2X shall be covered by one radiator. A terrestrial antenna up to 6 GHz is implemented for integration in an embedded mounting position and requires no discrete impedance matching at a low overall height of 3 cm. The high bandwidth in the upper 5G frequency band is covered by a phase-controllable collinear array antenna arrangement. The antennas fulfill the scattering parameter and far-field characteristics in their frequency bands. The compact integration of the 5G-array antenna in current systems shows no mutual electromagnetic interference due to the specially tuned antenna structures in the system.

Kurzfassung

In dieser Dissertation werden verschiedene breitbandige Antennen und -systeme für heutige und zukünftige Kommunikationsstandards untersucht. In heutigen Fahrzeugen wächst die Nachfrage nach Multimedia- und Drahtlos-Anwendungen, um dies realisieren zu können, müssen immer mehr Antennen in einem System integriert und ohne Leistungseinbrüche funktionieren. Die Arbeit befasst sich mit neuartigen Antennen für den Einsatz im Automobil im Sub-6 GHz und im 24.25-29.5 GHz Bereich. Der Schwerpunkt liegt in der Integration dieser Antennen in heutige Kommunikations- und Navigationssysteme im Automobil. Da die Ästhetik der Fahrzeuge eine wichtige Rolle einnimmt, müssen diese Systeme in eingebettete Einbauräume untergebracht werden. Dabei müssen die Sub-6 GHz Antennen eine kompakte Struktur aufweisen und verschiedene Kommunikationsdienste LTE/5G/V2X müssen mit einem Strahler abgedeckt werden. Eine terrestrische Antenne bis 6 GHz ist für die Integration in einem Einbauraum realisiert und benötigt bei einer geringen Gesamthöhe von 3 cm keine diskrete Leistungsanpassung. Die hohe Bandbreite im oberen 5G-Frequenzband wird mit einer phasensteuerbaren kollinearen Gruppenantennen-Anordnung abgedeckt. Die Antennen erfüllen in ihren Frequenzbändern die Streuparameter- und Fernfeldeigenschaften. Die kompakte Integration der 5G-Gruppenantenne in heutige Systeme weist keine gegenseitige elektromagnetische Beeinflussung auf, aufgrund der speziell aufeinander abgestimmten Antennenstrukturen im System.

Inhaltsverzeichnis

1 Einleitung **1**

2 Stand der Technik von terrestrischen Automobilantennen für heutige und zukünftige Kommunikationsstandards **7**

2.1 Terrestrische Mobilkommunikationsdienste 8
2.1.1 LTE-Telekommunikationsdienst 8
2.1.2 WLAN-Lokales Funknetz 8
2.1.3 Fahrzeug-zu-Alles Kommunikation V2X 8
2.1.4 5G-Mobilfunktechnologie 9
2.2 Stand der Technik von Mobilfunkantennen 9
2.2.1 Fahrzeugantennen für den 4G/5G-Dienst bis 6 GHz 9
2.2.2 5G-Antennen für den höheren Frequenzbereich 10
2.3 Problemstellung 11
2.4 Zielsetzung 11

3 Kompakte vertikal polarisierte Antennen für den Empfang von terrestrischen Signalen **13**

3.1 Theoretische Betrachtungen von breitbandigen Antennen und ihr Einsatz in der Mobilkommunikation 13
3.1.1 Konische Antenne als Spezialfall frequenzunabhängiger Strahler 13
3.1.2 Grundlegende Definitionen der Eingangsimpedanz, der Güte und der Bandbreite von Antennen 17
3.1.3 Kapazitiv und induktiv gekoppelte Antennen 20
3.2 Entwurf einer kompakten Mobilfunkantenne 22
3.2.1 Induktiv gekoppelte Antennen 26
3.2.2 Kapazitiv gekoppelte Antennen 32

4 Vertikal polarisierte Mehrantennensysteme für Automobilanwendungen **47**

4.1 Theoretische Betrachtungen von drahtlosen Mehrtor-Kommunikationssystemen 47
4.1.1 Modellbildung des Kommunikationssystemes 47
4.1.2 Kanalmatrix des Mehrantennen-Übertragungssystems 52
4.2 Integration von Satelliten- und terrestrischen Mobilfunkantennen in einer nicht sichtbaren Einbauposition 60
4.2.1 Kombination von zwei terrestrischen Antennen 60
4.2.2 Kombination von drei terrestrischen Antennen 64
4.2.3 Messtechnische Evaluierung des Kommunikationssystems auf einem Automobil 67
4.3 Evaluation der Systemkapazität von kompakten Mobilfunkantennen in einer realen Stadtfahrt 70

5 Untersuchung und Entwurf einer Gruppenantenne für die 5G-Mobilfunkgeneration 81
5.1 Theorie der Interaktion mehrerer linearer Antennen in einer Gruppe 81
5.1.1 Beschreibung der Strahlungscharakteristik 81
5.1.2 Verhalten unterschiedlich gephaster Gruppenantennen 83
5.1.3 Beliebige Amplitudenverteilung und Auswirkung auf die Strahlungscharakteristik 87
5.1.4 Verkopplung zwischen linearen Antennen in einer Gruppenanordnung 89
5.1.5 Netzwerke für die Speisung von Gruppenantennen 90
5.2 Konzeptuntersuchung von Antennengruppen für die 5G-Technologie 91
5.3 Breitbandige Gruppenantenne für die 5G-Technologie 93
5.3.1 Entwurf einer einzeiligen Strahlergruppe 93
5.3.2 5G-Kommunikationssystem 96
5.3.3 Untersuchung der Strahlschwenkungseigenschaften der 5G-Antennenstruktur . 104

6 Kommunikations- und Navigationsmodule für die Anwendung im Automobil 107
6.1 Elektromagnetische Eigenschaften der Skarabäus-Ringantennen 107
6.2 5G-Kommunikationsmodul in Kombination mit den Satellitendiensten 110
6.2.1 GPS-5G-Kombination 110
6.2.2 SDARS-5G-Kombination 112
6.3 Gesamtes Kommunikations- und Navigationsmodul 116
6.4 Kompaktes Mehrfachantennensystem 119

7 Zusammenfassung 125

Literaturverzeichnis 129

Vorwort

Mein besonderer Dank gilt Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. Stefan Lindenmeier, der mir die Möglichkeit gab an seinem Institut zu promovieren und mich mit seinen zielführenden Ratschlägen und Ideen sehr unterstützte.

Ebenso möchte ich mich bei Herrn Prof. Dr.-Ing. Dr.-Ing. habil. Robert Weigel bedanken, der die Aufgabe des zweiten Berichterstatters übernommen hat.

Des Weiteren gilt mein Dank Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. Wilfrid Pascher und Herrn Prof. Dr.-Ing. Leopold Reiter für die vielfältigen Anregungen und Diskussionen.

Für die schnelle und genaue Erstellung der Antennen- und Platinenmuster möchte ich mich bei Herrn Oliver Kindt und Herrn Markus Mittermeier bedanken.

Schließlich möchte ich mich für den Rückhalt meiner Eltern und meiner Frau bedanken, die mich stets während dieser Arbeit untersützt haben.

München, Oktober 2021

Sertan Hastürkoğlu

Verzeichnis der verwendeten Abkürzungen und Formelzeichen

Abkürzungen

5G Fifth Generation

CAD Computer Aided Design

CST Computer Simulation Technology

DSRC Dedicated Short Range Communication

ECC Envelope Correlation Coefficient

eNodeB Evolved Node B

ESD Electrostatic Discharge

FDD Frequency Division Duplex

FM Frequency Modulation

GLONASS Globalnaja Nawigazionnaja Sputnikowaja Sistema

GNSS Global Navigation Satellite System

GPS Global Positioning System

HF High Frequency

IEEE Institute of Electrical and Electronics Engineers

LNB Low Noise Block

LOS Line Of Sight

LTCC Low Temperature Cofired Ceramics

LTE Long Term Evolution

MID Molded Interconnect Devices

MIMO Multiple Input Multiple Output

MU-MIMO Multi User Multiple Input Multiple Output

NLOS Non Line Of Sight

PET Polyethylenterephthalat

QAM Quadrature Amplitude Modulation

QPSK Quadrature Phase Shift Keying

RFID Radio Frequency Identification

SDARS Satellite Digital Audio Radio Services

SINR Signal to Interference plus Noise Ratio

SMA SubMiniature version A

SNR Signal to Noise Ratio

TDD Time Division Duplex

V2X Vehicle to everything

WLAN Wireless Local Area Network

Formelzeichen

Symbol	Einheit	Bedeutung
r	m	Entfernung
θ	°	Elevationswinkel
ϕ	°	Azimutwinkel
K	-	Skalierungsfaktor
C	°	Drehwinkel
Z	Ω	Impedanz
ψ	°	Öffnungswinkel
$P_n(.)$	-	Legendre Polynom
$H_n^{(2)}$	-	Hankel Funktion zweiter Gattung der Ordnung n
k	1/m	Wellenzahl
λ	m	Wellenlänge
a	m	Kantenlänge bikonische Antenne
f	Hz	Frequenz
$\boldsymbol{S}$	-	Streuparameter
$\boldsymbol{a}$	$\sqrt{\mathrm{W}}$	Vorlaufende Welle
$\boldsymbol{b}$	$\sqrt{\mathrm{W}}$	Rücklaufende Welle
X_0	Ω	Gesamtreaktanz
X	Ω	Antennenreaktanz

Symbol	Einheit	Bedeutung
FBW	-	Fraktionale Bandbreite
ω	1/s	Kreisfrequenz
Q	-	Güte
ϵ	As/Vm	Permittivität
W_e	Ws	Elektrische Energie
W_m	Ws	Magnetische Energie
$\boldsymbol{J}$	$\mathrm{A/m^2}$	Elektrische Stromdichte
E	V/m	Elektrische Feldstärke
H	A/m	Magnetische Feldstärke
L	H	Induktivität
C	F	Kapazität
U	V	Spannung
I	A	Strom
$\tilde{u}$	V	Rauschspannung
T_A	K	Antennenrauschtemperatur
Δf	Hz	Kanalbandbreite
R	Ω	Widerstand
$\tilde{i}$	A	Stromrauschen
$\boldsymbol{Y}$	S	Admittanz
ρ	-	Korrelation
P	W	Leistung
$\boldsymbol{x}$	$\sqrt{\mathrm{W}}$	Kanaleingangsvektor
$\boldsymbol{y}$	$\sqrt{\mathrm{W}}$	Kanalausgangsvektor
$\boldsymbol{H}$	-	Kanalmatrix
C	bit/s/Hz	Kanalkapazität
σ_ϑ	$\sqrt{\mathrm{W}}$	Effektive Rauschleistung
$\boldsymbol{\chi}$	-	Eigenwerte der Kanalmatrix
$\boldsymbol{F}$	-	Fernfeldcharakteristik
d	mm	Strahlerabstand
b	mm	Antennendistanz in z-Richtung
δ	°	Äquidistanter Phasenunterschied der Strahler
N	-	Anzahl der Antennen
G	-	Antennengewinn
t	s	Zeit

c_0	m/s	Lichtgeschwindigkeit
k	J/K	Boltzmann-Konstante
Z_F	Ω	Freiraumwellenwiderstand
ϵ_0	As/Vm	Elektrische Feldkonstante

1 Einleitung

Die drahtlose Kommunikation hatte ihren Anfang im 19. Jahrhundert. Der schottische Mathematiker und Physiker James Clerk Maxwell publizierte im Jahre 1864 das Werk mit dem Titel „*A Dynamical Theory of the Electrodynamic Field*“ in der Royal Society. Seine Arbeit verknüpft die elektrischen und magnetischen Felder in einer einheitlichen Theorie [1]. Erst 23 Jahre später demonstrierte Heinrich Rudolf Hertz die Übertragung von elektromagnetischen Wellen im freien Raum und bewies damit experimentell die Theorie von Maxwell. Dabei nutzte er senderseitig einen Dipol. Die Dipol-Antenne besaß eine Dachkapazität in Form einer Kugel und übertrug Signale mit einer Frequenz von 50 MHz. Als Empfänger kam eine Ringantenne zum Einsatz. Die erste Version eines drahtlosen Kommunikationssystems und die ersten Antennen wurden somit von Heinrich Hertz entwickelt [2]. Jagadish Chandra Bose konnte im Jahr 1894 unter Verwendung von drahtloser Übertragung aus einer Distanz von 1 km Glocken zum Läuten und ferngesteuert einen Sprengstoff zur Explosion bringen. 1895 gelang es Nikola Tesla Signale über eine Entfernung von 80 km zu übertragen [3]. Im selben Jahr präsentierte Aleksandr Stepanovič Popov einen Empfänger für die Detektion von elektromagnetischen Wellen, die durch Blitze in Gewittern erzeugt werden, vor der russischen physikalischen und chemischen Gesellschaft [3]. Der Durchbruch in der drahtlosen Kommunikation gelang Guglielmo Marconi mit seiner Erfindung im Jahre 1897. Mit seiner Patentanmeldung in Großbritannien kommerzialisierte er die Funkübertragung und eröffnete dadurch einen neuen Markt. Des Weiteren gilt er als Erfinder der Monopolantenne. Die intensive Forschung im letzten Jahrhundert brachte uns in die gegenwärtige drahtlose Übertragungstechnik, die in vielen Aspekten unseres Lebens genutzt wird [2].
In der heutigen Zeit kommt die drahtlose Nachrichtenübertragung in vielen Bereichen zum Einsatz, wie z. B. in der Kommunikation und Navigation. Die Positionsbestimmung wird mithilfe von terrestrischen oder satellitengestützten Systemen getätigt. Neuere Entwicklungen gehen in Richtung der visuellen und Schwarm-Navigation [4]. Die gegenwärtigen Satellitennavigationssysteme GPS, GLONASS, Galileo und Beidou, werden für die Positionsbestimmung auf der Erde genutzt [5].
Multimediainhalte wie Audio, Video oder Bilder werden z. B. für die Pflege von sozialen Kontakten oder der geschäftlichen Kommunikation genutzt. Dabei soll der Nutzer diese Aufgaben möglichst mit einer großen Mobilität tätigen können. Um dies zu erreichen, sind ortsfeste Übertragungseinheiten nötig. Eine Möglichkeit der drahtlosen Übertragung bietet der Mobilfunkdienst LTE und der lokale Funknetz WLAN. Da meistens kein Sichtkontakt zu einer Basisstation vorhanden ist, können destruktive und konstruktive Überlagerungen der Feldstärken am Empfänger entstehen. Ein a priori Wissen über den Kanal ist somit unabdingbar, um die Sendeleistung, Frequenz und Kodierung optimal für den jeweiligen Kanal anpassen zu können. In den letzten Jahren ist die Datenrate in der Mobilkommunikation sehr stark gestiegen. Die Zukunft der mobilen Kommunikation wird viele Bereiche des täglichen Lebens umfassen, z. B. Internet der Dinge, autonomes Fahren und vieles mehr. Der hohe Funk-Datenverkehr hat das Interesse an der Definition der nächsten Generation der Mobilfunktechnologie 5G verstärkt. Eines der Hauptziele der 5G-Technik ist es, die Datenrate im Vergleich zu den gegenwärtigen Kommunikationsstandards, um den Faktor 20 zu erhöhen und dabei einen Zugang für 100 Milliarden Geräten zu schaffen. Mit den heutigen Mobilfunknetzen und der vollen Auslastung der aktuellen MIMO-Technologie können die

extrem hohen Datenraten im Bereich von mehreren Gbit/s nicht erreicht werden, die für zukünftige Mobilfunkstandards erwünscht sind. Die aktuellen Dienste sind bis 6 GHz auslegt. Um die gewünschten Übertragungsgeschwindigkeiten erreichen zu können, werden größere Bandbreiten benötigt. Deshalb ist das höhere 5G-Frequenzband zwischen 24.25-29.5 GHz von der 3GPP (*engl. 3rd Generation Partnership Project*) spezifiziert worden [6]. Die Antennen der gegenwärtigen Kommunikationsdienste besitzen nach Stand der Technik omnidirektionale Richtcharakteristika. Diese sind jedoch bei der Nutzung von höheren Frequenzen ineffektiv, da hier eine größere Freiraumdämpfung vorliegt, und das zu einem höheren Leistungsverbrauch der Verstärker führt. Deshalb ist es wichtig, bei der nächsten Generation des Mobilfunks räumlich-selektive Richtfunkantennen zu nutzen, damit daraus beim Empfänger ein höheres Signal-zu-Rausch Verhältnis resultiert und dadurch größere Datenraten möglich werden [7], [8]. Um die verschiedenen Kommunikations- und Navigationsdienste nutzen zu können, werden linear und zirkular polarisierte Antennen benötigt. Die Integration dieser unterschiedlichen Radiatoren in einem Endgerät oder im Automobil stellt eine Herausforderung dar. In einem Fahrzeug werden heute die meisten Antennensysteme konventionell auf dem Dach platziert, während die Radarsensoren sich in der Regel unter dem Kühlergrill, Kotflügel, Türen und im Heckbereich des Automobils befinden. Bei der Positionierung auf dem Dach haben sich zwei Varianten etabliert: während manche Hersteller eine versteckte Bauweise favorisieren, ziehen andere Hersteller eine sichtbare Einbauposition mit einer aerodynamisch geformten Kunststoffabdeckung vor.
In dieser Dissertation werden breitbandige Antennen (-systeme) für heutige und zukünftige Kommunikationsstandards untersucht. In heutigen Fahrzeugen wächst die Nachfrage nach Multimedia- und Drahtlos-Anwendungen, so dass immer mehr Antennen in einem System integriert werden müssen. Da Design in der Automobilindustrie eine Schlüsselrolle spielt, müssen die Systeme in eingebettete Einbauräume, am besten von außen nicht sichtbar, installiert werden. Dieses begrenzte Einbauvolumen führt zu Herausforderungen, da nun unterschiedliche terrestrische Dienste mit einer kompakten und kosteneffizienten Antenne abgedeckt werden müssen. Die Antennensysteme sind für die 5G-Mobilfunkfrequenzen von 0.7-29.5 GHz ausgelegt. Zunächst wird das untere Band von 0.7-6 GHz mit Konus-basierten Antennen und anschließend das höhere 5G-Frequenzband mit einer Gruppenantenne betrachtet. Dabei werden die Mobilfunkantennen mit anderen Kommunikations- und Satellitenantennen in einem System analysiert. In dieser Arbeit wurde ein Radiator für die Kommunikationsdienste LTE/5G/WLAN/V2X mit einer Höhe von 3 cm, vorgesehen für die Integration in ein vorgegebenen Einbauraum, realisiert. Aufgrund der geringen Höhe ist eine Anpassschaltung nötig, die im reaktiven Nahfeld der Antenne mittels einer kapazitiven Kopplung erzielt wird.
In Kommunikationssystemen sind zwei oder mehr Strahler nötig, um eine Verbesserung der Qualität und die gewünschte Datenrate der Nachrichtenübertragung zu erzielen. Im Modul befinden sich terrestrische und Satellitenantennen, die in Abbildung 1.1 dargestellt sind [9], [10].

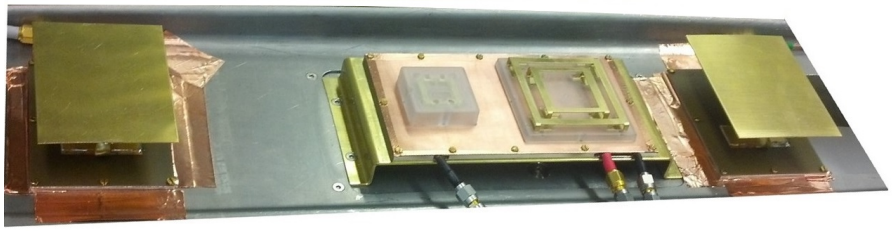


Abb. 1.1: Ein Kommunikations- und Navigationssystem mit einer potenziellen elektronischen Verarbeitungseinheit in der Mitte des Bauraums.

Es befinden sich zwei Konus-Antennen, ein SDARS-Radiator (*engl. Satellite Digital Audio Radio Services*) und zwei GPS-Strahler (*engl. Global Positioning System*) für die L1/L2-Frequenzbänder im Einbauraum. Im Maximum zeigen die Satellitenantennen eine Verkopplung von −18 dB zu der rechten Konus-Antenne auf. Der linke konische Radiator und die Satellitenantennen besitzen eine Entkopplung, die sich über 25 dB befindet. Die Eingangsreflexionsfaktoren zeigen keine Beeinflussung, trotz der nahen Positionierung der Strahler zueinander. In der Grafik 1.2 ist der Reflexionsfaktor der konischen Antenne dargestellt.

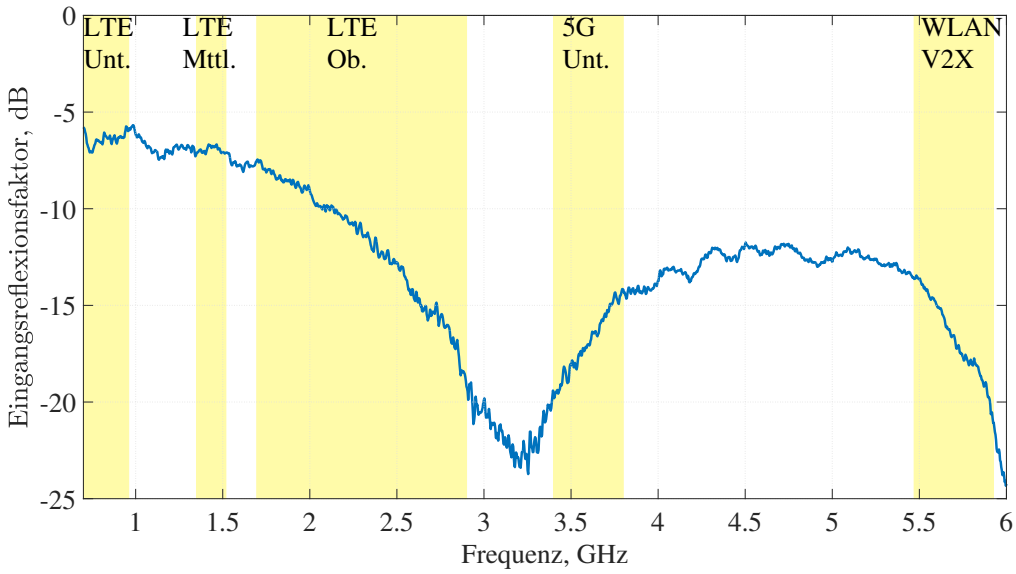


Abb. 1.2: Gemessener Reflexionsfaktor der kapazitiv gekoppelten Konus-Antenne.

Im gesamten LTE-Frequenzbereich liegt der Eingangsreflexionsfaktor unter −6 dB und im unteren 5G- und WLAN-Band unter −10 dB. Der Strahler besteht aus Metall und ein HF-Substrat dient zur Halterung der Antennenstruktur, weshalb die Konus-Antenne sehr effizient ist und im gesamten Frequenzband einen Wirkungsgrad von −1.4 dB nicht unterschreitet. Die Richtcharakteristika der konischen Antennen besitzen im unteren bis zum oberen LTE-Band einen omnidirektionalen Verlauf und bei den höheren Frequenzen sind aufgrund des Einbauraums Einbrüche bei bestimmten Azimutwinkeln vorhanden. Mit einer selektiven Kombinierung (*engl.: selection combining*) ist eine omnidirektionale Abstrahlung in allen gewünschten Frequenzen vorhanden und die Bauraum bedingten Nachteile können mit dieser Diversity-Technik überwunden werden. Die konische Antenne zeigt im Vergleich mit einem Referenzstrahler, dass das Referenzsystem den gleichen Bauraum bedingten Änderungen in der Abstrahlung unterliegt, wobei die konischen Strahler kompakter und kleiner als die Referenzantennen sind.
Die 5G-Technologie erlaubt einen höheren Datendurchsatz, weil größere Bandbreiten bei höheren Trägerfrequenzen für die neue Mobilfunktechnologie genutzt werden. Die 5G-Technik sollte mit einem Antennensystem abgedeckt werden, das eine konstante Fernfeldcharakteristik und einen niedrigen Eingangsreflexionsfaktor aufweist. Die hohen Frequenzen unterliegen dabei großen Freiraumdämpfungen. Deshalb wäre eine veränderbare Fernfeldcharakteristik wünschenswert und von Vorteil, um zielgerichtet und effizient mit der Sendestation zu kommunizieren. Des Weiteren muss das alleinstehende 5G-System in gegenwärtige Kommunikationsmodule integrierbar sein, ohne die benachbarten Systeme

zu beeinflussen. In der Grafik 1.3 ist ein gesamtes LTE/5G und GNSS-Modul dargestellt [11], [12].

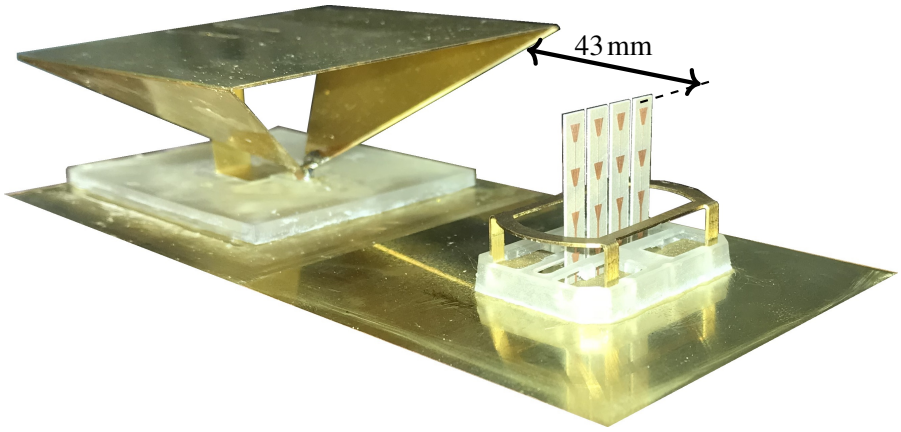


Abb. 1.3: 5G-Antennensystem mit einem LTE/WLAN/V2X-Strahler und einer SDARS-Skarabäusantenne.

Die Gruppenantennen-Anordnung besitzt 16 Dipole, aufgeteilt in vier Strahlergruppen. Eine sehr geringe Verkopplung ist zwischen den Antennengruppen existent und der Eingangsreflexionsfaktor erfüllt über den gesamten Frequenzband die gewünschten Eigenschaften. Zudem zeigen die Fernfeldcharakteristika ein omnidirektionales Verhalten. Die Richtcharakteristik kann zu jedem gewünschten Azimutwinkel ausgerichtet und somit eine zielgerichtete Kommunikation ermöglicht werden. Das integrierte 5G-System und die SDARS-Ringantenne zeigen keinerlei gegenseitige Beeinflussung und besitzen einen niedrigen Eingangsreflexionsfaktor in den jeweils geforderten Frequenzbereichen. Die konische Antenne hat einen geringen Einfluss auf die Fernfeldcharakteristik der 5G-Gruppenantenne, die jedoch mit einer maximalen Verhältniskombination (*engl.: maximum ratio combining*) eine nahezu omnidirektionale Abstrahlung aufweist. Eine kompakte Integration des 5G-Systems ist mit den vorgestellten Strahlern möglich und ist ein Beispiel für zukünftige Kommunikationsmodule.

Die Dissertation ist auf folgende Weise strukturiert.
Der Stand der Technik wird in *Kapitel 2* beschrieben. Eine statistische Untersuchung der zukünftigen Übertragungsraten wird vorgestellt und ein Überblick über die LTE-, WLAN- und 5G-Technologie gegeben. Zudem werden verschiedene in der Literatur veröffentlichte Antennenkonzepte für den 4G/5G-Dienst bis 6 GHz und den höheren 5G-Band präsentiert. Die Problemstellung der Dissertation wird erörtert und die Zielsetzung der Arbeit ausgeführt.
In *Kapitel 3* werden die einzelnen Konus-Antennen bis 6 GHz thematisiert. Es werden theoretische Betrachtungen von frequenzunabhängigen Strahlern vorgestellt und der Konus-Radiator als Spezialfall dieser Theorie behandelt. Das Impedanzverhalten der konischen Antennen wird näher beschrieben und die Fernfeldcharakteristika präsentiert. Es werden fundamentale Definitionen der Impedanz, Güte und Bandbreite festgelegt, damit auch eine Analyse auf Basis der Eingangsimpedanz getätigt werden kann. Außerdem werden die Möglichkeiten der Impedanzanpassung im reaktiven Nahfeld erläutert sowie die Vor- und Nachteile der Anpassung vorgestellt.
Das Kapitel unterteilt sich in zwei Bereiche. Es werden induktiv und kapazitiv gekoppelte konische Antennen präsentiert. Diese unterteilen sich wiederum in offene und geschlossene Konus-Antennen. Die Radiatoren eignen sich für versteckte Einbauorte im Automobil. Das elektromagnetische Verhalten der Einzelstrahler wird analysiert und die Ergebnisse werden zusammengefasst dargestellt.

Kapitel 4 behandelt unterschiedliche Antennenmodule für den Einsatz als Kommunikationssysteme im Automobil. Den Anfang bilden die theoretischen Grundlagen der Nachrichtenübertragung von Mehrantennensystemen, dabei werden Sender, Empfänger und Übertragungsweg mithilfe der Mehrtortheorie beschrieben. Die ideale Leistungsanpassung und Entkopplung eines Mehrantennensystems wird vorgestellt und die daraus korrespondierende Schaltung erläutert. Darüber hinaus wird der Kanal anhand der Eingangs-, Ausgangs- und Transimpedanz des Kommunikationssystems beschrieben. Es werden zwei verschiedene Kanalmodelle vorgestellt und dabei wird die Kanalkapazität bei unterschiedlichen Abständen der Antennen untersucht und die Korrelation der Strahler in die Betrachtungen miteinbezogen. Zum Schluss wird ein Rayleigh-Kanalmodell analysiert, um die Kanalkapazität bei NLOS-Bedingungen in Bezug auf die Antennenposition theoretisch zu bestimmen.
Ein Antennensystem wird für eingebettete Einbaupositionen im Automobil präsentiert. Die Strahler bestehen aus einer zusammenhängenden Struktur und können mithilfe eines Stanz- und Biegeverfahrens kostengünstig hergestellt werden. Die Anpassung im reaktiven Feld der Antenne wird beschrieben und anhand der charakteristischen Moden näher analysiert. Die Streuparameter, Fernfeldcharakteristika und Wirkungsgrad der Antennen werden vorgestellt.
Es werden zwei verschiedene Systeme für versteckte Einbaupositionen behandelt, die aus zwei oder drei konischen Radiatoren mit GNSS- und SDARS-Strahlern bestehen. Die Interaktion der unterschiedlichen Antennen zueinander und die Streuparameter werden präsentiert. Die Fernfeldcharakteristika der terrestrischen Strahler werden vorgestellt und eine selektive Kombinierung auf die Richtcharakteristika angewendet, damit wird ein Vergleich zwischen beiden Systemen vollzogen. Darüber hinaus werden die Messergebnisse der Fernfeldcharakteristika auf dem Automobil dargestellt und die daraus resultierenden Herausforderungen von eingebetteten Einbaulagen besprochen.
Zuletzt wird eine Systemkapazitätsmessung in der Münchner Innenstadt vorgestellt. Dabei werden die Systemkapazitäten eines realen LTE Netzwerkes für verschiedene Antennensysteme mit unterschiedlicher Positionierung verglichen und eine elektromagnetische Evaluierung in Bezug auf die Distanz der Radiatoren wird gegeben. Die Impedanz und Fernfeldcharakteristika werden auf dem Messfahrzeug aufgenommen und dargestellt. Die Antennensysteme befinden sich auf dem Dach und innerhalb des Fahrzeugs auf dem Armaturenbrett. Die Übertragungsraten werden mit einem Referenzsystem verglichen und die Ergebnisse der beiden Systeme vorgestellt.
In *Kapitel 5* werden die Strahlergruppen für die nächste Mobilfunkgeneration 5G im Frequenzbereich von 24.25-29.5 GHz vorgestellt. Es wird eine theoretische Einführung in die Gruppenantennen gegeben, dabei werden die Strahlungscharakteristika von Antennengruppen und verschieden gephaste Strahler in der Gruppe analysiert. Die Quer- und Längsstrahler werden in diesem Zusammenhang beschrieben. Der Einfluss des Wirkungsgrades der einzelnen Strahler, die Leistungsverteilung auf der Gruppenantenne und die Verkopplung zwischen den Antennen werden erläutert und grafisch dargestellt. Außerdem werden unterschiedliche Speisenetzwerke für die Gruppenantennen präsentiert.
Es gibt eine kurze Konzeptuntersuchung von verschiedenen planaren Antennentypen und deren Eignung für die 5G-Technologie wird analysiert. Das Impedanzverhalten und die Fernfeldcharakteristik der unterschiedlichen Gruppenantennen werden gegenübergestellt und die Vor- und Nachteile der Systeme werden besprochen.
Ein neuartiger Einzelstrahler für die 5G-Technik wird präsentiert. Hier wird der Fokus auf die Strahlerelemente in der Gruppe gelegt. Die Impedanz, Amplitudenverteilung und die daraus resultierende Fernfeldcharakteristik werden betrachtet. Des Weiteren werden zwei unterschiedlich gespeiste 5G-Gruppenantennensysteme vorgestellt, dabei können die aktiven elektronischen Systeme aufgrund der geometrischen Auslegung des Antennensystems verschieden platziert und dementsprechend für un-

terschiedliche Anwendungen verwendet werden. Die Streuparameter und Fernfeldcharakteristika der beiden Systeme werden vorgestellt, des Weiteren werden die MIMO- und Beamforming Fähigkeiten der Gruppenantennen analysiert und die Resultate aus der Simulation und Messung werden diskutiert.
Kapitel 6 behandelt die Integration der gegenwärtigen Systeme mit dem 5G-Gruppenstrahler und ein Antennensystem für den LTE/5G/WLAN/V2X- und FM-Dienst. Ein Überblick über die Funktionsweise von Ringantennen wird gegeben, dabei werden die Oberflächenströme, elektrische Feldstärke und die Richtcharakteristik näher analysiert.
Der 5G-Einzelstrahler wird jeweils in Kombination mit einer GPS- und zwei unterschiedlichen SDARS-Ringantennen betrachtet. Der Einfluss der Antennen zueinander wird überprüft und die Streuparameter sowie auch die Fernfeldcharakteristika werden ausgewertet. Ein gesamtes Kommunikationssystem mit einer konischen Antenne, 5G-Strahlergruppe und einem Ringradiator wird untersucht, hierbei steht im Vordergrund die Analyse der Richtcharakteristik des 5G-Antennensystems.
Ein Antennensystem für den Einsatz auf dem Dach eines Automobils wird vorgestellt, diese besteht aus zwei Mobilfunk- und einem FM-Strahler. Das System wird auf einer flexiblen Leiterplatte entwickelt und in einer Kunststoffhaube platziert. Die Schaltung für die Leistungsanpassung wird vorgestellt und die Impedanz sowie auch die Fernfeldcharakteristika des Systems analysiert, zudem wird eine selektive Kombinierung auf die Fernfeldcharakteristika der Antennen angewendet und beschrieben.
Kapitel 7 gibt eine Zusammenfassung und Ausblick der Dissertation.

2 Stand der Technik von terrestrischen Automobilantennen für heutige und zukünftige Kommunikationsstandards

Im Jahr 2017 sind 5.7 Milliarden Mobilfunknutzer registriert worden. Die benötigten Datenraten werden bis zum Jahr 2022 um das 7-fache steigen, von 11.5 Exabytes zu 77.5 Exabytes pro Monat. Um diese gewaltigen Übertragungsraten gewährleisten zu können, wird ein neuer Mobilfunkdienst 5G benötigt. Etwa 3.4 % der Weltbevölkerung werden voraussichtlich die 5G-Technologie im Jahr 2022 nutzen, wobei in Deutschland 9.2 % der Menschen die neue Mobilfunkgeneration verwenden werden. Eine größere Mehrheit der Bevölkerung wird die vierte Generation des Mobilfunks in den nächsten drei Jahren nutzen. Die in der Zukunft prognostizierten höheren Systemkapazitäten können nicht größtenteils mit den heutigen Sub-6 GHz Frequenzbändern bewerkstelligt werden. Die Nutzung von höheren Frequenzen ist notwendig, um die benötigten Datenraten sicherstellen zu können [13], [14].

Im lokalen Funknetz WLAN wird der Datenverbrauch von 13.4 Exabytes im Jahr 2017 auf 111.4 Exabytes im Jahr 2022 steigen. Dies stellt ein 8.3-faches Wachstum der Datennutzung im weltweiten Vergleich dar. Damit werden auch die Übertragungsraten von 24.4 MBit/s auf 54.2 MBit/s zunehmen. Intelligente Wohnungen, hochauflösende Videos, die virtuelle und erweiterte Realität sind Anwendungen, die höhere Datenströme benötigen und sind der Grund für den großen Anstieg des Datenverbrauchs in den kommenden Jahren [15]. Es ist zu beobachten, dass die Entwicklung zu einem mit seiner Umgebung vernetzten Menschen geht. Ein besseres Zeitmanagement, höhere Sicherheit und geringere Emissionen sind mit einer stärkeren Vernetzung des Menschen möglich. Vor allem im Verkehr kann das vernetzte autonome Automobil frühzeitig vor Gefahren gewarnt werden und somit auch den Verkehrsfluss optimieren. Es können Staus vermieden und die Effizienz des Kraftstoffverbrauchs optimiert werden. Im Jahr 2025 werden 112 Millionen Fahrzeuge in Europa vernetzt sein. Die Fahrzeug-zu-Alles (V2X) Kommunikation wird eine große Rolle in der Automobilindustrie spielen sodass erwartet wird, dass frühestens ab 2023 100 % der erworbenen Fahrzeuge die V2X-Technik beinhalten werden [16], [17]. Um eine gute Kommunikationsfähigkeit gewährleisten zu können, müssen die Antennensysteme eine omnidirektionale Abstrahlung und eine hohe Effizienz aufweisen. Zudem sollten die Systeme kostengünstig zu produzieren sein und keine komplexen Geometrien besitzen, damit eine einfache Integration der Antennen in jegliche Einbauorte sichergestellt werden kann.

In diesem Kapitel wird der aktuelle technologische Stand von Automobilantennen für terrestrische Mobilfunkdienste vorgestellt. Im ersten Unterkapitel wird eine kurze Einführung über terrestrische Dienste gegeben, die in einem Fahrzeug verwendet werden sollen. Zuletzt wird es eine Zusammenfassung über Fahrzeugantennen für eingebettete und sichtbare Einbauorte geben.

2.1 Terrestrische Mobilkommunikationsdienste

2.1.1 LTE-Telekommunikationsdienst

Die Mobilfunktechnologie LTE (*engl.: Long Term Evolution*) ist in der Bundesrepublik Deutschland seit 2010 verfügbar. Als erster deutscher Anbieter bot die Deutsche Telekom den LTE-Dienst in Brandenburg an [18]. Bei der LTE-Technologie werden zwei Duplex-Verfahren angewendet, TDD (*engl.: Time Division Duplex*) und FDD (*engl.: Frequency Division Duplex*). Die Duplex-Arten trennen den Downlink und Uplink im Zeit- oder Frequenzbereich.
Bei der Markteinführung von LTE im Jahre 2010 war die aktuellste Release-Version 8. Dabei ist bei diesem Verfahren eine Datenrate von 300 MBit/s möglich. Im LTE-Dienst hat der Kanal eine Bandbreite bis zu 20 MHz. Es werden die Modulationsverfahren QPSK, 16 QAM, 64 QAM und 256 QAM im Downlink, sowie auch QPSK, 16 QAM und 64 QAM im Uplink genutzt. Die Modulations- und Kodierungsverfahren werden adaptiv an den Kanal angepasst, damit stets die höchste Datenrate für den Nutzer verfügbar ist. Es werden Mehrantennensysteme mit 2×2 oder 4×4 Antennen obligatorisch verwendet. Seit 2010 hat sich der LTE-Standard stetig weiter entwickelt. Im Release 12 sind theoretisch Übertragungsraten von 4 GBit/s möglich [19], [20].
Der LTE-Dienst unterteilt sich in vier Bänder: Die Bereiche erstrecken sich vom unteren 698-960 MHz, mittleren 1.428-1.51 GHz und oberen 1.626-2.69 GHz Band. Die stetige Weiterentwicklung des LTE-Standards bringt neue Frequenzbänder mit sich, da zwischen den Frequenzbändern nur verhältnismäßig schmale Lücken bestehen liegt es hier nahe, vorzugsweise Antennen mit breitbandigen Verhalten zu betrachten. Eine omnidirektionale Abstrahlung, hohe Effizienz und einen Eingangsreflexionsfaktor von mindestens -6 dB für den Einsatz im automobilen Umfeld sollten die Radiatoren aufweisen [21].

2.1.2 WLAN-Lokales Funknetz

Das drahtlose lokale Funknetz WLAN (*engl.: Wireless Local Area Network*) wird mit dem Standard IEEE-802.11 definiert. Die WLAN-Technologie wird stetig weiterentwickelt, sodass die Datenraten fortwährend anwachsen. Zu Anfang startete der WLAN-Dienst im Frequenzbereich von 2.4-2.48 GHz, wodurch ein Datenstrom von 6-54 MBit/s möglich ist. Mit dem IEEE 802.11n Standard kam ein weiterer Frequenzband von 5.15-5.73 GHz hinzu, womit Übertragungsraten von 800 MBit/s mit der MIMO-Technologie erreichbar sind. Der aktuelle IEEE-802.11ac Standard ermöglicht Datenraten von 6.9 GBit/s im 5 GHz-Band. Diese Standardisierung verwendet das MU-MIMO Verfahren, womit mehrere Endgeräte gleichzeitig mit Daten versorgt werden können. Weitere Entwicklungen zeigen, dass die WLAN-Technologie höhere Frequenzbänder im 60 GHz Bereich in Anspruch nehmen wird, welche im IEEE 802.11ad Standard festgelegt sind [22], [23], [24].
Die hohen Datenraten und die daraus resultierende Bandbreite für die Übertragung erfordern breitbandige Antennenstrukturen. Ein niedriger Eingangsreflexionsfaktor und hohe Effizienz sind Grundvoraussetzungen für die WLAN-Technologie. Es ist erforderlich, dass in der Beamforming- und MIMO-Technologie die Radiatoren eine hohe Entkopplung aufweisen, auch wenn sie aufgrund kleiner Bauräume nahe beieinander positioniert werden müssen.

2.1.3 Fahrzeug-zu-Alles Kommunikation V2X

Die V2X-Kommunikation findet hauptsächlich Einsatz in zwei Bereichen: in sicherheits- und nicht sicherheitsrelevanten Anwendungen. Autonomes Fahren, Warnung vor nähernden Einsatzfahrzeugen

(z. B. Polizei, Feuerwehr, etc.), kooperative Geschwindigkeitsregelung sind einige Anwendungen für sicherheitsbezogene Fälle. Die Nutzung von Unterhaltungsmedien (z. B. Filme, Videos, virtuelle Realität, etc.), Software-Aktualisierungen und mobile Internet Hotspots sind Beispiele für nicht sicherheitsrelevante Applikationen. Um die Anwendungen nutzen zu können, werden Informationen aus der Umgebung des Fahrzeugs benötigt. Das Automobil kann mit der V2X-Technologie mit anderen Fahrzeugen, Fußgängern, Basisstationen und dem Straßennetz kommunizieren, dabei wird die V2X-Kommunikation im Frequenzbereich von 5.85-5.925 GHz realisiert [25], [26], [27].

2.1.4 5G-Mobilfunktechnologie

Die 5G-Technologie wird in vielen Bereichen des Lebens Einzug finden, dabei soll die 5G-Technik auf den Anwender zugeschnitten bereitgestellt werden. Je nach Bedarf wird der 5G-Dienst die Datenrate und Latenzzeit adaptiv anpassen und zudem eine hohe Anzahl von Endgeräten unterstützen können. Um die erwarteten Datenraten in Zukunft zu erfüllen, müssen neue Frequenzbänder in Anspruch genommen werden. Im Sub-6 GHz Band wird der Frequenzbereich 3.4-3.8 GHz für die 5G-Technologie genutzt. Das erste 5G-Kommunikationsnetz wurde in Südkorea im 3.5 GHz-Band der Bevölkerung zur Verfügung gestellt. Im Zuge dessen wurden Datenraten von 2.65 GBit/s erreicht. Es sind weitere Frequenzbänder zwischen 24.25-29.5 GHz für die 5G-Technik geplant, dabei sollen 24.25-26.5 GHz für den europäischen und 27.5-28.35 GHz für den nord-amerikanischen Markt zum Einsatz kommen. Eine Herausforderung bei höheren Frequenzen ist die Freiraumdämpfung, welche mit intelligent gesteuerten Antennen und einer größeren Dichte von Basisstationen gelöst werden kann [27].
Die Sende- und Empfangsantennen sollten für die 5G-Technologie adaptiv ihre Hauptkeulen schwenken können und MIMO-Funktionalitäten aufweisen. Ein Eingangsreflexionsfaktor von mindestens -10 dB sollten die 5G-Antennen besitzen. Eine Schwenkung der Hauptstrahlrichtung ist wichtig, da beim Endnutzer ein höheres Signal-zu-Rausch Verhältnis erreicht werden kann und dies zu einer höheren Übertragungsrate führt. Zudem ist eine hohe Entkopplung von höchster Bedeutung, sodass keine blinden Winkel in der Richtcharakteristik entstehen können [28].

2.2 Stand der Technik von Mobilfunkantennen

2.2.1 Fahrzeugantennen für den 4G/5G-Dienst bis 6 GHz

Ein Ausblick über terrestrische Automobilantennen wird in der Literatur [29], [21] gegeben. Dabei werden folgende Radiatorentypen als terrestrische Fahrzeugantennen eingesetzt:

- Helixantennen
- Ein- oder Mehr-resonante Monopolstrukturen

Helixradiatoren können mit unterschiedlichen Steigungen mehrere natürliche Resonanzen aufweisen. In [21], [30], [31] wurden Helixantennen für den Automobil- und Mobilfunkbereich präsentiert, welche verschiedene Wicklungen besitzen um Resonanzen im 900 MHz- und 1.8 GHz-Band zu realisieren. Die Richtcharakteristika besitzen einen Gewinn von 2-5 dB in der azimutalen Ebene. Ein Nachteil ist, dass die Helixstruktur eine geringe Bandbreite aufweist und daher für heutige Telekommunikationsanwendungen nicht ausreicht.

Unterschiedliche Beispiele für einfach bis dreifach natürlich resonante Monopolstrukturen werden in [21] vorgestellt. Die invertierte L-Antenne regt den unteren Frequenzbereich 824-960 MHz an, da der längere Stromweg auf der Struktur die natürliche Resonanz erzeugt. Die beiden anderen Monopolarme bilden natürliche Resonanzen im 1.8 GHz- und 2.4 GHz-Band, damit werden die Mobilfunk- und unteren WLAN-Frequenzen abgedeckt. Die drei natürlichen Resonanzen auf der Antenne erzeugen eine breitbandige Struktur und sperren die nicht genutzten Frequenzbereiche. Sie wird auf einer FR4-Leiterplatte strukturiert und kann somit in einem einfachen Prozess hergestellt werden. Der Radiator besitzt eine Höhe von 55 mm und eine Breite von 17 mm.
Es werden Breitbandantennen für den LTE-Dienst in [10] beschrieben, welche Anwendung in sichtbaren Einbauorten auf Automobilen finden. Die Radiatoren besitzen eine elliptisch-konische Struktur, die für ein breitbandiges Verhalten der Antenne verantwortlich ist. Sie decken die Frequenzbänder zwischen 700-960 MHz und 1.47-2.7 GHz ab. Die Antennen beinhalten zwei unterschiedlich natürlich resonante Monopole und haben eine omnidirektionale Abstrahlung im gesamten Frequenzbereich.
In [32] wird eine zweifach natürlich resonante Monopolantenne präsentiert. Sie ist auf einer Kunststoffhaube strukturiert, die auf einem Dach eines Automobils platziert wird. Die Eingangsimpedanz der Antenne erfüllt die heutigen Anforderungen der Mobilfunktechnologie. Die Fernfeldcharakteristik ist im betrachteten Frequenzbereich näherungsweise omnidirektional. Ein Nachteil ist, dass die MID-Technologie sehr kostenintensiv ist. Eine preiswertere Variante wird in [33] vorgestellt. Die konische Antenne ist auf einem Polyethylenterephthalat-Substrat (PET) mithilfe eines Tintenstrahldruckers bedruckt worden. Sie kann für die Dienste LTE, 5G, WLAN und V2X benutzt werden, dabei weist der Radiator ein Reflexionsfaktor unter -10 dB auf. Die Fernfeldcharakteristik ist konstant omnidirektional bis 2.3 GHz, jedoch besitzt die Antenne eine Höhe von 68 mm und eine Breite von 84 mm.
Eine Antennenkonfiguration für den Einsatz unter einer Kunststoffhaube wird in [34] beschrieben. Das Modul zeigt zwei unterschiedlich entworfene Mobilfunkantennen. Die erste Antenne ist auf einem Substrat strukturiert und ist zweifach natürlich resonant. Um die Anpassung im unteren Frequenzbereich realisieren zu können, wird eine induktive Kopplung zur Masse an der Antenne vorgenommen. Die invertierte F-Antenne besitzt einen Eingangsreflexionsfaktor unter -6 dB im unteren und oberen LTE-Frequenzbereich. Ein planarer invertierter F-Strahler stellt die zweite Antenne dar. Sie deckt, jedoch einen geringen Bereich des unteren und oberen LTE-Bandes ab.
In [35], [36] wird eine metallische Antenne vorgestellt, die in einem Stanz- und Biegeverfahren hergestellt werden kann. Die Abmessungen der Antenne betragen $50 \times 50 \times 30$ mm. Sie deckt die Frequenzen zwischen 790-960 MHz und 1.71-2.69 GHz ab. Eine omnidirektionale Fernfeldcharakteristik ist bis 2.15 GHz gegeben, wobei eine leicht gerichtete Abstrahlung bei 2.6 GHz vorhanden ist. Ein Vorteil dieser Struktur ist die kostengünstige Herstellung, jedoch ist eine Abdeckung des gesamten LTE-Frequenzbandes nicht gegeben.

2.2.2 5G-Antennen für den höheren Frequenzbereich

Eine Übersicht über die unterschiedlichen 5G-Antennen zeigen die Veröffentlichungen [37], [38], [39], dabei unterscheiden sich die Antennenstrukturen in ihren Fernfeldcharakteristiken. Sie besitzen entweder gerichtete oder omnidirektionale Richtcharakteristika. Im automobilen Bereich können beide Charakteristika, je nach Platzierung der Antenne verwendet werden. Es werden nun verschiedene veröffentlichte Antennenkonzepte vorgestellt.
Eine direktive und schwenkbare Antennenstruktur für Mobilfunkanwendungen wird in [40] beschrieben. Die Radiatoren befinden sich im Gehäuse und auf dem Bildschirm. Es werden „Low Temperature Cofired

Ceramics“ (LTCC) Antennen im Gehäuse und optisch transparente Mikrostreifenleiterantennen auf dem Monitor verwendet. Das Antennensystem besitzt eine 10 dB-Bandbreite im Bereich von 0.85-1.67 GHz im 28 GHz-Band.
In [41] wird eine Gruppenantenne vorgestellt, die für eine Anwendung in einem mobilen Endgerät beabsichtigt ist. Auf dem metallischen Rahmen des Mobiltelefons werden Aperturstrahler aufgebracht, die eine omnidirektionale Abstrahlung aufweisen. Die Fernfeldcharakteristik der Gruppenantenne wird auf die Möglichkeit der Strahlschwenkung untersucht. Dabei lässt sich der Gruppenstrahler in einem Intervall von θ =0°-70° schwenken. Die Antennengruppe ist in einem Frequenzbereich von 27.1-28.6 GHz nutzbar.
Eine auf einem PET-Substrat strukturierte 5G-Monopolantenne ist in [42] beschrieben. Die planare Monopolantenne besitzt eine Schlitzstruktur auf dem Strahler, um mehrere natürliche Resonanzen zu erzeugen. Der Eingangsreflexionsfaktor liegt unter -10 dB in einem Frequenzbereich von 26-40 GHz, zudem hat der Strahler eine omnidirektionale bis elliptische Abstrahlung.
Eine omnidirektionale Hohlleiter-Aperturantenne wird in [43] vorgestellt. Der Gruppenstrahler weist eine Bandbreite von 1.61 GHz im 26 GHz-Band auf. Ein Gewinn von 12.1 dB ist im Maximum der Fernfeldcharakteristik erreicht worden, wobei eine nahezu konstante omnidirektionale Abstrahlung im genutzten Frequenzbereich vorhanden ist.

2.3 Problemstellung

Die stetige Weiterentwicklung der Satelliten- und Kommunikationstechnik bringt weitere Dienste mit sich. Die gegenwärtigen Systeme benötigen für den LTE-Dienst bis zu acht Antennen, um die erforderlichen Übertragungsraten zu gewährleisten. Jedoch befindet sich in Automobilen ein begrenzter Einbauraum, welcher sich im Seitenspiegel, Armaturenbrett, eingebetteten Einbauräumen oder auf dem Dach des Automobils befindet. Eine zunehmend höhere Anzahl von Radiatoren für die verschiedenen Dienste muss in einem begrenzten Bauraum untergebracht werden, dabei kann es zu Herausforderungen in Bezug auf die Streuparameter und Fernfelddiagramme kommen. Zudem sollten die MIMO-Systeme einen niedrigen Korrelationskoeffizienten aufweisen, damit eine höhere Kanalkapazität in Mehrwegausbreitungsszenarien gegeben ist. Die 5G-Antennengruppen im höheren Frequenzband sollten effizient platziert werden, damit die Umgebung keine negativen Auswirkungen auf die Richtcharakteristika hat. Die Fernfelddiagramme sind essenziell für die nächste Mobilfunkgeneration, da hiermit die Reichenweiten und der Signal-zu-Rausch Abstand beeinflusst werden kann. Außerdem müssen die Telekommunikationsantennen auf Grund der Ästhetik des Fahrzeugs eine geringe Höhe besitzen mit dem Ziel, dass die Radiatoren in versteckte Einbaupositionen installiert werden können.

2.4 Zielsetzung

Neue Antennentechnologien sollten effizient, kostengünstig und kompakt konzipiert werden. Darüber hinaus ist ein geringer Eingangsreflexionsfaktor und eine robuste Fernfeldcharakteristik für die Telekommunikationsantennen gewünscht.
Das Ziel dieser Arbeit ist die Untersuchung von Konzepten für kompakte Antennenanordnungen für die LTE- und 5G-Technologie mit geringer Bauhöhe und deren Evaluierung in einer realen Umgebung. Es sollen auf Basis dieser Konzepte verschiedene Antennengeometrien für den Sub-6 GHz Band entworfen werden, um deren Anwendbarkeit in üblichen vorteilhaften kompakten Bauräumen im Fahrzeug zu

untersuchen und vorteilhafte Möglichkeiten der Integration zu erschließen. Dabei wird besonders Augenmerk auf die Platzierung in hauptsächlich zwei unterschiedlichen Einbauräume geworfen: in eingebettete Einbaulagen und die Integration der Antennen unter einer Kunststoffhaube auf dem Dach eines Automobils. Die verschiedenen Kommunikationsdienste LTE, 5G, WLAN und V2X sollen mit einem hoch effizienten und kompakten Radiator abgedeckt werden, damit auch eine Integration in eingebettete Einbauräume möglich ist. Zudem sollen die Antennen leicht fertigbar, reproduzierbar und kosteneffizient sein. Die Interaktionen zwischen den terrestrischen- und hemisphärischen Diensten soll analysiert und neue Möglichkeiten untersucht werden, um eine höhere Entkopplung zwischen den Antennen zu erhalten.
Eine neuartiges 5G-Antennenkonzept für das höhere Frequenzband soll untersucht und messtechnisch evaluiert werden. Der Radiator soll über den Frequenzbereich eine stabile omnidirektionale Fernfeldcharakteristik, Gewinn und Anpassung aufweisen. Außerdem sollen die 5G-Gruppenantennen in heutige Systeme eingesetzt werden können, ohne dass Leistungseinbrüche in der Fernfeldcharakteristik oder im Eingangsreflexionsfaktor enstehen.
Die neuesten Fertigungsverfahren sollen genutzt werden, um eine Antennenstruktur unter einer Kunststoffhaube einzusetzen. In diesem Zusammenhang soll eine zusammenhängende Strahleranordnung mit zwei LTE/5G/V2X- und einer FM-Antenne entworfen werden. Der gegenseitige Einfluss und die Leistungsfähigkeit in Bezug auf die Eingangsimpedanz und Fernfeldcharakteristik soll untersucht werden.

3 Kompakte vertikal polarisierte Antennen für den Empfang von terrestrischen Signalen

Die Baugröße von Antennen spielt eine wichtige Rolle bei der Entwicklung von neuen Kommunikationssystemen in beengten Einbauräumen. Wie in Kapitel 1 benannt, sind in zukünftigen Automobilen nicht-sichtbare Antennen in versteckten Einbauräumen hinsichtlich der Ästhetik des Fahrzeuges gewünscht. Dies stellt eine große Herausforderung dar, da die Funktion der Antennen in einem kleinen Bauraum für die verschiedenen Telekommunikations- und Navigationsdienste gewährleistet bleiben muss. Verschiedene terrestrische Kommunikationsstandards sollten mit einer Antenne abgedeckt werden, damit die Anzahl der Antennen so gering wie möglich gehalten werden kann.
In diesem Kapitel werden verschiedene kompakte Antennen für die Dienste LTE, 5G, WLAN, V2X und DSRC vorgestellt, welche mit ihrer geringen Höhe in unterschiedlichen versteckten Einbaupositionen in einem Automobil eingesetzt werden können. Der erste Abschnitt des Kapitels beschäftigt sich mit der theoretischen Betrachtung und der Funktionsweise von terrestrischen Antennen in Bezug auf die kompakte 'Nefer'-Antenne. Im nachfolgenden Abschnitt werden die Simulationsergebnisse der Antennen präsentiert und mit den jeweiligen Messergebnissen der Radiatoren gegenübergestellt.

3.1 Theoretische Betrachtungen von breitbandigen Antennen und ihr Einsatz in der Mobilkommunikation

3.1.1 Konische Antenne als Spezialfall frequenzunabhängiger Strahler

Um verschiedene Dienste in einer Antenne realisieren zu können, müssen diese in der Praxis ein breitbandiges Verhalten aufweisen. Sie sollten möglichst konstante Eigenschaften, wie z.B. Richtcharakteristik, Gewinn und Eingangsreflexionsfaktor über einen großen Frequenzbereich besitzen. Um frequenzunabhängige Antennen realisieren zu können, sollten folgende zwei Punkte erfüllt sein. Die Antennenabmessungen müssen vollständig mit Winkelbeziehungen beschreibbar sein und die strahlende Zone des Radiators muss sich proportional zur Wellenlänge ändern [44].
Die Struktur der Antenne soll mithilfe sphärischer Koordinaten beschrieben werden. Die Einspeiseklemmen sollen infinitesimal klein sein und kontinuierlich im Ursprung des Koordinatensystems liegen. Die Oberfläche der Antenne ist des Weiteren perfekt elektrisch leitend und mit einem homogenen isotropen Medium umgeben [45]. Die Form der Antennenoberfläche ist eine Funktion:

$$r = F(\theta, \phi). \tag{3.1}$$

Dabei beschreibt r die Entfernung vom Koordinatenursprung zu einem Punkt auf der Antennenoberfläche. Die Winkel θ, ϕ definieren die Elevation und den Azimut des jeweiligen Punktes im sphärischen Koordinatensystem [46]. Eine Skalierung der Antenne um den Faktor K zu einer kleineren Frequenz erfordert eine Vergrößerung der Antennenstruktur um den Faktor K. Für den neuen Radius r' gilt [46]:

$$r' = Kr. \tag{3.2}$$

Die Gleichungen 3.1 und 3.2 sind kongruent, falls die Oberflächen unendlich ausgedehnt sind. Eine Deckungsgleichheit mit der zweiten Gleichung ist nur möglich, wenn eine Rotation um ϕ vorhanden ist. Damit gilt für die Gleichung [45]:

$$KF(\theta,\phi) = F(\theta,\phi + C). \tag{3.3}$$

Die Konstante C beschreibt den Drehwinkel, welcher abhängig von K ist. Eine Skalierung der Struktur erfordert eine zusätzliche Drehung im Azimut-Bereich, damit die beiden Gleichungen kongruent bleiben. Die allgemeine Lösung der Antennenoberfläche lautet [46]:

$$r = F(\theta,\phi) = \mathrm{e}^{a(\phi-\phi_0)} f(\theta). \tag{3.4}$$

Die Steigung der Exponentialfunktion wird durch a beschrieben. Der Anfangswinkel der Antenne wird mit ϕ_0 definiert, zudem ist $f(\theta)$ eine frei wählbare Funktion. Die Struktur aller Antennen mit dieser Gleichung können nur spiralförmige Formen annehmen. Ein besonderer Fall ergibt sich, falls die Steigung der Exponentialfunktion gegen unendlich läuft. Es entsteht eine Gerade und mit einer Auswahl von vier verschiedenen Anfangswinkeln $\phi_{1\text{-}4}$ kann eine bikonische Antenne beschrieben werden. Die charakteristische Impedanz einer unendlich ausgedehnten Doppelkonus-Antenne ist mit der folgenden Gleichung

$$Z_1 = 120 \ln(\cot(\psi/4)), \tag{3.5}$$

definiert [44]. Der Öffnungswinkel der bikonischen Antenne wird mit ψ festgelegt. Bei einem Öffnungswinkel von $\psi \approx 47°$ ist eine selbstkomplementäre Antenne $Z_1 Z_2 = (Z_\mathrm{F}/2)^2$ gegeben [47]. Die Konstante $Z_\mathrm{F} = 120\pi$ gibt den Freiraumwellenwiderstand im Vakuum an. Nur selbstkomplementäre Strukturen haben einen konstanten Impedanz- und Fernfeldverlauf [47].
Eine endlich ausdehnte bikonische Antenne ist in der Grafik 3.1 illustriert.

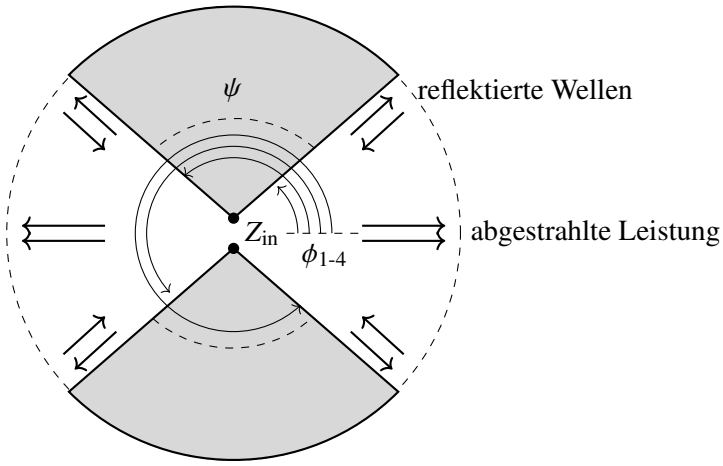


Abb. 3.1: Die bikonische Antenne ist abgegrenzt durch eine imaginäre Sphäre. Es entstehen Reflexionen an den Enden der Antenne, wobei der größte Anteil der Leistung senkrecht zu der Antennenstruktur abgestrahlt wird.

Am Ende der begrenzten Konus-Antenne entstehen Reflexionen, welche zu Oszillationen im Impedanzverlauf führen. Die Schwankungen im Eingangsreflexionsfaktor haben den Effekt, dass die endlich

ausgedehnte bikonische Antenne keinen frequenzunabhängigen Strahler darstellt, sondern lediglich ein sehr breitbandiges Verhalten aufweist. Die Eingangsimpedanz einer endlich ausgedehnten konischen Monopolantenne wird wie folgt beschrieben [48]

$$Z_{\text{in}} = Z_1 \frac{1 - \frac{\beta}{\alpha}}{1 + \frac{\beta}{\alpha}}. \tag{3.6}$$

Dabei gibt das Verhältnis $\frac{\beta}{\alpha}$ die Amplituden der reflektierten β und auszubreitenden α transversal elektromagnetischen (TEM) Wellen an und Z_{in} stellt die Antennenimpedanz dar. Die charakteristische Impedanz einer einfachen Konus-Antenne wird in der folgenden Gleichung beschrieben [48]:

$$Z_1 = 60 \ln(\cot(\psi/4)). \tag{3.7}$$

Der Vergleich mit der Gleichung 3.5 zeigt, dass die Monopol-Antenne die Hälfte der Eingangsimpedanz eines Dipol-Strahlers besitzt [2]. Die Variable $\frac{\beta}{\alpha}$ wird durch die folgende Gleichung bestimmt [48]

$$\frac{\beta}{\alpha} = \mathrm{e}^{-2jka} \frac{1 + j\frac{60}{Z_1} \sum\limits_{n=1}^{\infty} \frac{2n+1}{n(n+1)} P_n(\cos(\frac{\psi}{2}))^2 \zeta_n(ka)}{-1 + j\frac{60}{Z_1} \sum\limits_{n=1}^{\infty} \frac{2n+1}{n(n+1)} P_n(\cos(\frac{\psi}{2}))^2 \zeta_n(ka)}, \tag{3.8}$$

$$\zeta_n(ka) = \frac{H_n^{(2)}(ka)}{H_{n-1}^{(2)}(ka) - \frac{n}{ka} H_n^{(2)}(ka)}. \tag{3.9}$$

Die Funktion $P_n(.)$ ist das Legendre Polynom und $H_n^{(2)}$ ist die Hankelfunktion zweiter Gattung der Ordnung n. Das Produkt ka setzt sich zusammen aus der Wellenzahl $k = 2\pi/\lambda$ und der Kantenlänge a der konischen Antenne. Die Herleitung der Gleichung 3.9 erfolgt mithilfe der Orthogonalreihenentwicklung, da damit eine exakte Feldlösung möglich ist. Eine Diskontinuität ist am Ende der endlich ausgedehnten konischen Antennen vorhanden. Deshalb werden höhere Wellentypen angeregt, die alle ausbreitungsfähig sind, da die Konus-Antenne keine Grenzfrequenz besitzt [44]. Die Berechnung der Impedanz der konischen Antenne erfordert, dass die Reihe in Gleichung 3.8 mit ungeraden $n = 1,3,5...$ Indizes verwendet werden muss. Der Grund dafür ist, dass außerhalb der Antenne nur ungerade E_{0n}-Felder angeregt werden [44]. Die Hankelfunktion zweiter Gattung in der Gleichung 3.9 beschreibt den radialen Wellenausbreitungsterm. Die Funktion ζ gibt die Feldwellenimpedanzen des elektrischen Feldes außerhalb der Antenne an. Aus der Gleichung 3.9 ist die Phasenverschiebung im Nahfeld der Antenne zu entnehmen. Da diese 90° beträgt, wird nur Blindleistung in die Umgebung der Antenne abgegeben und es werden Wärmeverluste auf dem Strahler verursacht. Bei größeren Abständen nähert sich die Phasenverschiebung auf 0°. Somit wird nur Wirkleistung im Fernfeld übertragen [44], [48].
In der Grafik 3.2 ist der Impedanzverlauf für drei verschiedene Öffnungswinkel der Konus-Antenne zwischen $\psi = 10°, 40°, 70°$ dargestellt.
Es ist zu sehen, dass bei einem geringen Öffnungswinkel die Eingangsimpedanz im Realteil um die charakteristische Impedanz von Z_1 und im Imaginärteil um Null oszilliert, wohingegen bei höheren Öffnungswinkeln die Schwankung im Impedanzverlauf nicht so stark ausgeprägt ist. Bei höheren Werten

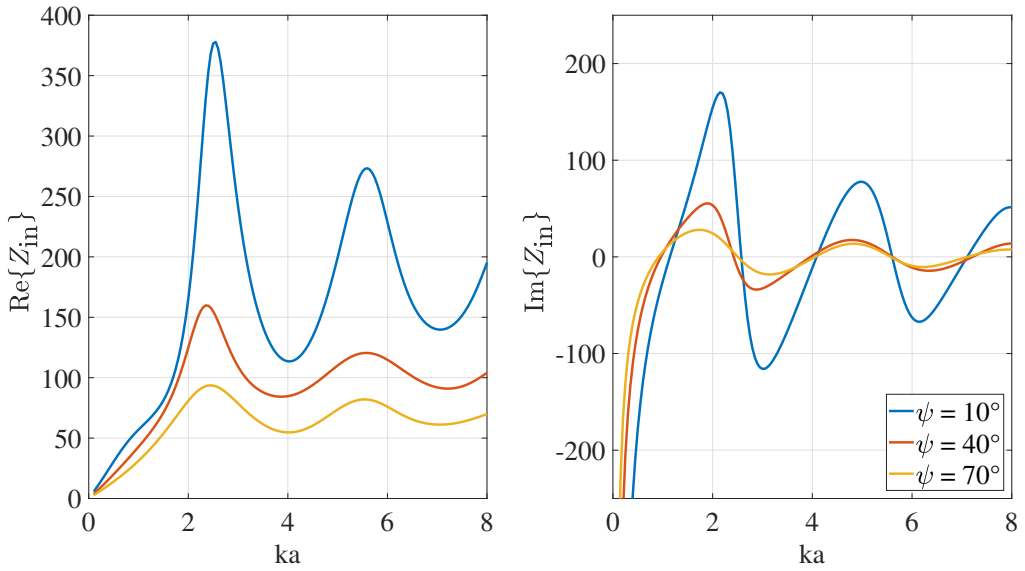


Abb. 3.2: Eingangsimpedanz der konischen Monopolantenne aufgeteilt in Real- und Imaginärteil.

von ka ist zu erkennen, dass die Antenne einen rein reellen Anteil besitzt und sich der charakteristischen Impedanz Z_1 annähert.
Im Nachfolgenden sollen die Simulationsergebnisse einer konischen Monopolantenne für den LTE, 5G, WLAN und DSRC Standard präsentiert werden. Die Untersuchung soll veranschaulichen, welche Maße für den Strahler benötigt werden, um die gewünschten Dienste abdecken zu können. Die Fernfeldcharakteristika sollen zudem dargestellt werden. Die Antenne hat einen Öffnungswinkel von $\psi = 70°$ und eine Höhe von 47 mm. Dementsprechend besitzt sie einen Radius von $\tan(\psi/2) \cdot 47\,\text{mm} = 32.9\,\text{mm}$. In Abbildung 3.3 ist der Eingangsreflexionsfaktor und Impedanzverlauf der Antenne dargestellt.

Bei 700 MHz besitzt die Antenne einen Eingangsreflexionsfaktor von −6 dB, welcher vonseiten der Sende-Empfänger-Auslegung häufig gefordert wird [21]. Es ist zu sehen, dass die Impedanzen in beiden Abbildungen 3.3 und 3.2 nahezu den gleichen Verlauf besitzen. Die geringen Unterschiede kommen zustande, da die Antenne im Vollschnitt die Form von einem gleichschenkligen Dreieck besitzt, jedoch kein Kreissegment am oberen Ende des Strahlers aufweist. In der Abbildung 3.4 ist die Fernfeldcharakteristik der konischen Antenne für vier verschiedene Frequenzen dargestellt.

Die omnidirektionale Fernfeldcharakteristik ist erkennbar, jedoch ist beim Elevationsschnitt bei den Frequenzen 4.3 GHz und 6 GHz eine Nebenkeule bei dem Winkel $\theta = 28°$ zu sehen. Der Grund ist, dass die Antenne zum einen nicht den optimalen Öffnungswinkel von $\psi = 90°$ und zum anderen durch die Diskontinuität am Ende der Antenne das Fernfeld eine höhere Abstrahlung in Richtung der Kanten des Strahlers besitzt [49]. Die konische Antenne hat in einem großen Frequenzband einen nahezu konstanten omnidirektionalen Fernfeld- und Impedanzverlauf, wodurch sie sich sehr gut als terrestrische Antenne im Automobil eignet.

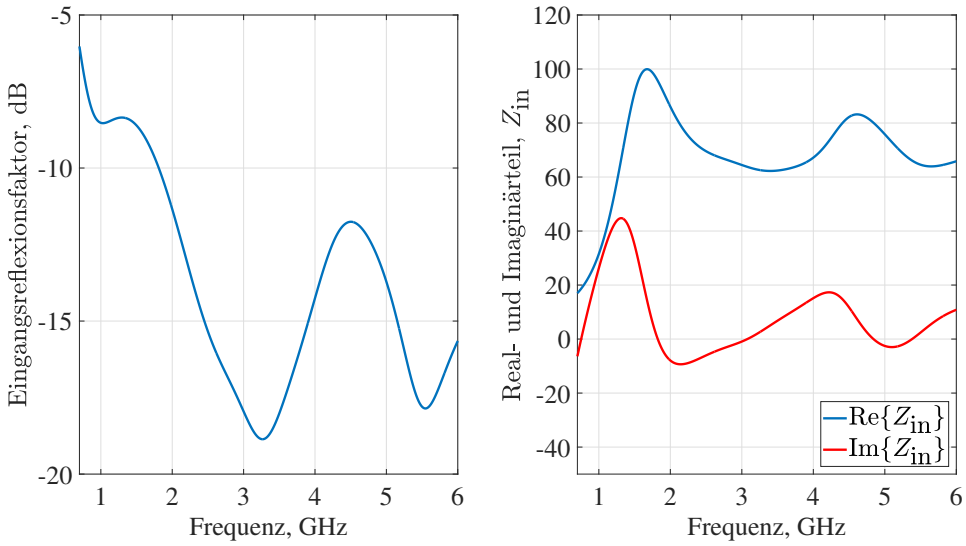


Abb. 3.3: Reflexionsfaktor und Impedanzverlauf der simulierten Konus-Antenne.

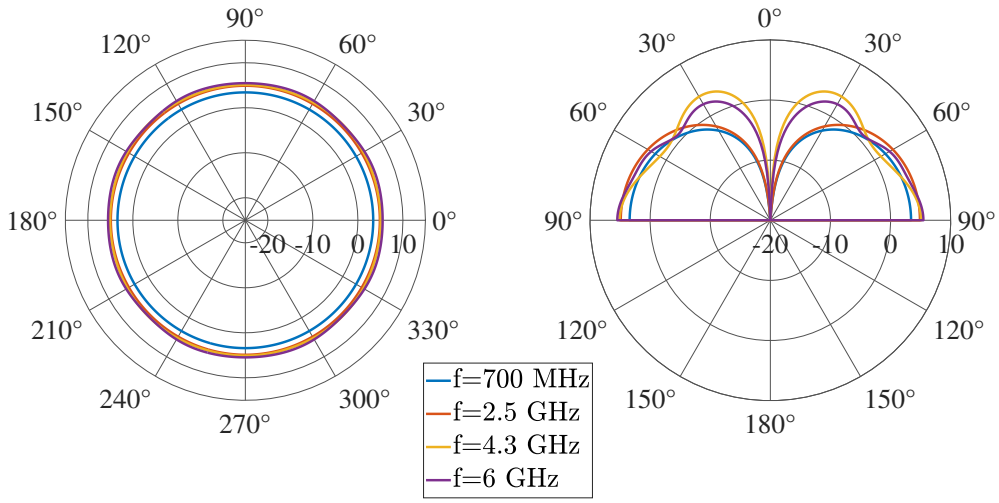


Abb. 3.4: Azimut- und Elevationsschnitt der Fernfeldcharakteristik der konischen Monopolantenne. Der Elevationswinkel liegt bei $\theta = 90°$ und der Azimutwinkel bei $\phi = 90°$.

3.1.2 Grundlegende Definitionen der Eingangsimpedanz, der Güte und der Bandbreite von Antennen

Eine Antenne soll über einen leitungsgebundenen Wellenleiter angeschlossen sein. In der Grafik 3.5 ist eine schematische Darstellung eines Strahlers mit einem Generator illustriert. Die Bereiche V_a, V_o und S_0 stellen die Volumina der Antenne, des Freiraums und die Oberfläche des leitungsgebundenen Wellenleiters dar. Eine Antenne ist erst in Resonanz, wenn $\mathrm{Im}\{Z_{in}\} = 0$ ist. Somit gilt für die Reaktanz

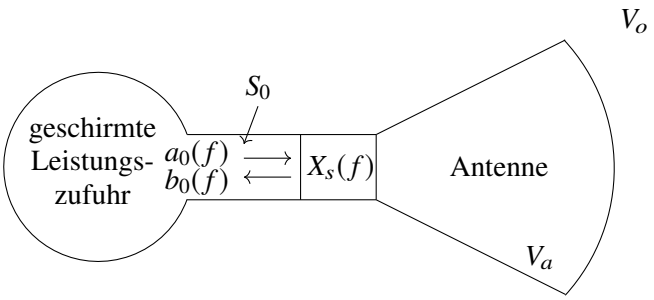


Abb. 3.5: Prinzipdarstellung einer Antenne, mit einer Wellenleitung, einem geschirmten Generator und einer Serienreaktanz $X_s(f)$.

der Antenne, bei einer bestimmten Frequenz [50]

$$X_0(f_0) = X(f_0) + X_s(f_0) = 0. \tag{3.10}$$

Die Antennenreaktanz wird mit $X(f_0)$ und die Gesamtreaktanz mit $X_0(f_0)$ beschrieben. Die Serienreaktanz kann entweder eine Induktivität $X_s(f_0) > 0$ oder eine Kapazität $X_s(f_0) < 0$ sein, um eine Resonanz bei einer bestimmten Frequenz zu erzeugen. Die Differenzierung der Gleichung 3.10 ergibt [50]

$$X_0'(f_0) = X'(f_0) + \frac{|X_s(f_0)|}{f_0}. \tag{3.11}$$

Die Gleichung 3.11 zeigt, um welche Art von Resonanz es sich handelt. Eine Resonanz ist vorhanden, wenn ein Strahler mit einem Anpassnetzwerk eine Gesamtreaktanz von $X_0(f_0) = 0$ aufweist, falls $X_0'(f_0) > 0$ ist. Es handelt sich um eine Anti-Resonanz, wenn $X_0(f_0) = 0$ und $X_0'(f_0) < 0$ ist. Die Definitionen der Resonanz und Anti-Resonanz werden von Serien- und Parallelschwingkreisen hergeleitet. Ein Parallelschwingkreis sperrt bei seiner Resonanzfrequenz und der Serienschwingkreis verhält sich dazu komplementär. Eine Antenne ohne Anpassnetzwerk besitzt eine natürliche Resonanzfrequenz, wenn $X(f_0) = 0$ und $X'(f_0) > 0$. Eine natürliche Anti-Resonanz ist unter folgenden Bedingungen gegeben, falls $X(f_0) = 0$ und $X'(f_0) < 0$ ist. Die nächste Grafik 3.6 zeigt den Impedanzverlauf einer invertierten L-Antenne, welche bei 1 GHz eine Höhe von etwa $\lambda/4$ besitzt. Die Eingangsimpedanz wurde mithilfe eines 3D-Feldsimulationsprogramm CST berechnet [51].
Ein Strahler gilt bei einer natürlichen Resonanz als angepasst, wenn der Realteil der Antennenimpedanz gleich dem Generatorinnenwiderstand ist. Dahingegen ist ein Sperrverhalten der Antenne bei einer Anti-Resonanz vorhanden, es kann somit keine Leistung von der Antenne abgestrahlt werden.
Die Bandbreite ist ein wichtiger Punkt bei der Charakterisierung von Antennen. Es gibt viele Definitionen von Bandbreiten, welche auf die Eingangsimpedanz, Fernfeldcharakteristik, Gewinn, Polarisation etc. eingehen. Die Beschreibung der Bandbreite mithilfe der Impedanz ist die gängigste und soll hier näher erläutert werden. Die Bandbreite einer Antenne zeigt, in welchem Frequenzband ein Strahler einen bestimmten Reflexionsfaktor erfüllt. Für die fraktionale Bandbreite FBW einer Antenne gilt [50]:

$$\begin{aligned} FBW(f_0) &= \frac{f_+ - f_-}{f_0} \approx \frac{4\sqrt{\beta}R_0(f_0)}{f_0|Z_0'(f_0)|} \\ \sqrt{\beta} &= \sqrt{\frac{\alpha}{1-\alpha}} = \frac{s-1}{2\sqrt{s}} \leq 1 \end{aligned} \tag{3.12}$$

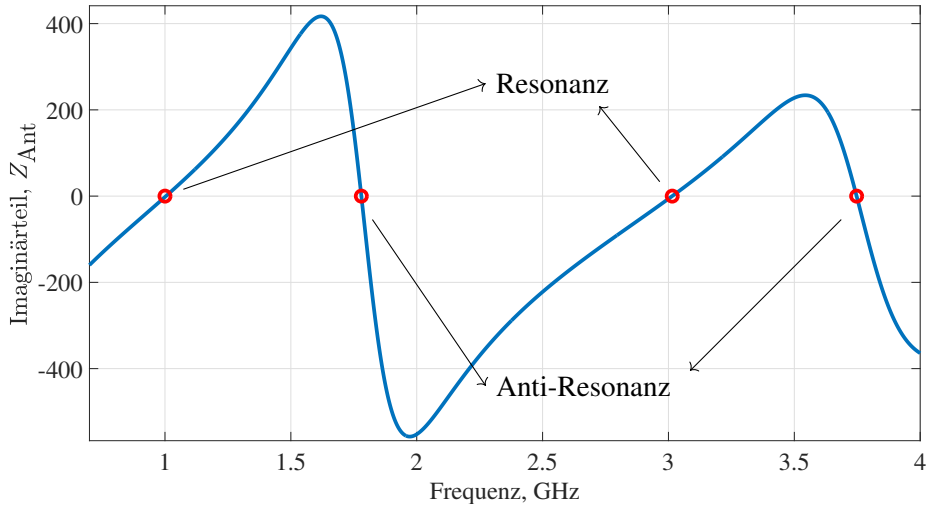


Abb. 3.6: Imaginärteil einer invertierten L-Antenne, mit den natürlichen Resonanzen und Anti-Resonanzen.

Das Stehwellenverhältnis wird mit s und die an der Struktur reflektierte Leistung mit α dargestellt. Die Gleichung 3.12 gilt für Antennen mit und ohne Anpassnetzwerk, dabei dürfen sich X_0' und R_0' nicht stark über der Frequenz ändern. Dies ist gewährleistet, wenn $\sqrt{\beta} \leq 1$ gewählt wird [50].
Die Güte ist ein wichtiger Punkt bei der Charakterisierung von Antennen. Die folgende Gleichung beschreibt

$$Q = 2\omega \frac{\max(W_{\mathrm{e}}, W_{\mathrm{m}})}{P_{\mathrm{A}}}, \tag{3.13}$$

die Definition der Güte [52], [53]. Die gespeicherte elektrische und magnetische Energie im stationären Zustand der Antenne wird mit $W_{\mathrm{e}}, W_{\mathrm{m}}$ beschrieben. Die Variable P_{A} gibt die dissipierte Leistung der Antenne an. Die elektrische und magnetische Energie ist definiert als [54]:

$$\begin{aligned} W_{\mathrm{e}} &= \frac{1}{2} \int_{V_o} \epsilon |\boldsymbol{E}|^2 dV, \\ W_{\mathrm{m}} &= \frac{1}{2} \int_{V_o} \epsilon |\boldsymbol{H}|^2 dV. \end{aligned} \tag{3.14}$$

Die Berechnung der Güte, welche in Gleichung 3.13 vorgestellt wurde, kann nur mit der Kenntnis des Feldes berechnet werden. Die nächste Gleichung stellt eine Näherung für die Berechnung der Güte dar, es gilt [50]:

$$Q_{\mathrm{z}}(f) = f \frac{|Z_0'(f)|}{2R_0(f)}. \tag{3.15}$$

Ein Vergleich der Gleichungen 3.15 und 3.12 zeigt, dass die Güte invers proportional zu der Bandbreite ist, dies bedeutet, dass eine Antenne mit einer höheren Güte eine niedrige Bandbreite und ein Strahler mit einer kleineren Güte eine größere Bandbreite besitzt. Die Gleichung 3.15 darf angewendet werden,

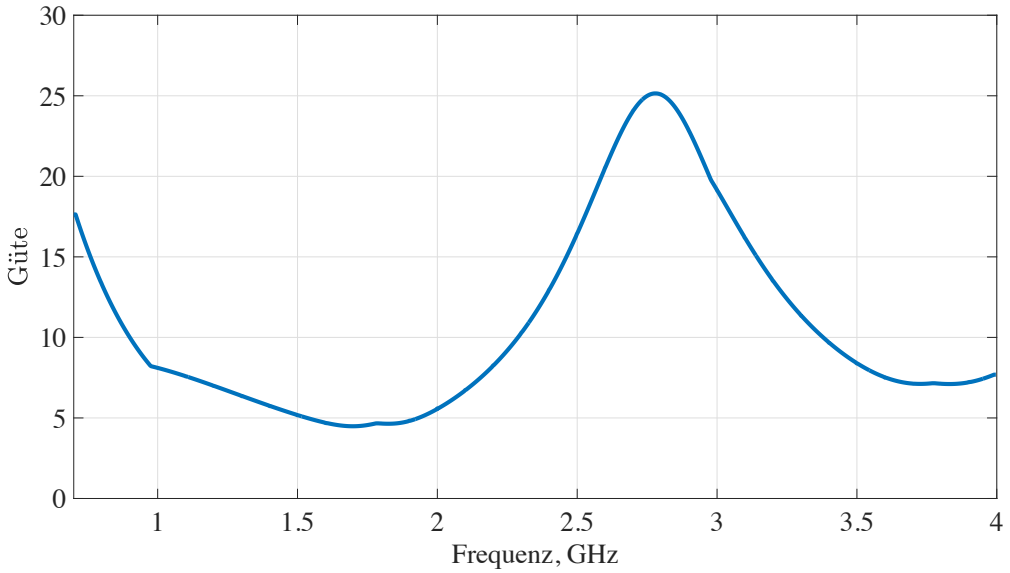


Abb. 3.7: Güte einer invertierten L-Antenne.

falls sich X_0' und R_0' über die Bandbreite der Antenne nicht stark verändern. Abbildung 3.7 zeigt die Güte einer invertierten L-Antenne über der Frequenz.
Der dominante Faktor für die Erhöhung der Güte bei geringen Frequenzen ist, dass die Antenne im Vergleich zur Wellenlänge elektrisch klein wird. Dies hat zur Folge, dass eine Resonanz bei elektrisch kleinen Antennen nur sehr schmalbandig möglich ist [52]. Bei der ersten und zweiten natürlichen Resonanz besitzt die Antenne eine Güte von $Q_{1,2} = (8.1; 4.7)$. Der Quotient $\frac{|Z_0'(f)|}{2R_0(f)}$ ändert sich zwischen der ersten und zweiten Resonanz nur geringfügig. Der Hauptgrund für die Erhöhung der Güte ist deren starke Abhängigkeit von der Frequenz, welche als Vorfaktor in Gleichung 3.15 vorhanden ist. Damit erreicht die Monopolstruktur und im Allgemeinen lineare Antennen bei höheren Frequenzen eine stetig höhere Güte als bei den ersten beiden Resonanzen an [50]. Antennen in ihrer ersten natürlichen Resonanz eignen sich für Anwendungen, die eine höhere Bandbreite benötigen.

3.1.3 Kapazitiv und induktiv gekoppelte Antennen

Die kompakte Gestaltung von Antennen bei hoher Bandbreite ist in dieser Arbeit und der heutigen Zeit eine der größten Herausforderungen. Eine Möglichkeit um Antennen in ihrer Größe zu reduzieren oder die Bandbreite zu erhöhen ist die Nutzung von Anpassnetzwerken. Es können Anpassnetzwerke in diskreter Form verwendet oder auch strukturelle Veränderungen im reaktiven Nahfeld der Antenne vorgenommen werden, um die Anpassung des Strahlers bei einer bestimmten Höhe zu gewährleisten. Eine Option ist die Nutzung von kapazitiv und induktiv gekoppelten Antennen. Die invertierte F-Antenne soll nun in der nächsten Abbildung 3.8 mit der induktiv und kapazitiv gekoppelten Ausführung verglichen werden.
Die induktive Kopplung mit der Masse zeigt ein Impedanz-Verhalten einer parallel geschalteten Induktivität. Um den gleichen Effekt mit einem diskreten Element zu erlangen, wird eine Spule mit einer Induktivität von L=12 nH benötigt. Mit dieser Methode lässt sich eine Verschiebung der Resonanz-

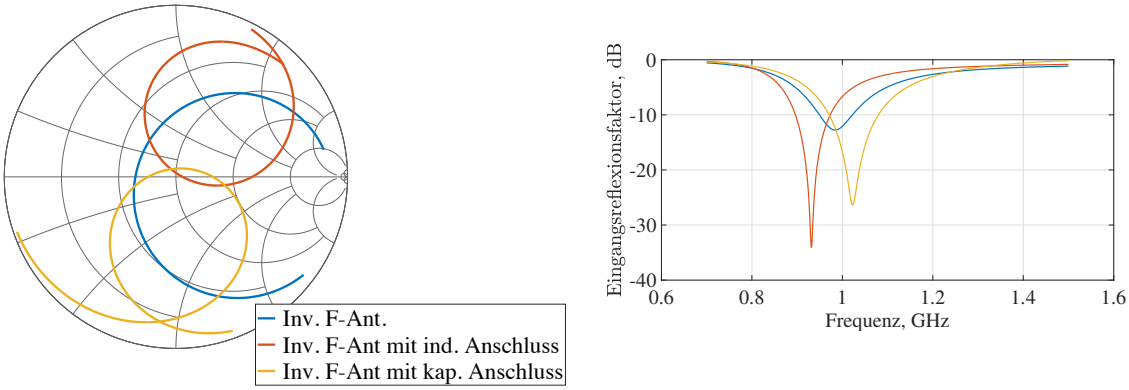


Abb. 3.8: Invertierte F-Antenne im Vergleich mit der induktiv und kapazitiv gekoppelten Version.

frequenz von 1 GHz auf 0.93 GHz ermöglichen. Dahingegen lässt sich mit der kapazitiv gekoppelten Antenne eine Erhöhung der 10 dB-Bandbreite der invertierten F-Antenne von 7 % auf 11 % erlangen. Eine Kapazität von C=6 pF und eine Induktivität von 12 nH sind nötig, um diese in einem Ersatzschaltbild abbilden zu können. Die Ersatzschaltbilder der induktiv und kapazitiv gekoppelten Antenne sind in der Abbildung 3.9 dargestellt.

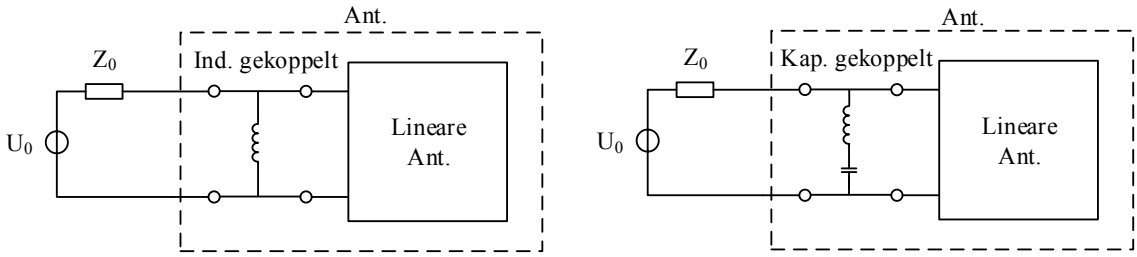


Abb. 3.9: Ersatzschaltbilder einer induktiv und kapazitiv gekoppelten Antenne.

Die Induktivität der kapazitiv gekoppelten Antenne lässt sich nicht vermeiden, da die Verbindung zu der Masse aufgrund ihrer Länge eine positive Reaktanz verursacht. Eine Verschiebung der ersten Resonanzfrequenz zu kleineren Frequenzen ist bei linearen Strahlern mit einer kapazitiven Kopplung nur möglich, falls die Kopplung in dem Bereich eingesetzt wird, wo sich die größte elektrische Feldstärke auf der Antennenstruktur befindet. Die induktive Kopplung verhält sich dazu komplementär.
Nun soll ein kurzer Einblick in das elektromagnetische Verhalten der induktiv und kapazitiv gekoppelten Antennen gegeben werden. Im Bild 3.10 ist eine auf beiden Seiten induktive und kapazitiv gekoppelte invertierte F-Antenne dargestellt.
Es ist zu sehen, dass der Strom an der induktiven Kopplung zur Massefläche am höchsten ist und das elektrische Feld in der Mitte des Strahlers sein Maximum hat. Ein Schnitt im Spannungsmaximum der Antenne würde das Verhalten des Strahlers nicht beeinträchtigen. An diesem Schnitt muss ein Leerlauf vorhanden sein, damit eine natürliche Resonanz angeregt werden kann. Eine kapazitive Kopplung würde

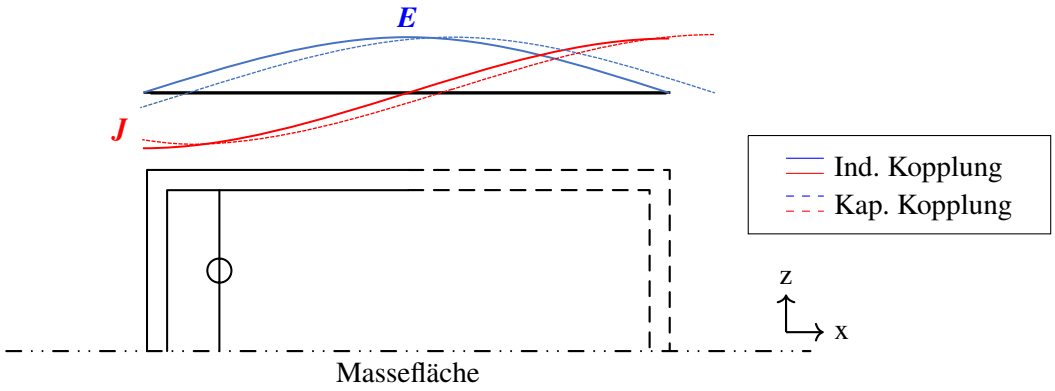


Abb. 3.10: Invertierte F-Antenne mit dem Verlauf des elektrischen Feldes und des Stroms.

am kurzgeschlossenen Teil der Antenne eine gewisse Spannung zulassen, dementsprechend würde sich das Maximum des elektrischen Feldes in Richtung der x-Achse bewegen, welche grafisch in 3.10 dargestellt ist. Eine Verkürzung der Antenne ist nur möglich, wenn eine induktive Ankopplung und eine höhere Dachkapazität am offenen Ende des Strahlers eingesetzt werden. Das Maximum des elektrischen Feldes würde sich entgegengesetzt der x-Achse bewegen, wodurch eine natürliche Resonanz bei einer kleineren Struktur möglich wäre [55].
Der Vorteil dieser Art der Anpassung ist, dass keine diskreten Elemente genutzt werden müssen und die Leistungsanpassung im reaktiven Nahfeld der Antenne getätigt wird. Zudem besitzen diskrete Bauelemente, vor allem Induktivitäten, Güten welche zu Verlusten führen und somit die Effizienz der Antenne erniedrigen. Je nach Realisierung der Anpassung im reaktiven Feld kann diese auch zur Stabilisierung des Strahlers führen, womit keine zusätzlichen Befestigungen nötig wären.

3.2 Entwurf einer kompakten Mobilfunkantenne

Die Antennen und -module in dieser Arbeit werden mit dem elektromagnetischen Feldsimulationsprogramm CST Microwave Studio entworfen [51]. Eine flache 30 mm hohe Antenne kann für zahlreiche versteckte Positionen im Automobil eingesetzt werden. Verschiedene Modelle bei der genannten Höhe sollen analysiert und präsentiert werden. Die Konus-Antennen unterteilen sich in geschlossene und offene Modelle, welche induktiv und kapazitiv angepasst werden. Die Untersuchung der Antennenstrukturen umfasst den Frequenzbereich von 0.7-6 GHz. Das Modell der offenen und geschlossenen Konus-Antenne mit ihrem Eingangsreflexionsfaktor wird in den Bildern 3.11 und 3.12 illustriert.
Die offene Konus-Antenne in 3.11 zeigt einen ähnlichen Impedanz-Verlauf im Vergleich zu einer allgemein rotationssymetrischen konischen Monopolantenne (Grafik 3.2). Der Realteil der Impedanz verläuft von niedrigen Werten zu Werten im Mittel von 75 Ω, wobei der Imaginärteil ein leicht induktives Verhalten bei höheren Frequenzen aufweist. Der Grund für deren induktives Verhalten bei höheren Frequenzen ist, dass die Antenne über eine gerade 2 mm lange Leitung gespeist wird. Zudem ist zu sehen, dass der Strahler bei den Frequenzen zwischen 0.7-1.518 GHz nicht angepasst ist, also bei Frequenzen des unteren und mittleren Bandes des LTE-Mobilfunkstandards. Eine Anpassung unter −6 dB ist bei den

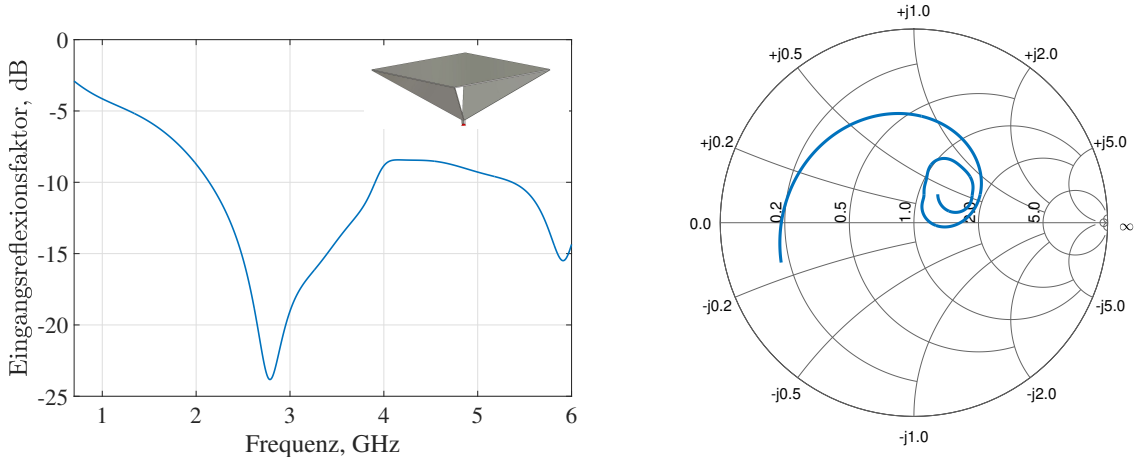


Abb. 3.11: Offene Konus-Antenne mit ihrem Eingangsreflexionsfaktor.

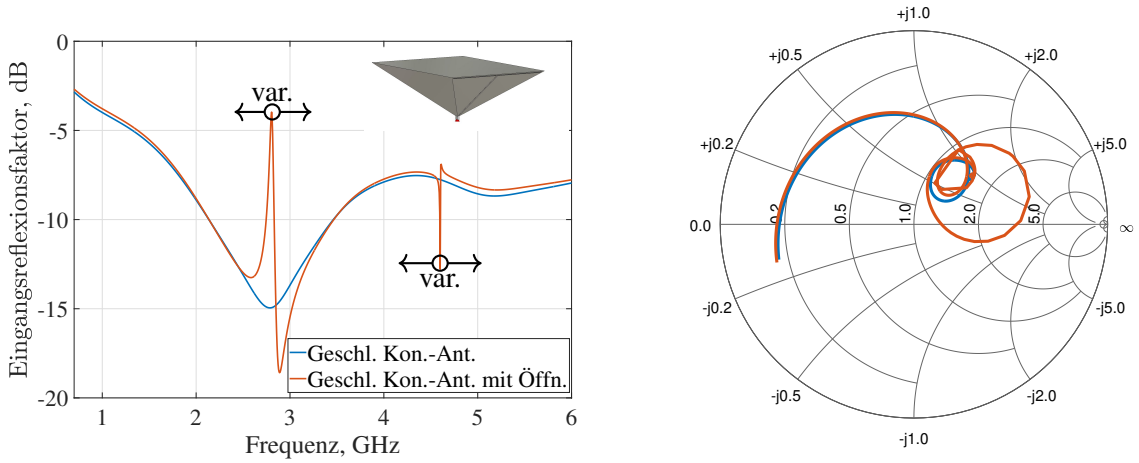


Abb. 3.12: Geschlossene Konus-Antenne mit und ohne Öffnungen mit dem dazugehörigen Streuparameter.

Frequenzen zwischen 1.695-6 GHz vorhanden.

Die geschlossene Konus-Antenne in Abb. 3.12 zeigt einen annähernd gleichen Verlauf im Vergleich zu der Abbildung 3.11. Jedoch ist ein Unterschied bei der geschlossenen Konus-Antenne bei den Frequenzen 2.8 GHz und 4.6 GHz vorhanden, wobei letzteres in keinem der gewünschten Kommunikationsdienste Anwendung findet. Die geschlossene Konus-Antenne mit ihrer Strombelegung bei 2.8 GHz wird in Grafik 3.13 dargestellt.

Der Strahler besteht aus einem Stück Metall, welches in die Konus-Form gefaltet wird. Die Antenne besitzt die Maße 80 mm × 60 mm × 29 mm. Im Faltprozess entstehen in der Vertikalen und der Horizontalen schmale Schlitze, welche in der Abbildung 3.13 dargestellt sind. Die Länge des horizontalen Schlitzes beträgt 57.5 mm, dies entspricht näherungsweise der $\lambda/2$-Wellenlänge bei 2.8 GHz. Eine weitere natürliche Anti-Resonanz entsteht bei der Frequenz 4.58 GHz, aufgrund der Schlitze in der Struktur. Die erste natürliche Anti-Resonanz wirkt sich stärker auf den Impedanzverlauf der Antenne aus, wodurch die Sperrwirkung bei dieser Frequenz entsteht. Die natürliche Anti-Resonanz kann durch

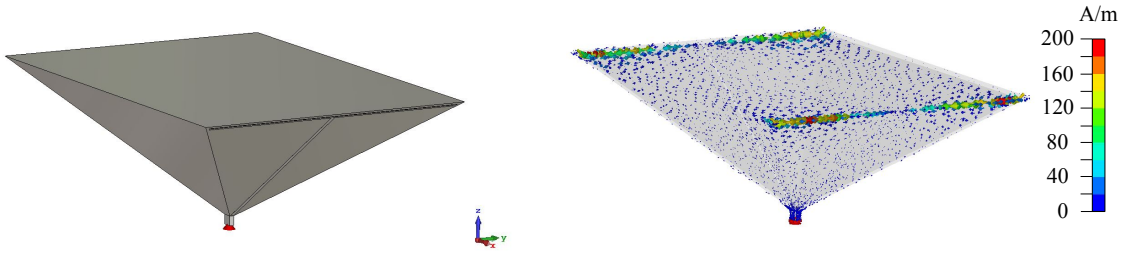


Abb. 3.13: Simulationsmodell der geschlossenen Konus-Antenne und die dazugehörige Strombelegung bei der Frequenz von 2.8 GHz.

die Dimensionierung des horizontalen Schlitzes variiert werden, womit eine größere Entkopplung zwischen GNSS-Strahler und der Konus-Antenne mithilfe dieser Maßnahme möglich wäre. Aufgrund des Faltprozesses der Antenne entstehen unvermeidlich Schlitze in der Struktur. Falls diese bei der Konus-Antenne unerwünscht sind, können die gefalteten Antennenflügel miteinander punktuell in der Mitte des Strahlers elektrisch verbunden werden. Dies hat zwei Vorteile: Zuerst sind keine natürlichen Anti-Resonanzen in den gewünschten Frequenzbereichen vorhanden, zum anderen ist eine stabilere Konstruktion aufgrund einer Lötverbindung geschaffen. Das nächste Bild 3.14 zeigt die Güte der offenen und geschlossenen Konus-Antenne.

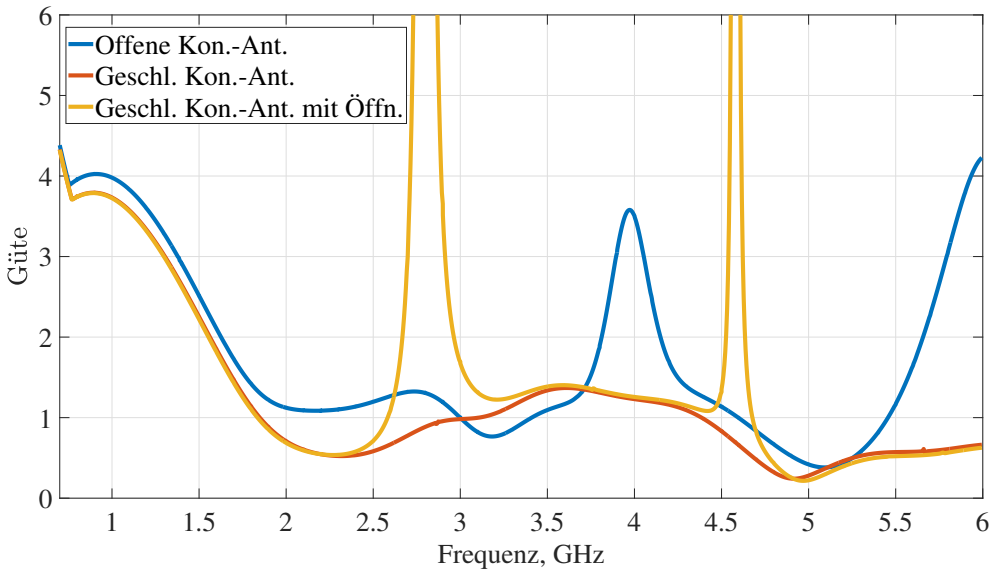
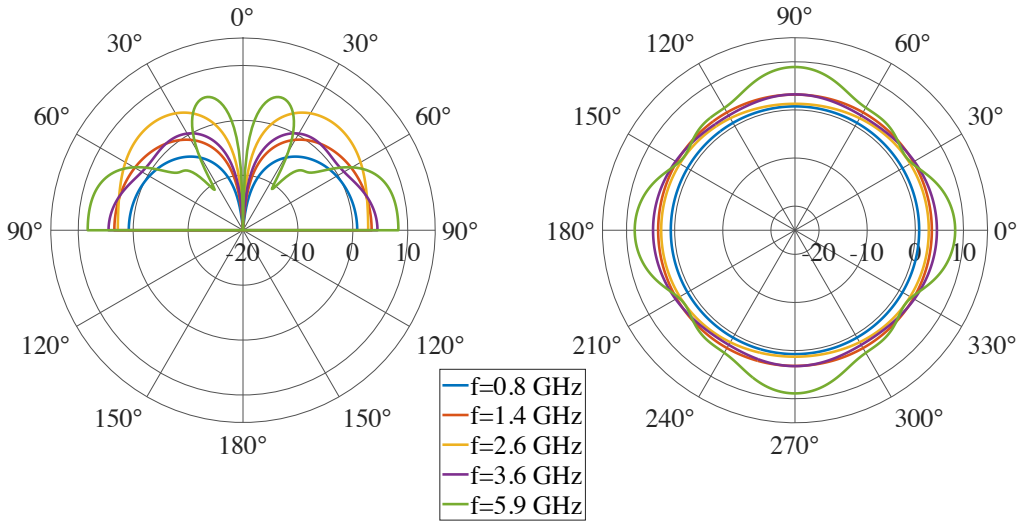


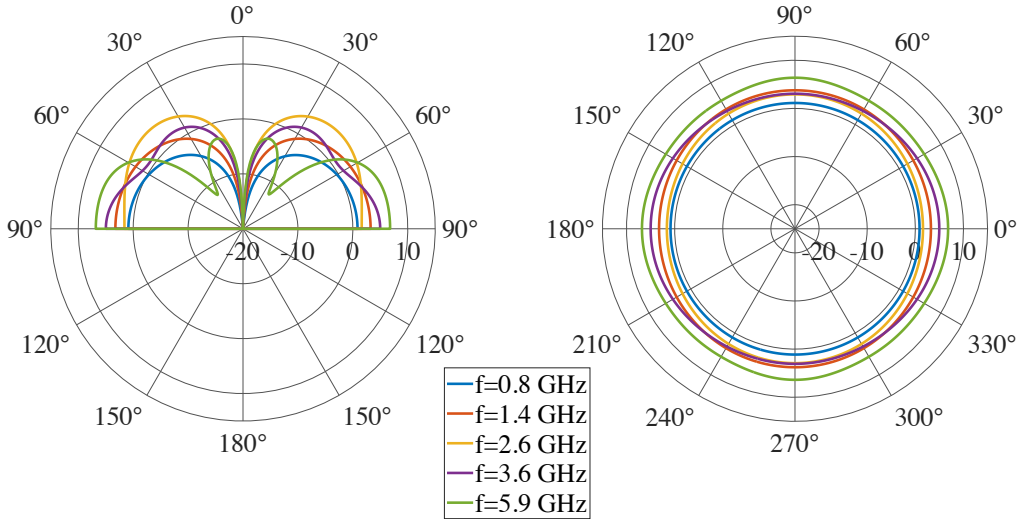
Abb. 3.14: Güte der offenen und geschlossenen Konus-Antennen.

Die offene Konus-Antenne hat eine abnehmende Güte bis 3.2 GHz. Danach steigt die Güte und ihr erstes Maximum liegt bei 3.9 GHz. Das globale Maximum befindet sich bei 6 GHz. Der Grund für die steigende Güte bei 3.9 GHz ist, dass der Imaginärteil der Antennenimpedanz eine höhere Änderung bei gleichbleibenden Realteil besitzt. Im globalen Maximum bei 6 GHz ändert sich der Real- und

Imaginärteil der Impedanz relativ stark, was zu einer höheren Güte bei diesen Frequenzen führt. Die geschlossene Konus-Antenne mit den Schlitzen zeigt zwei Maxima bei den Frequenzen 2.8 GHz und 4.6 GHz. Die starken Änderungen im Real- und Imaginärteil der Antennenimpedanz gegenüber dem nicht so hohen Wirkwiderstand des Strahlers sind maßgebend für die hohe Güte. Der geschlossene Konus-Radiator zeigt nahezu im gesamten Verlauf eine niedrigere Güte gegenüber der offenen Konus-Antenne. Die nächste Grafik 3.15 zeigt das Fernfelddiagramm im Vertikal- und Horizontalschnitt.



(a) Fernfeldcharakteristik der offenen Konus-Antenne. Im linken Bild liegt der Elevationsschnitt auf ϕ=0°. In der rechten Grafik ist der Azimutal-Schnitt bei θ=90° dargestellt.



(b) Fernfelddiagramme der geschlossenen Konus-Antenne. Die linke Abbildung zeigt den Elevationsschnitt bei ϕ=0° und die rechte Grafik den Azimutschnitt bei θ=90°.

Abb. 3.15: Vergleich der Fernfeldcharakteristika bei unterschiedlichen Frequenzen der offenen- und geschlossenen Konus-Antennen.

Die Fernfeldcharakteristika der beiden Antennen zeigen einen omnidirektionalen Verlauf. Die Diagramme haben einen ähnlichen Verlauf bis 3.6 GHz, jedoch sind Unterschiede bei der Frequenz 5.9 GHz

zu sehen. Im Vertikalschnitt der offenen Konus-Antenne ist ein Unterschied gegenüber der Haupt- und Nebenkeule von 4.45 dB zu erkennen, wobei die Hauptkeule einen Gewinn von 8.27 dB und die Nebenkeule einen Wert von 3.82 dB aufweist. Die geschlossene Konus-Antenne besitzt einen stetig omnidirektionalen Verlauf und hat einen Gewinn bei den verschiedenen Frequenzen zwischen 0.9-6.8 dB. In dem nächsten Unterkapitel werden die realisierten Antennen präsentiert. Diese sind in induktiv und kapazitiv gekoppelte Radiatoren unterteilt. Die unterschiedlichen Arten der Strahler sollen auf ihre Eigenschaften wie Eingangsreflexionsfaktor sowie auch Fernfeldcharakteristik untersucht und auf ihre Eignung für den Einsatz im automobilen Umfeld diskutiert werden.

3.2.1 Induktiv gekoppelte Antennen

Offene Konus-Antenne mit induktiver Kopplung

Es sollen nun verschiedene kompakte Varianten induktiv gekoppelte Antennen vorgestellt werden. Die folgende Grafik 3.16 zeigt eine induktiv gekoppelte konische Antenne.

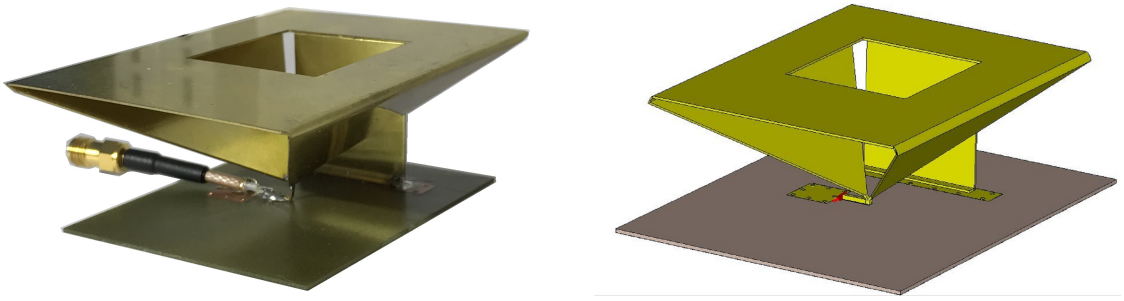


Abb. 3.16: Halb-offene Konus-Antenne mit induktiver Kopplung gegenüber Masse.

Die Abmessungen der Antenne betragen 80 mm × 60 mm × 29 mm. Die induktive Verbindung des Radiators hat eine Breite von 27.6 mm. Diese wird aus dem Dach der Antenne heraus gebogen und im rechten Winkel mit der vorgesehenen Fläche auf dem Substrat, welche mit der Masse kontaktiert ist, verbunden. Der simulierte Impedanzverlauf der Antenne wird in Abbildung 3.17 dargestellt.

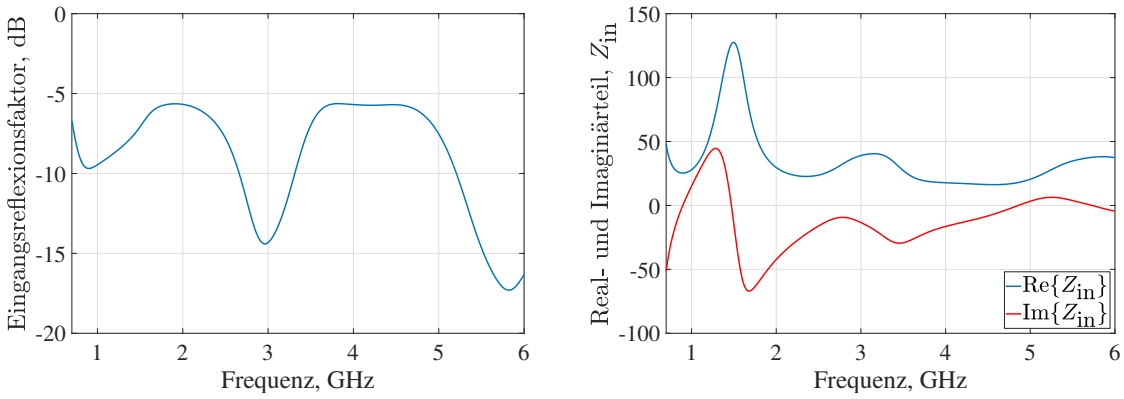


Abb. 3.17: Simulierter Eingangsreflexionsfaktor und Eingangsimpedanz der offenen Konus-Antenne mit einem induktiv zur Masse gekoppelten Anpassarm.

Der Eingangsreflexionsfaktor zeigt eine bessere und an manchen Bereichen eine äquivalente Anpassung von −6 dB im gesamten Frequenzbereich. Der Reflexionsfaktor liegt insgesamt in einem Bereich von −6 dB und −17 dB, nur in den Frequenzbändern von 1.67-2.16 GHz und 3.6-3.8 GHz liegt die Anpassung bei −6 dB. Die Impedanz zeigt das gleiche Verhalten, welche in der Grafik 3.2 dargestellt ist. Der Übergang von der natürlichen Resonanz zu der Anti-Resonanz ist zu erkennen. Der Realteil der Impedanz nähert sich einen Wert von 47 Ω und die Reaktanz gegen 0 Ω an. Die Simulation soll nun mit dem gemessenen Eingangsreflexionsfaktor in Abb. 3.18 verglichen werden.

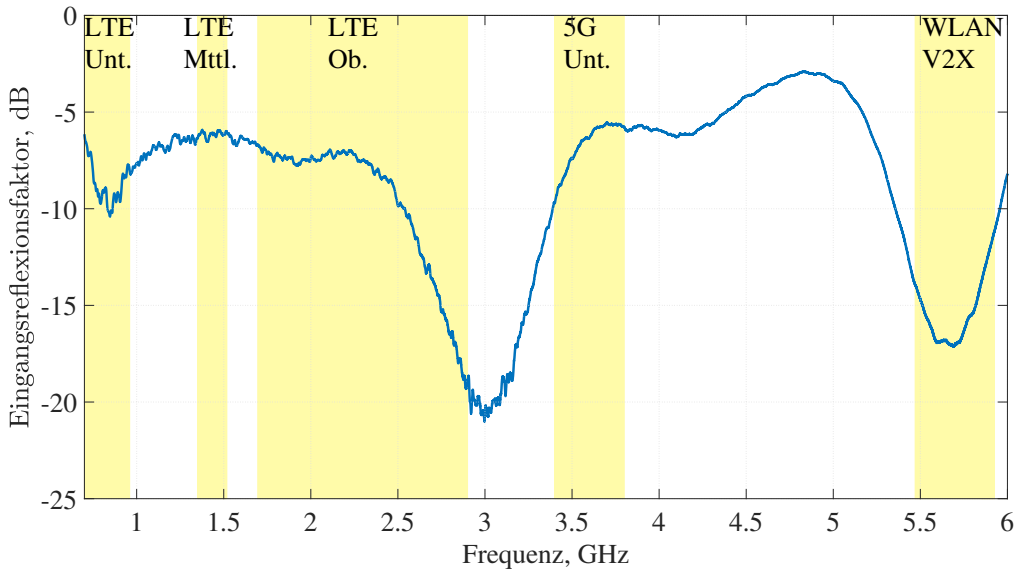
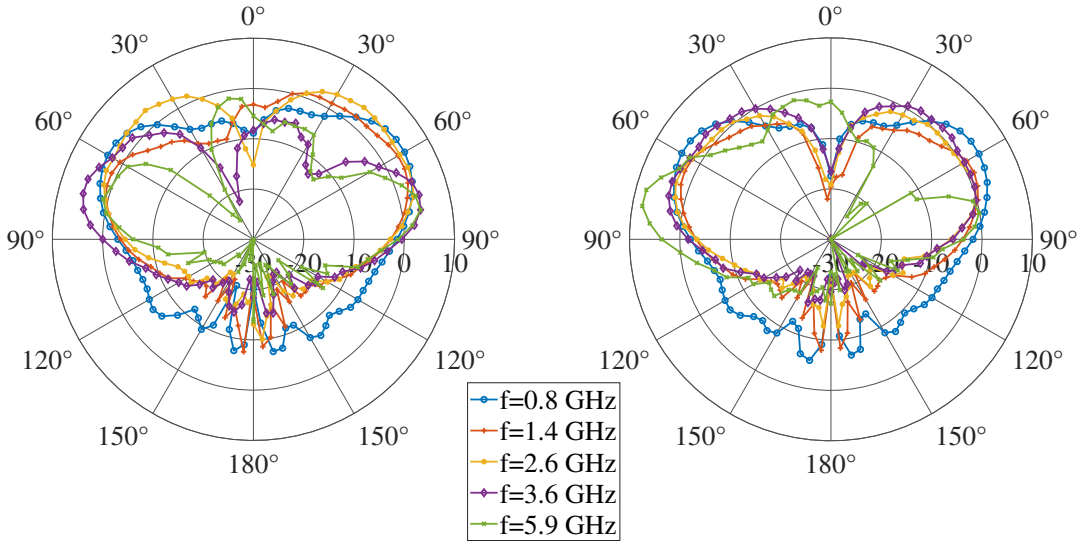
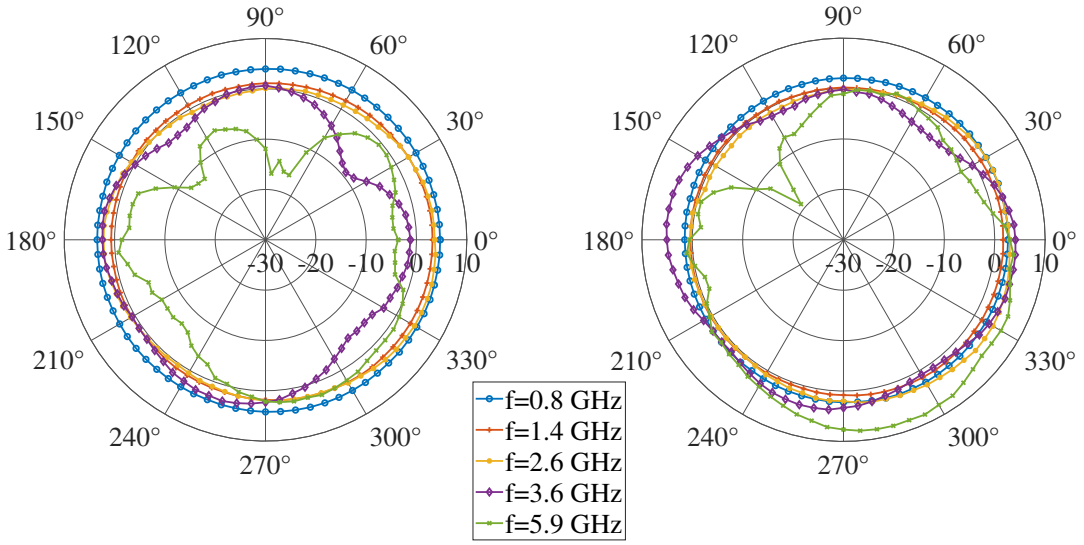


Abb. 3.18: Gemessener Reflexionsfaktor der offenen Konus-Antenne mit induktiver Anpassung.

Die Messung zeigt einen nahezu im gesamten Band sehr ähnlichen Verlauf verglichen mit der Simulation. Der Reflexionsfaktor bei der Frequenz von 4.8 GHz zeigt einen Wert von −3 dB, in der Simulation sind jedoch Werte von −6 dB erreicht worden. In diesem Frequenzbereich sind keine gewünschten Kommunikationsstandards vorhanden. Die Fernfelddiagramme des Strahlers werden in der folgenden Grafik 3.19 zusammengefasst dargestellt.
In Abbildung 3.19 liegen die Maxima der Fernfeldcharakteristika bei der Frequenz von 800 MHz bei 60° und steigen auf bis 80° bei 5.9 GHz. Der Grund ist, dass für die Messung eine endliche kreisscheibenförmige Massefläche mit abgerundeten Kanten und einem Durchmesser von 1.2 m genutzt wird. Die Hauptstrahlrichtung liegt bei einer unendlich ausgedehnten Masse bei $\theta = 90°$, jedoch steigt die Hauptstrahlrichtung bei einer nur endlich ausgedehnten Massefläche auf kleinere Elevationswinkel. Diese entstehen durch Oberflächenreflexionen an der Kante der genutzten Massefläche [2]. Die beiden Elevationswinkel $\theta = 60°$ und $\theta = 75°$ bilden einen guten Kompromiss für die Auswertung der Azimutschnitte bei den verschiedenen Frequenzen. Die offene Seite der Antenne ist in Richtung $\phi = 0°$ orientiert und der Anschluss des Strahlers zeigt somit auf $\phi = 90°$ im Azimutschnitt. Die Fernfelddiagramme zeigen bis 5.9 GHz eine nahezu omnidirektionale Abstrahlung. Bei der Frequenz 3.6 GHz sind beim Elevationswinkel von $\theta = 75°$ geringe Einbrüche zu verzeichnen, diese sorgen für eine Asymmetrie in der Fernfeldcharakteristik. Der Grund ist, dass Oberflächenströme auf dem induktiven Anpassarm fließen, welche zur Richtcharakteristik der Antenne beitragen. Die Asymmetrie der Fernfeldcharakteris-



(a) Fernfelddiagramme im Elevationsschnitt, abgebildet im linken Bild bei ϕ=0° und in der rechten Grafik bei ϕ=90°.



(b) Azimutschnitte der Fernfeldcharakteristik, dargestellt in der linken Abbildung bei θ=60° und im rechten Diagramm bei θ=75°.

Abb. 3.19: Fernfeldcharakteristik der induktiv kurzgeschlossenen Konus-Antenne bei verschiedenen Frequenzen im Azimut- und Elevationsschnitt.

tik bei 5.9 GHz entsteht aufgrund der Zuleitung und dem angeschlossenen Hochfrequenzkabel, welche allgemein eine unsymmetrische Anordnung des Strahlers bewirkt. In Richtung der Winkel $\phi = 0°$ und $\phi = 180°$ besitzt die Antenne bei den dargestellten Frequenzen im Mittel einen um 3 dB höheren Gewinn als bei den Winkelmaßen von $\phi = 90°$ und $\phi = 270°$. In Grafik 3.20 ist der Wirkungsgrad der induktiv gekoppelten Antenne dargestellt.

Es ist zu beobachten, dass die Effizienz der Antenne nur an bestimmten Frequenzpunkten den gewünschten Grenzwerten von −2 dB unterschreitet. In den übrigen Frequenzbereichen ist ein höherer

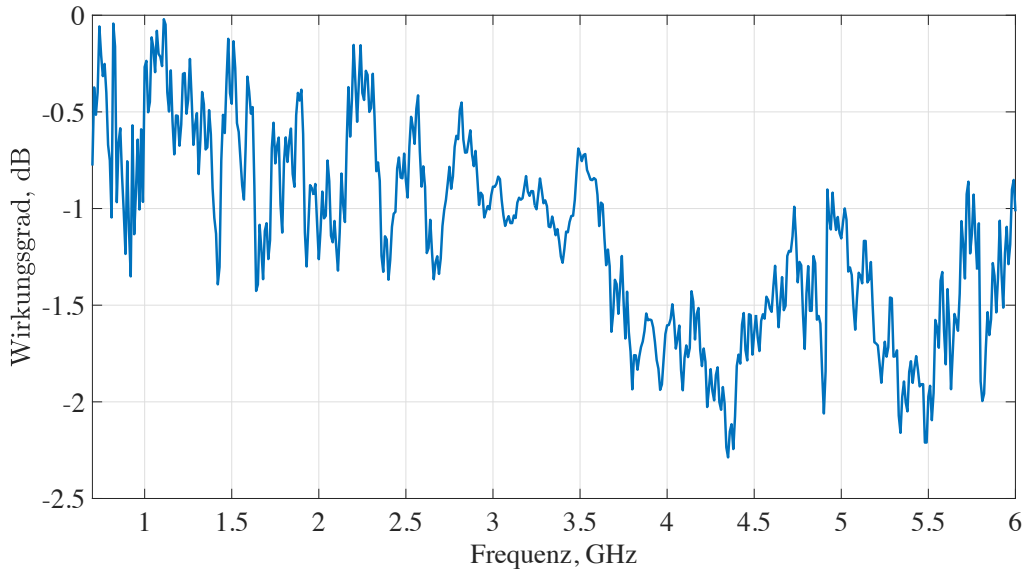


Abb. 3.20: Wirkungsgrad des Strahlers ohne Reflexionsverluste.

Wirkungsgrad als −2 dB erreicht worden. Der Anschluss des Koaxialkabels wurde mit in der Betrachtung der Effizienz berücksichtigt. Dieser verursacht einen Teil der Verluste sowie auch die Antennenstruktur selbst, welche eine endliche Leitfähigkeit besitzt.

Geschlossene Konus-Antenne mit induktiver Kopplung

Auch eine vollständig geschlossene Konus-Antenne wurde untersucht, welche ebenfalls aus Metall besteht und mithilfe eines Stanz-Biegeprozesses gefertigt werden kann. Die Biegelinien wurden mit einer Fräsmaschine vorbearbeitet, damit keine großen Rundungen an den Biegestellen entstehen. In der Abbildung 3.21 ist eine geschlossene induktiv gekoppelte Antenne dargestellt.

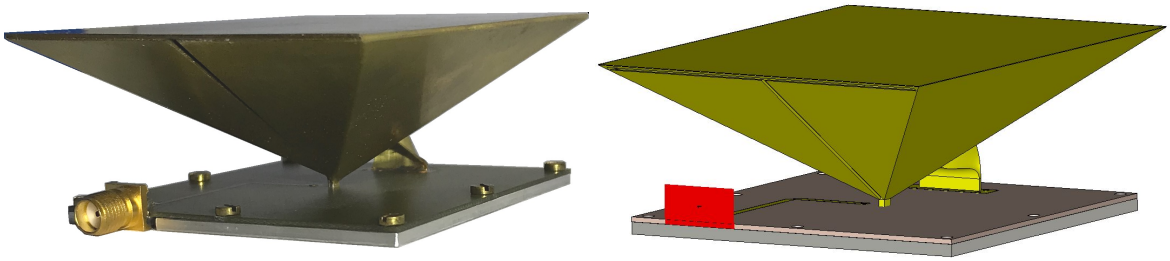


Abb. 3.21: Geschlossene Konus-Antenne mit induktiver Ankopplung.

Der Strahler wird mit einer Mikrostreifenleitung gespeist, die mit einer Durchkontaktierung auf die Unterseite des FR4-Substrats geführt und auf diese Weise mit der Antenne kontaktiert ist. Die Massefläche des Radiators wird mit Schrauben befestigt, damit eine gute Massenanbindung gewährleistet

werden kann. Der Strahler besitzt die Maße 80 mm × 60 mm × 29 mm. Die Antenne verfügt über ein breitbandiges Verhalten im Frequenzbereich von 700 MHz-6 GHz. Sie deckt somit alle LTE/WLAN-Bänder und das untere 5G-Band ab. In Abbildung 3.22 ist der simulierte Eingangsreflexionsfaktor und die Eingangsimpedanz der geschlossenen Konus-Antenne dargestellt.

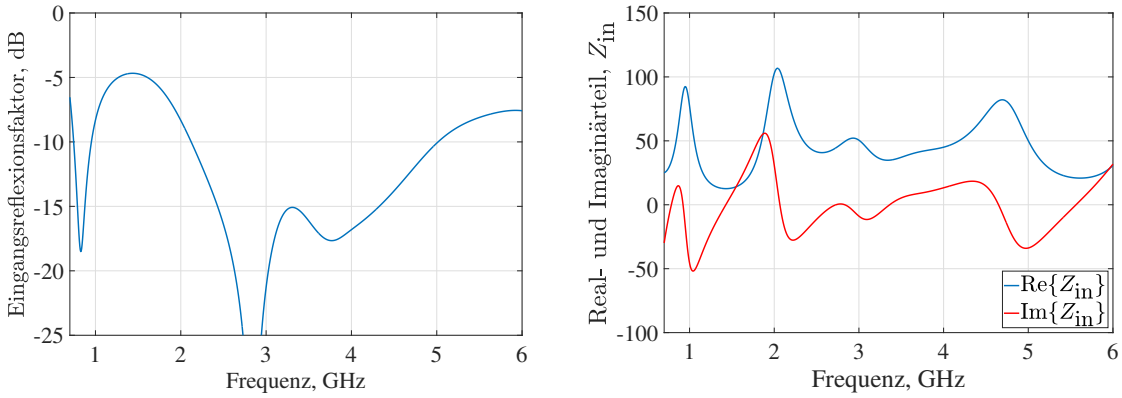


Abb. 3.22: Simulierter Eingangsreflexionsfaktor sowie Real- und Imaginärteil der geschlossenen Konus-Antenne mit einem induktiv zur Masse gekoppelten Anpassarm.

Im unteren LTE-Frequenzband liegt der Reflexionsfaktor um 700 MHz bei etwa −6 dB. Ein Mittelwert von −13 dB ist im unteren LTE-Band erreicht worden. Im mittleren Band zwischen 1.35-1.518 GHz besitzt die Antenne einen Eingangsreflexionsfaktor von −5 dB in der Simulation. In der rechten Grafik 3.22 werden die Änderungen im Real- und Imaginärteil nach den zwei natürlichen Resonanzen geringer und das dominierende Verhalten des konischen Antennenteiles ist zu erkennen. In der Grafik 3.23 wird der gemessene Eingangsreflexionsfaktor des Strahlers dargestellt.

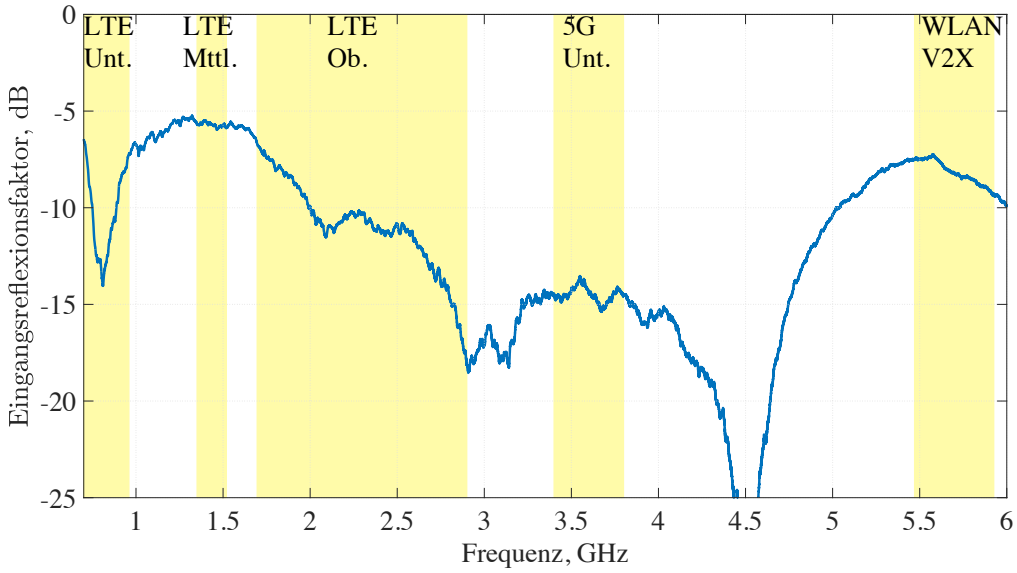


Abb. 3.23: Gemessener Reflexionsfaktor der geschlossenen Konus-Antenne mit induktiver Anpassung.

Im unteren LTE/5G-Band und in den mittleren und oberen LTE-Frequenzbbändern ist eine bessere Anpassung mit Werten besser als −6 dB vorhanden. Ein weiteres Kriterium für die Antennenanpassung ist der Abstand zwischen der Massefläche und des Antennenfußes, welche auf der Unterseite des Substrates mit einer Mikrostreifenleitung verbunden wird. Fertigungstoleranzen wirken sich stark auf die Eingangsimpedanz aus, da die Kapazität zwischen der Masse und dem Antennenfuß einen großen Beitrag bei der Anpassung leistet. Es lassen sich damit auch die geringen Abweichungen zwischen Simulation und Messung erklären. Der Wirkungsgrad der Antenne ist in der Abbildung 3.24 dargestellt.

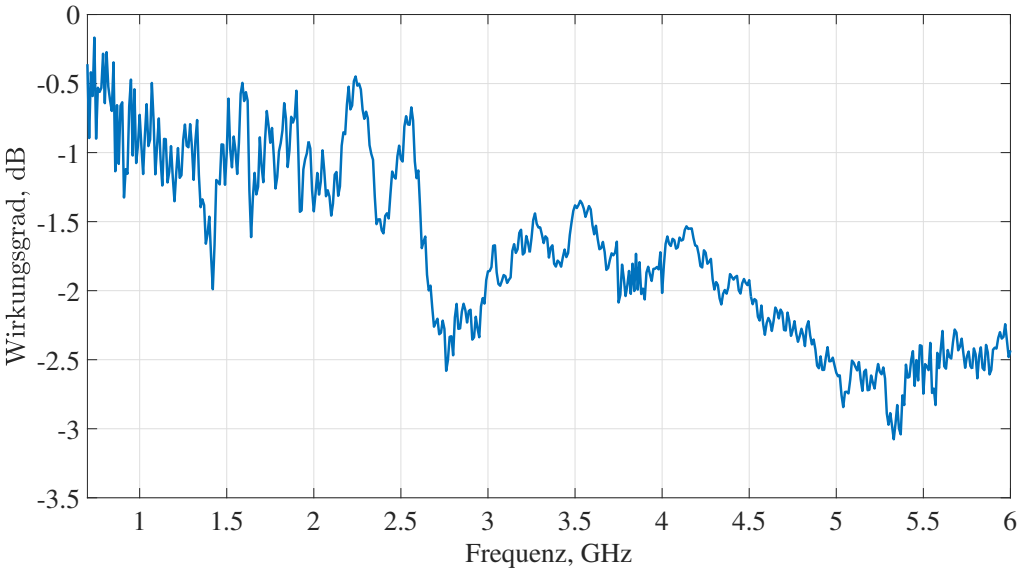
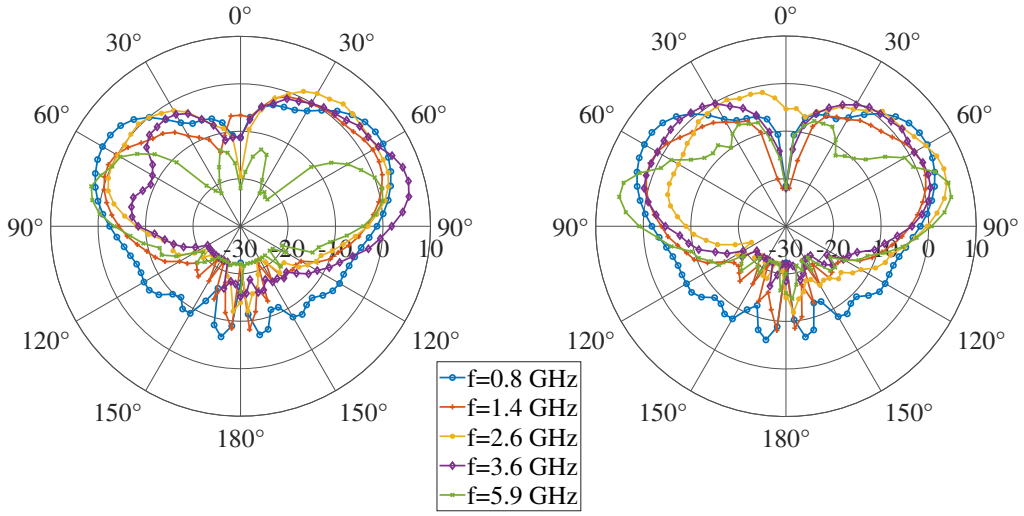


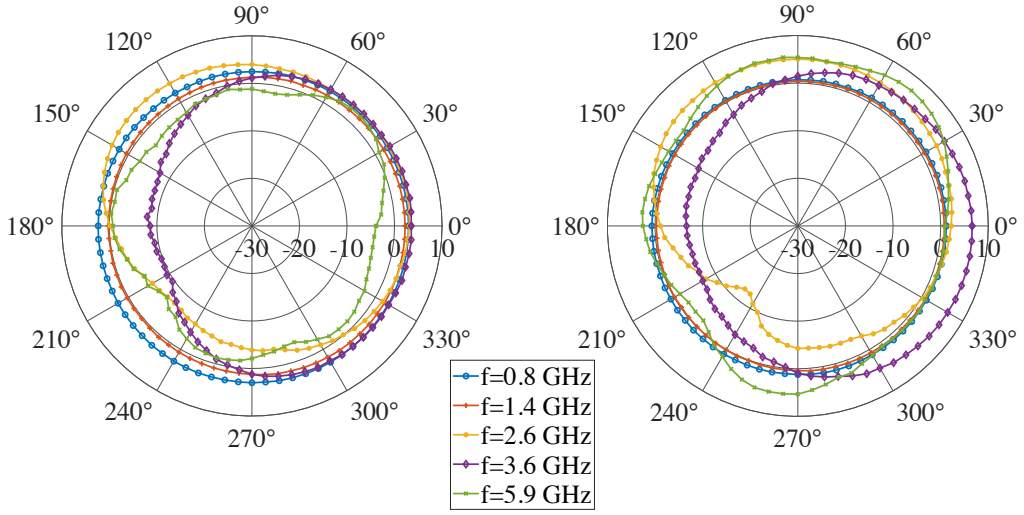
Abb. 3.24: Wirkungsgrad des Strahlers ohne Reflexionsverluste.

Der Wirkungsgrad ist im gesamten Band besser als −2.5 dB. Die Verluste entstehen aufgrund der Mikrostreifenleitung auf dem FR4-Substrat und der endlichen Leitfähigkeit des Metalls, welche für den Strahler genutzt wird. Im Mittel besitzt die Antenne einen Wirkungsgrad von ca. −1.5 dB. Die Fernfelddiagramme des Radiators sind in der Grafik 3.25 illustriert.

Die kurzgeschlossene Seite der Antenne ist in Richtung $\phi = 180°$ orientiert und der vordere Bereich des Strahlers, welche mit einem SMA-Konnektor verbunden ist, zeigt in Richtung $\phi = 0°$. Bei 800 MHz zeigt die Fernfeldcharakteristik im Azimutwinkel von $\phi = 0°$ einen Gewinn von 3.3 dB und bei $\phi = 180°$ einen Wert von 2.6 dB. Die Fernfeldcharakteristik weist eine leichte Verformung in Richtung von $\phi = 0°$ auf. Die Richtcharakteristik besitzt bei einer Frequenz von 1.4 GHz einen um 2 dB höheren Gewinnwert bei $\phi = 0°$ im Vergleich zu $\phi = 180°$. Die höheren Gewinne sind auch bei den Frequenzen 2.6 GHz und 3.6 GHz ersichtlich, es ergibt sich eine elliptische Richtcharakteristik. Ein größerer Gewinn in Richtung $\phi = 0°$ ist vorteilhaft, da sich auf einer klassischen Positionierung der Antennen auf dem Dach des Automobils ein geringerer Gewinn bei höheren Elevationswinkeln in Fahrtrichtung, aufgrund der Krümmung des Dachs ergeben. Deshalb eignen sich elliptisch geformte Richtcharakteristika für den Einsatz auf dem Automobil, da sie die karosseriebedingten Eigenschaften kompensieren und somit eine omnidirektionale Abstrahlung möglich ist [56].



(a) Fernfelddiagramme im Elevationsschnitt, abgebildet im linken Bild bei ϕ=0° und in der rechten Grafik bei ϕ=90°.



(b) Azimutschnitte der Fernfeldcharakteristik, dargestellt in der linken Abbildung bei θ=60° und im rechten Diagramm bei θ=75°.

Abb. 3.25: Fernfeldcharakteristik der induktiv kurzgeschlossenen Konus-Antenne bei verschiedenen Frequenzen im Azimut- und Elevationsschnitt.

3.2.2 Kapazitiv gekoppelte Antennen

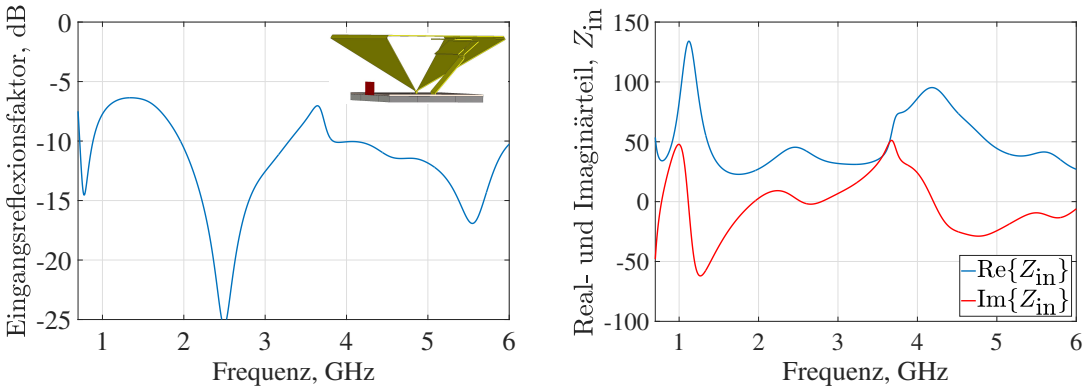
Offene Konus-Antenne mit kapazitiver Kopplung

In diesem Unterabschnitt werden offene Konus-Antennen mit einer kapazitiven Kopplung betrachtet. Es werden zwei verschiedene kapazitive Anpassmöglichkeiten vorgestellt. Bei der ersten Variante werden Anpassarme benutzt, welche direkten leitenden Kontakt mit der Masse haben und mit ihren speziellen Abmessungen einen guten Impedanzverlauf bei niedrigen Frequenzen ermöglichen. Dabei besteht die Antenne aus zwei Elementen, einmal einer konischen Struktur und einem kapazitiven Anpassarm. Die zweite Ausführung ermöglicht es, dass die Antenne aus einem Stück Blech gefertigt und das

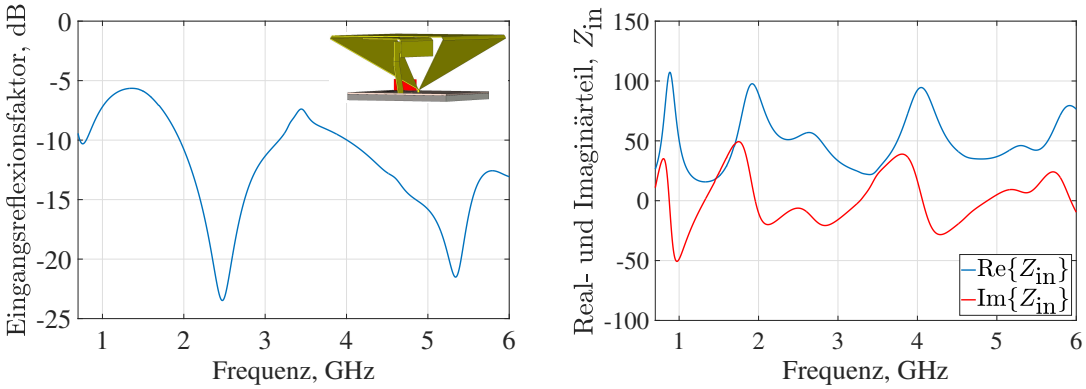
Trägermaterial mithilfe eines 3D-Druckers erstellt werden kann.
Die folgenden Antennen besitzen dieselbe Struktur, jedoch unterscheiden sich die kapazitiven Anpassarme bei beiden Strahlern. Der erste Strahler besitzt eine schräg angeordnete und die zweite Antenne einen geraden kapazitiv gekoppelten Anpassarm. Die Grafik 3.26 zeigt die beiden Strukturen.

Abb. 3.26: Offene Konus-Antenne mit einem schräg und gerade angeordneten kapazitiv gekoppelten Arm.

Die beiden Antennen werden mit einer Mikrostreifenleitung gespeist, welche mit einer Durchkontaktierung auf die Unterseite des Substrats geführt und dort mit der Antenne kontaktiert wird. Die Strahler haben eine Abmessung von 80 mm × 60 mm × 29 mm. Um die Abstände zwischen der konischen Struktur und dem Anpassarm gewährleisten zu können, wurden Styropor-Blöcke benutzt. Der schräg angeordnete Arm hat einen Abstand von 1 mm zum Dach der Antenne und 5.8 mm zu der seitlichen Wand der Konus-Antenne. Der gerade konstruierte Anpassarm hat ebenfalls einen Abstand von 1 mm zum Dach der Antenne. Der simulierte Eingangsreflexionsfaktor sowie auch der Impedanzverlauf der Antennen sind in der nächsten Abbildung 3.27 dargestellt.
Die schräg angeordnete kapazitiv gekoppelte Antenne zeigt im gesamten Frequenzbereich eine Anpassung oberhalb von 6 dB. Im unteren LTE-Frequenzband besitzt die Antenne einen Reflexionsfaktor unterhalb von −7 dB und zwischen den Frequenzen 720 MHz-880 MHz eine Anpassung, welche bei $|S_1| < -10\,\text{dB}$ liegt. Der Einfluss des kapazitiv gekoppelten Arms ist nur im unteren LTE-Frequenzband zu beobachten. Die Mikrostreifenleitung, welche als 50 Ω-Leitung realisiert wurde, verursacht eine Phasendrehung in der Eingangsimpedanz der Antenne. In Abbildung 3.27 (b) ist die Antenne mit der geraden Anordnung des kapazitiven Arms dargestellt. Es ist zu sehen, dass der Eingangsreflexionsfaktor besser oder gleich −6 dB beträgt. Der Einfluss der Anpassung ist im unteren Frequenzband bemerkbar, dabei wurde ein Eingangsreflexionsfaktor erreicht, welcher besser ist als −7.5 dB. Die konische Antenne behält ihre Breitbandigkeit bei den übrigen Frequenzbändern bei und die Auswirkung des kapazitiv gekoppelten Arms ist bei den höheren Frequenzen nicht bemerkbar. Die gemessenen Impedanzen der Antennen sind in der Grafik 3.28 abgebildet.
Die Messergebnisse des schräg angeordneten kapazitiven Anpassarmes, dargestellt in der linken Abbildung 3.28, zeigen eine große Ähnlichkeit gegenüber den Ergebnissen der Simulation. Im unteren LTE-Frequenzband, sowie auch im WLAN-Frequenzbereich zeigt der Vergleich nahezu gleiche Ergebnisse. Im Frequenzbereich von 2-4.5 GHz sind leichte Unterschiede zu beobachten. Die Abweichungen zwischen der Simulation und Messung lassen sich durch die nicht zu vernachlässigbaren Fertigungstoleranzen erklären. Im gesamten Frequenzbereich besitzt die Antenne einen Eingangsreflexionsfaktor, welcher unter −6 dB liegt. Im rechten Bild 3.28 wird die Impedanz der geraden Anordnung des kapazitiven Anpassarms dargestellt. Es zeigt sich, dass die Simulation und Messung eine gute Übereinstimmung aufweisen. Im unteren LTE-Band und im WLAN-Frequenzbereich weist der Vergleich einen nahezu ähnlichen Verlauf auf. Im Frequenzbereich von 4-5 GHz ist in der Simulation ein sinkender Verlauf im Eingangsreflexionsfaktor zu beobachten, wobei in der Messung ein nahezu konstanter Reflexionsfaktor



(a) Impedanzverlauf der offenen Konus-Antenne mit einem schräg angeordneten kapazitiven gekoppelten Arm.



(b) Streuparameter und die Eingangsimpedanz der offenen Konus-Antenne mit einem geraden kapazitiv gekoppelten Anpassarm.

Abb. 3.27: Simulierter Eingangsreflexionsfaktor sowie Real- und Imaginärteil der offenen Konus-Antenne mit einem schrägen und geraden kapazitiv gekoppelten Anpassarm.

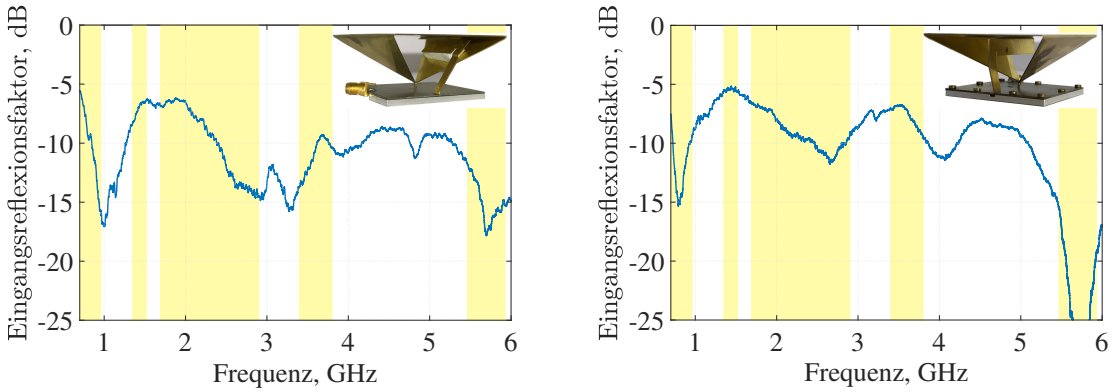
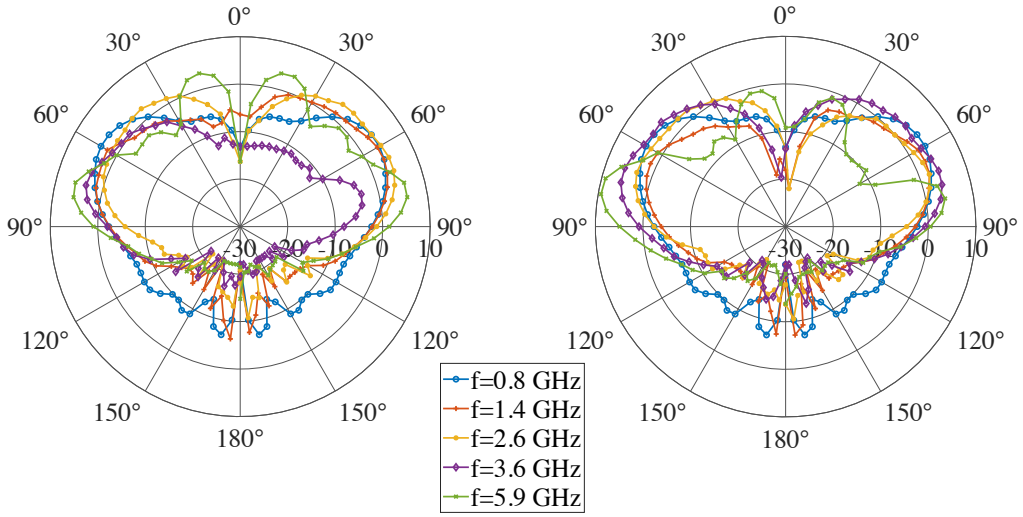
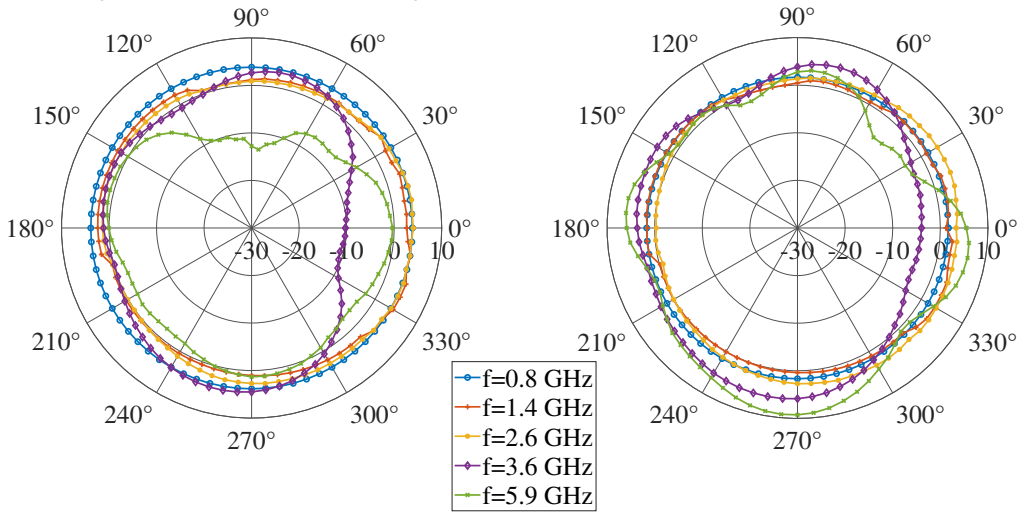


Abb. 3.28: Gemessener Eingangsreflexionsfaktor der Konus-Antennen mit einem schräg und gerade angeordneten kapazitiv gekoppelten Anpassarm.

zu sehen ist. Es ist zu erkennen, dass eine Frequenzverschiebung von nahezu 300 MHz vorhanden ist. Im gesamten Frequenzbereich ist ein Eingangsreflexionsfaktor von etwa oder geringer −6 dB zu sehen. In den Grafiken 3.29 und 3.30 sind die Fernfelddiagramme sowie der Wirkungsgrad der Konus-Antenne mit dem schräg angeordneten Anpassarm dargestellt.



(a) Fernfelddiagramme im Elevationsschnitt, abgebildet im linken Bild bei ϕ=0° und in der rechten Grafik bei ϕ=90°.



(b) Azimutschnitte der Fernfeldcharakteristik, dargestellt in der linken Abbildung bei θ=60° und im rechten Diagramm bei θ=75°.

Abb. 3.29: Fernfeldcharakteristik der schräg angeordneten kapazitiv gekoppelten Konus-Antenne bei verschiedenen Frequenzen im Azimut- und Elevationsschnitt.

Der kapazitiv gekoppelte Arm ist in der Polardarstellung in Richtung des Azimutwinkels von $\phi = 180°$ orientiert. Somit sind die seitlichen Flächen der Konus-Antenne, jeweils nach $\phi = 90°$ und $\phi = 270°$ gerichtet. Die Fernfeldcharakteristika besitzen bis zu einer Frequenz von 2.6 GHz ein omnidirektionales Verhalten. Bei näherer Betrachtung des Fernfeldes bei 2.6 GHz zeigt sich, dass verschiedene Azimutwinkel unterschiedliche Gewinne besitzen. Im Azimutwinkel von $\phi = 0°$ liegt der Gewinn der Antenne

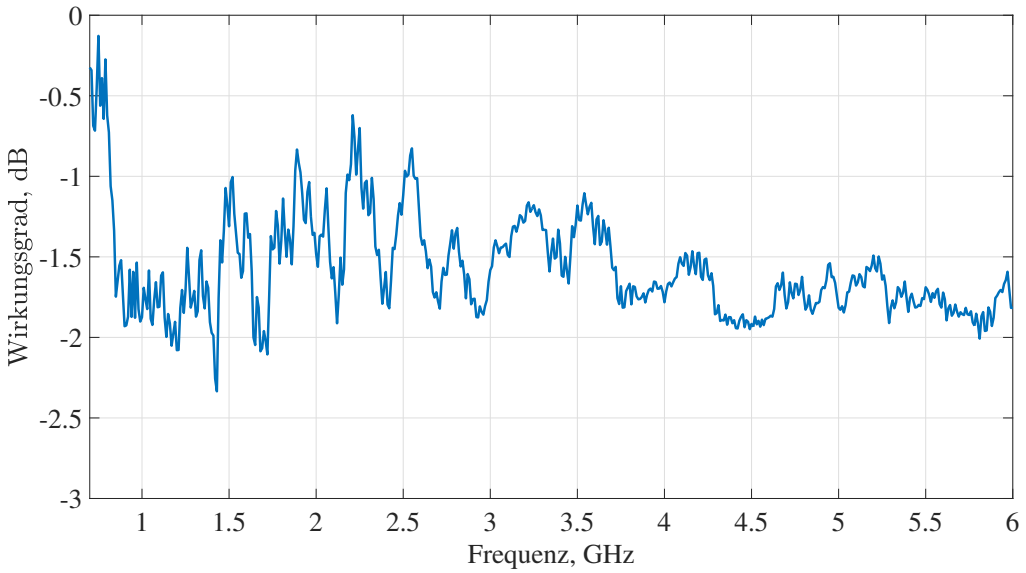


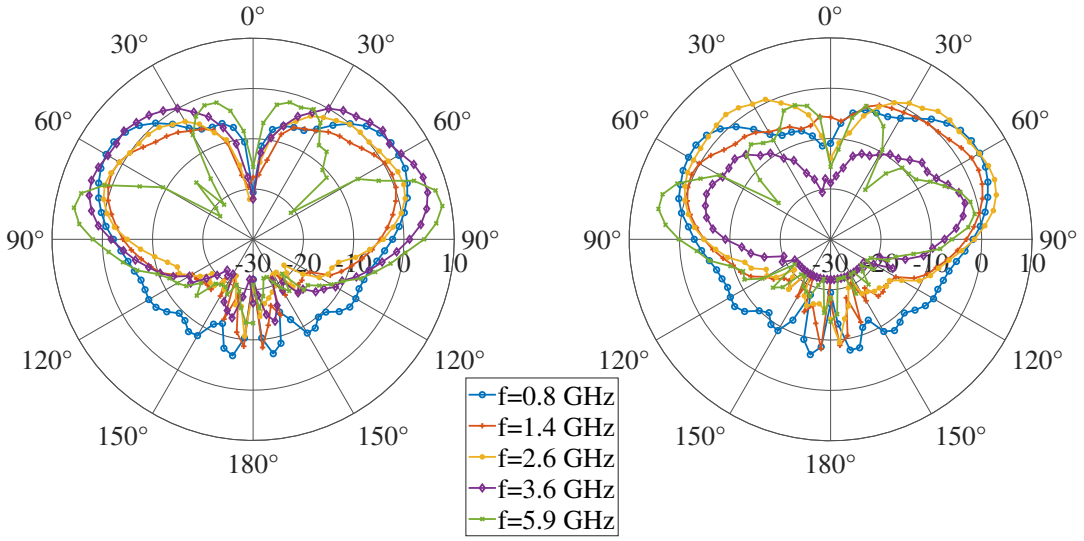
Abb. 3.30: Wirkungsgrad des Strahlers ohne Reflexionsverluste.

bei 4 dB bei einem Elevationswinkel von $\theta = 60°$. Im Gegensatz dazu hat das Fernfeld im Azimutwinkel von $\phi = 90°$ und $\phi = 270°$ einen Gewinn von jeweils 0.9 dB und 2.7 dB. Der Unterschied ergibt sich durch die unsymmetrische Struktur der Antenne mit dem schräg angeordneten kapazitiv gekoppelten Anpassarm. Die Anpassung im reaktiven Feld der Antenne verursacht einen geringen Einfluss bei 2.6 GHz. Bei dem Azimutwinkel von $\phi = 180°$ hat der Strahler einen Gewinn von 1.4 dB. Bei einer Frequenz von 3.6 GHz ist ein niedrigerer Gewinn in Richtung $\phi = 0°$ zu sehen. Die Antenne weist bei einem Azimut-Winkel von $\phi = 0°$ einen Gewinn von -3.9 dB und bei $\phi = 180°$ einen Gewinn von 3.7 dB bei einem Elevationswinkel von $\theta = 75°$ auf. In Richtung der Seitenflächen der Antenne sind bei dem Azimutwinkel von $\phi = 90°$ und $\phi = 180°$ Gewinne von jeweils 3.8 dB und 5.9 dB vorhanden. Das Fernfelddiagramm besitzt bei der Frequenz 5.9 GHz eine leichte Unrundheit bei einem Elevationswinkel von $\theta = 75°$. Der Strahler hat einen Gewinn bei den Azimutwinkeln von $\phi = 0°$, $\phi = 90°$, $\phi = 180°$ und $\phi = 270°$, jeweils von 5.5 dB, 2.8 dB, 5.9 dB und 9.2 dB.

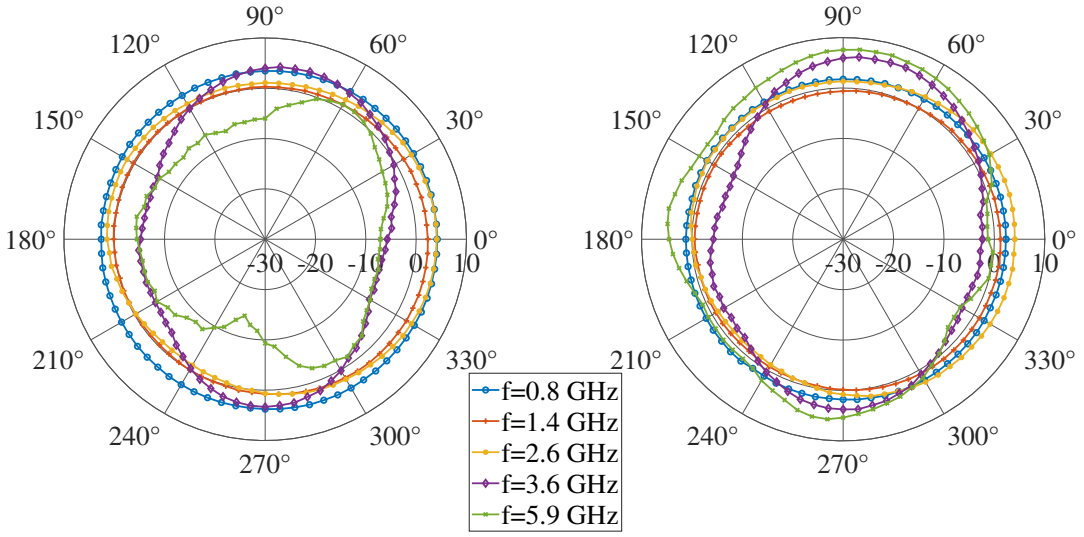
Die Antenne besitzt einen Wirkungsgrad im gesamten Frequenzbereich, welcher im Durchschnitt besser ist als 2 dB. Die Hauptverluste der Antenne kommen aufgrund der Zuleitungen zustande, die aber essenziell sind für die Stabilität der Prototyp-Antenne. Da beim Anschluss des Strahlers mit einem Drehmomentschlüssel Kräfte an den Konnektoren erzeugt werden, ist die vorgestellte Lösung mit einer Mikrostreifenleitung und einem SMA-Konnektor langlebiger im Vergleich zu einem Hochfrequenzkabel, welche mit der Antenne elektrisch verbunden wird.

In den beiden Abbildungen 3.31 und 3.32 werden die Fernfeldcharakteristika für die verschiedenen Frequenzen und der Wirkungsgrad der Konus-Antenne mit dem gerade angeordneten kapazitiv gekoppelten Anpassarm dargestellt.

Der gerade kapazitiv gekoppelte Arm der Konus-Antenne zeigt in die Richtung $\phi = 180°$. Das Fernfeld besitzt bis 2.6 GHz eine omnidirektionale Richtcharakteristik. Im LTE-Mittelband hat die Antenne bei der Frequenz von 1.4 GHz einen Gewinn von jeweils 2.3 dB und 0.1 dB im Azimutwinkel von $\phi = 0°$ und $\phi = 180°$. Ein höherer Gewinn von 2.2 dB ist im Vergleich zwischen den beiden Azimutwinkeln



(a) Fernfelddiagramme im Elevationsschnitt, abgebildet im linken Bild bei ϕ=0° und in der rechten Grafik bei ϕ=90°.



(b) Azimutschnitte der Fernfeldcharakteristik, dargestellt in der linken Abbildung bei θ=60° und im rechten Diagramm bei θ=75°.

Abb. 3.31: Fernfeldcharakteristik der gerade angeordneten kapazitiv gekoppelten Konus-Antenne bei verschiedenen Frequenzen betrachtet im Azimut- und Elevationsschnitt.

vorhanden. In Richtung des kapazitiv gekoppelten Arms besitzt das Fernfelddiagramm bei einer Frequenz von 2.6 GHz einen Gewinn von 1.4 dB und im Azimutwinkel von $\phi = 0°$ eine Abstrahlung von 4.1 dB. Die Fernfeldcharakteristik weist einen höheren Gewinn in Richtung $\phi = 0°$ auf. Eine leichte elliptische Richtcharakteristik ergibt sich bei der Frequenz 3.6 GHz. An den seitlichen vollen Flächen der Antenne ist eine höhere Abstrahlung, als bei den offenen Bereichen des Strahlers gegeben. Eine geringe Unrundheit ist zudem bei einer Frequenz von 5.9 GHz zu erkennen. Im Elevationswinkel von $\theta = 75°$ sind zwischen den Azimutwinkeln von $20° - 300°$ Einbrüche von -3 dB zu beobachten. Eine höhere Abstrahlung ist bei kleineren Elevationswinkeln zu erkennen, diese entstehen durch Reflexionen

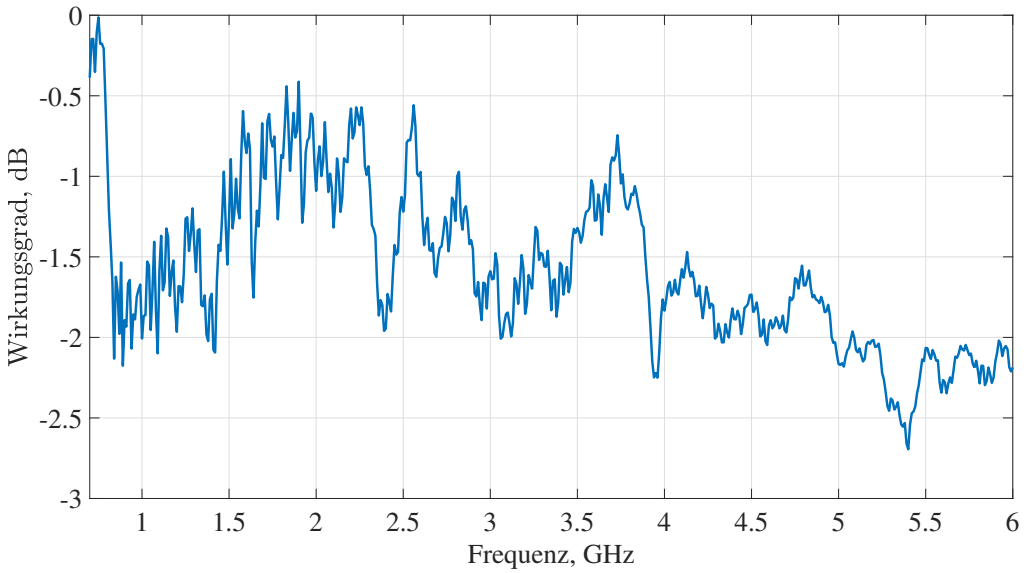


Abb. 3.32: Wirkungsgrad des Strahlers ohne Reflexionsverluste.

an den Enden der offenen Konus-Antenne. Der Radiator besitzt bis 5 GHz eine Effizienz, die oberhalb von −2 dB liegt, zudem ist zwischen 5-6 GHz ein Wirkungsgrad von −2 dB bis −2.5 dB erreicht worden.

Eine weitere Variante der kapazitiv gekoppelten Antenne wird nun näher betrachtet. Die Abmessungen des Strahlers betragen 70 mm × 70 mm × 29 mm. Im Gegensatz zu den vorherigen Antennen kann der Strahler aus einem Teil Blech mit einem Stanz-Biegeverfahren hergestellt werden. Der kapazitiv gekoppelte Arm ist nicht parasitär im reaktiven Nahfeld der Antenne ausgeführt, sondern induktiv an die Konus-Antenne gekoppelt. Der Hauptunterschied besteht darin, dass kein Substrat für die Fixierung sowie auch keine Zuleitung für die Verbindung der Antenne verwendet wird. Die Halterung des Strahlers wird mithilfe eines 3-D-Druckers erstellt und besteht aus einem transparenten Kunstharz. Die seitlich dargestellte Vorder- und Rückansicht der kapazitiv gekoppelten Antenne ist im nächsten Bild 3.33 illustriert.

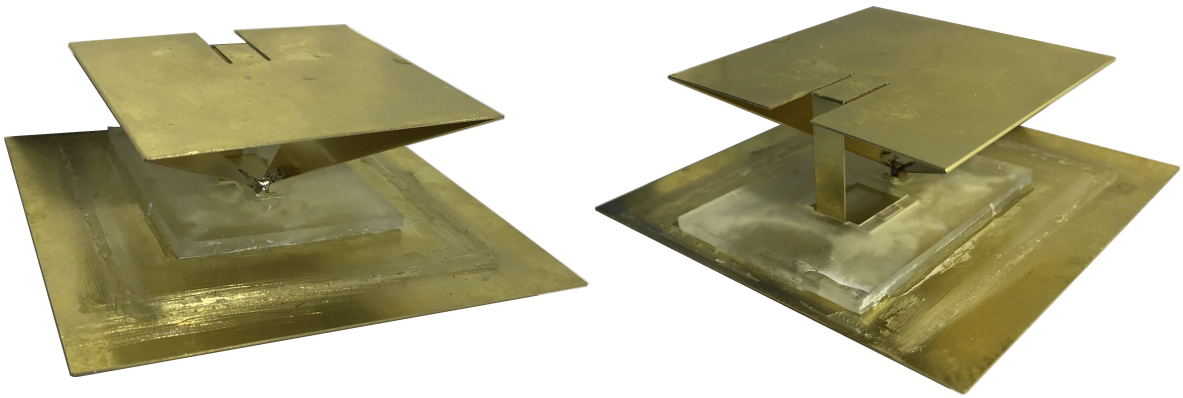


Abb. 3.33: Offene Konus-Antenne bestehend aus einem Stück Metall und einer Halterung aus Kunstharz.

Der kapazitiv gekoppelte Anpassarm der Antenne ist mit dem Dach der Konus-Antenne verbunden. An den Biegekanten der Antenne werden kleine Fräslinien eingeführt, damit das Biegen des Strahlers leichter von Hand getätigt werden kann. Die Halterung sorgt für den Abstand zwischen der Masse und dem kapazitiv gekoppelten Arm der Antenne, welche essenziell für die Anpassung im unteren Frequenzbereich ist. Die Geometrie, der im 3D-Druck gefertigten Halterung, wird in der Abbildung 3.34 präsentiert.

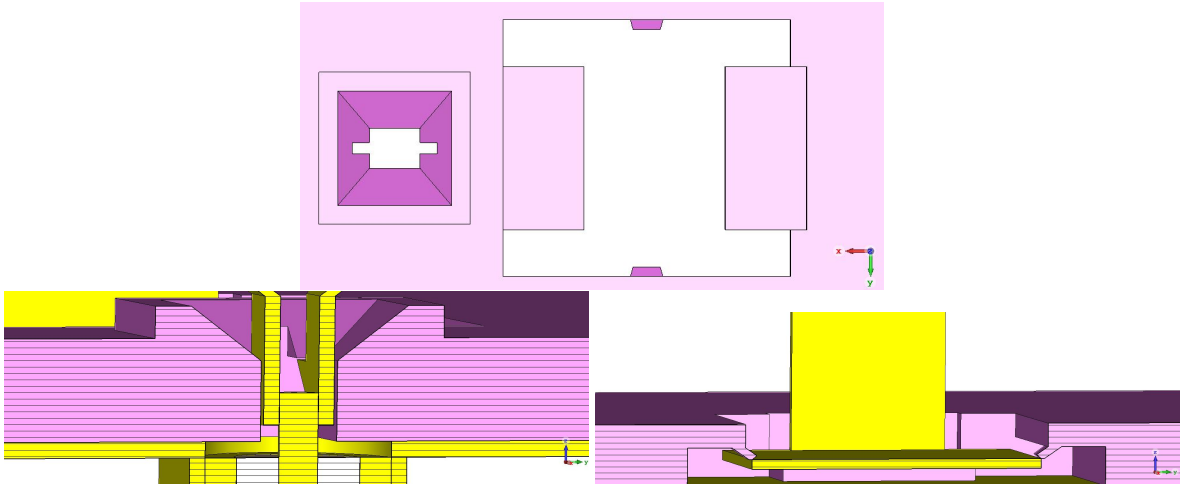


Abb. 3.34: Oben: Draufsicht der Antennen-Halterung. Links: Anschluss des Strahlers mit einem SMA-Stecker. Rechts: Einrastverfahren des kapazitiv gekoppelten Anpassarms.

Die Halterung fixiert zum einen den Antennenfuß und den kapazitiv gekoppelten Arm. Die Füße der Antenne besitzen kleine Widerhaken, damit diese beim Einführen in der Halterung fixiert sind. Die Scherkräfte, welche durch das leichte Biegen entstehen, drücken die zugeführten Teile der Füße an die Wand der Halterung. Danach wird ein SMA-Konnektor in die Halterung hineingeführt, welche mit einem geringen Spiel bemaßt wurde. Der Grund dafür ist, dass der innere Leiter des SMA-Konnektors die Antennenfüße zusätzlich an die Wand der Halterung drückt und somit ein Druckkontakt entsteht. Durch das Weichlötverfahren wird die elektrische Verbindung des Steckers zu der Antenne und Masse gewährleistet. Der kapazitiv gekoppelte Arm wird in der Fassung von vier Halterungen fixiert, damit ein definierter Abstand zu der Massefläche sichergestellt werden kann. Beim Einführen des Anpassarms werden die kleinen Halterungen nach hinten gedrückt und kommen wieder in ihre Ausgangsposition zurück, wenn sich der Arm vollständig in der Halterung befindet. Die Simulationsergebnisse der kapazitiv gekoppelten Nefer-Antenne werden in der Abbildung 3.35 dargestellt.
Der Eingangsreflexionsfaktor des Radiators besitzt im gesamten Frequenzbereich einen kleineren Wert als −6 dB. Im unteren LTE-Band entsteht im Mittel eine Anpassung von −8.9 dB. Bei 750 MHz ist ein Eingangsreflexionsfaktor von −10 dB vorhanden. Ab 2.2 GHz ist durchgehend ebenfalls dieser Wert erreicht worden. Im Impedanzverlauf der Antenne ist die erste natürliche Resonanz und Anti-Resonanz bei den Frequenzen 870 MHz und 1.9 GHz zu sehen. Die Änderungen im Real- und Imaginärteil der Antenne werden zu höheren Frequenzen niedriger und damit ist kein Einfluss des kapazitiv gekoppelten Anpassarms bei den höheren Frequenzbändern vorhanden. In der nächsten Grafik 3.36 ist der gemessene Eingangsreflexionsfaktor der Antenne illustriert.

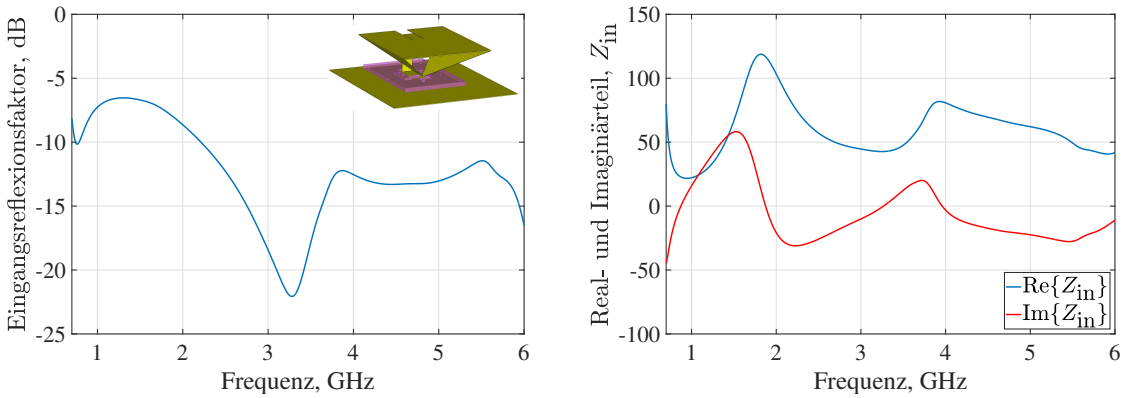


Abb. 3.35: Simulierter Eingangsreflexionsfaktor sowie auch Real- und Imaginärteil der Impedanz des kapazitiv gekoppelten Konus-Strahlers.

Die Simulations- und Messergebnisse zeigen eine sehr gute Übereinstimmung. Nur im unteren Frequenzband ist ein deutlicher Unterschied zu erkennen, der auf Fertigungstoleranzen zurückzuführen ist. Dennoch wurde für alle betrachteten Kommunikationsstandards ein Reflexionsfaktor kleiner als −6 dB erreicht, der für die meisten gängigen Anwendungen ausreichend ist [21]. Der Einfluss des kapazitiv gekoppelten Arms ist im unteren LTE-Band vorhanden, jedoch nimmt er gegen höhere Frequenzen hin stark ab. Die Fernfeldcharakteristik der Antenne wird in der folgenden Abbildung 3.37 dargestellt.

Die Fernfeldcharakteristik zeigt bis 2.6 GHz eine nahezu omnidirektionale Abstrahlung. Der kapazitiv gekoppelte Arm ist nach $\phi = 180°$ gerichtet. Die Antenne besitzt einen höheren Gewinn im Azimutwinkel von $\phi = 0°$. Bei den Frequenzen 800 MHz, 1.4 GHz 2.6 GHz beträgt der Unterschied zwischen den

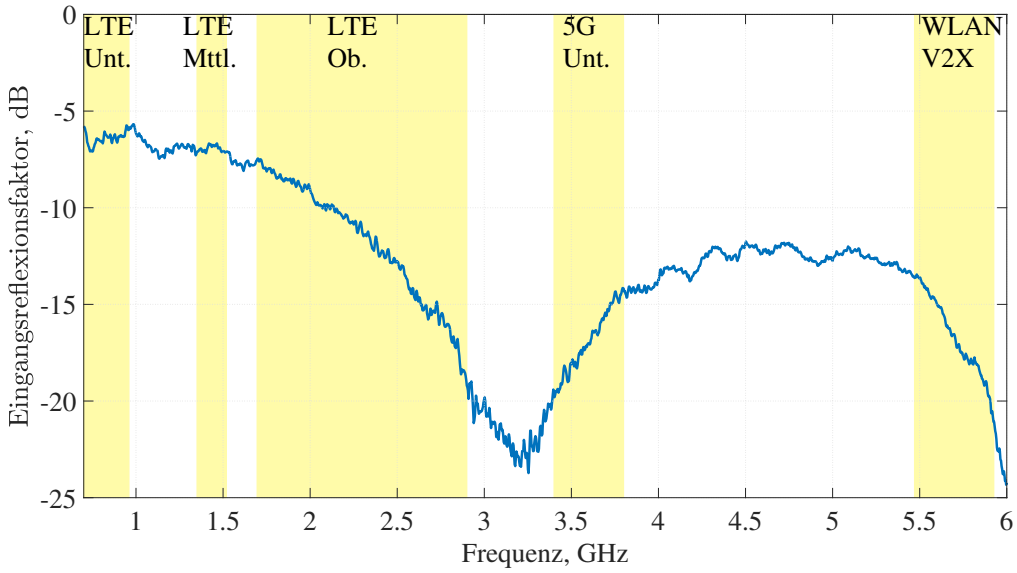
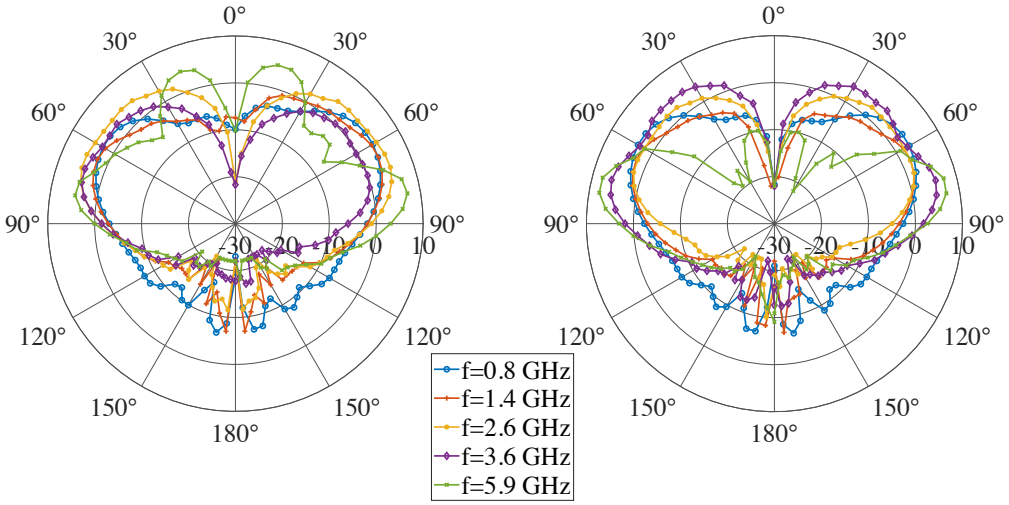
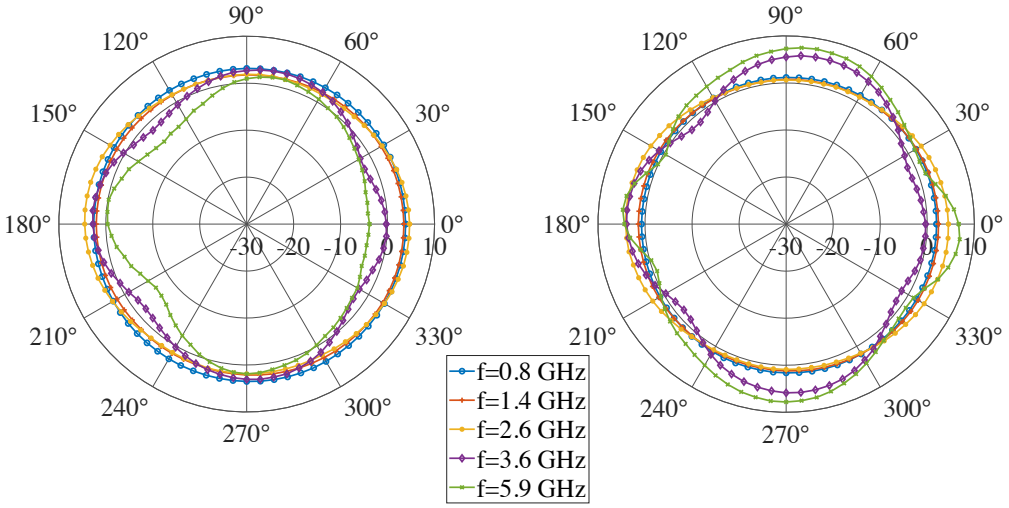


Abb. 3.36: Gemessener Eingangsreflexionsfaktor der kapazitiv gekoppelten Antenne.



(a) Fernfelddiagramme im Elevationsschnitt abgebildet im linken Bild bei ϕ=0° und in der rechten Grafik bei ϕ=90°.



(b) Azimutschnitte der Fernfeldcharakteristik dargestellt in der linken Abbildung bei θ=60° und im rechten Diagramm bei θ=75°.

Abb. 3.37: Fernfeldcharakteristik der gerade angeordneten kapazitiv gekoppelten Konus-Antenne bei verschiedenen Frequenzen betrachtet im Azimut- und Elevationsschnitt.

Azimutwinkeln von $\phi = 0°$ und $\phi = 180°$ bei einem Elevationswinkel von $\theta = 60°$, jeweils 1.2 dB, 1.4 dB und 0.2 dB. Dabei besitzt das Fernfelddiagramm bei 2.6 GHz eine leicht elliptische Charakteristik, d.h. die Antenne hat bei dem Azimutwinkel von $\phi = 0°, 90°, 180°$ und 270° einen Gewinn von jeweils 4.6 dB, 1.9 dB, 4.4 dB und 1.9 dB. Eine runde Richtcharakteristik ist bei den Frequenzen 3.6 GHz und 5.9 GHz zu erkennen. Ein geringerer Gewinn ist bei 5.9 GHz in einem Winkelbereich von $\phi = 125° - 155°$ und $190° - 210°$ von bis zu 2 dB vorhanden. Bei einem Elevationswinkel von $\theta = 75°$ zeigt die Antenne in 90°-Schritten in der azimutalen Ebene einen Gewinn von 6.6 dB, 7.2 dB, 4.3 dB und 7.8 dB. Die nächste Grafik 3.38 stellt den Wirkungsgrad des Radiators dar.

Der kapazitiv gekoppelte Strahler hat einen Wirkungsgrad im gesamten Frequenzband, welcher höher ist als −1.5 dB. Die Antenne besitzt einen Wirkungsgrad von −1 dB bis 4.8 GHz und −1.25 dB im

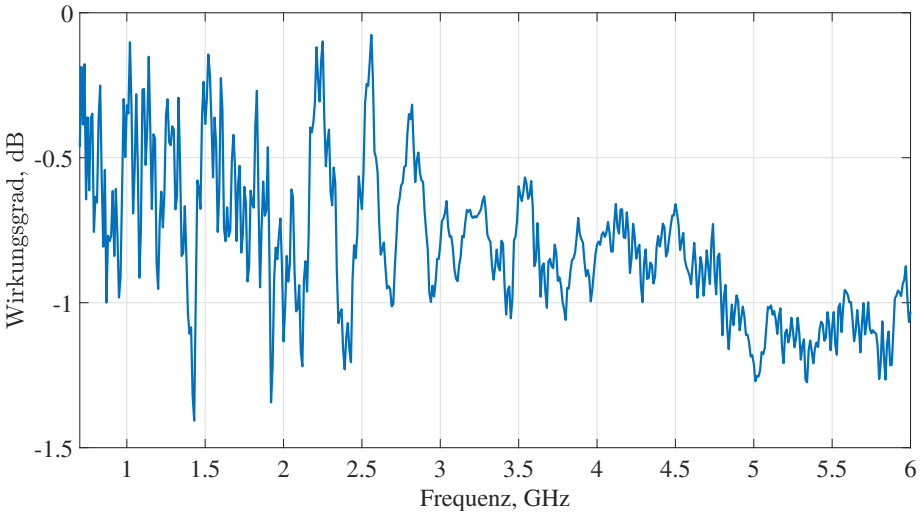


Abb. 3.38: Wirkungsgrad des Strahlers ohne Reflexionsverluste.

Frequenzbereich von 4.8 – 6 GHz. Die 3D-Druck Technik ermöglicht, dass das HF-Substrat bei dieser Anwendung keine Verwendung findet. Dies bringt einen Vorteil mit sich, da Substrate verlustbehaftete Materialen sind und dadurch der Wirkungsgrad erhöht werden kann. Weitere Gründe für die hohe Effizienz der Antenne sind, dass der Strahler aus einer gut leitenden metallischen Struktur besteht und keine diskrete Anpassschaltung verwendet wird.

Geschlossene Konus-Antenne mit kapazitiver Kopplung

Im folgenden Unterabschnitt wird eine geschlossene Konus-Antenne mit einem kapazitiv gekoppelten Anpassarm näher erläutert. Der Strahler kann aus einem Stanz- und Biegeverfahren hergestellt werden. Die Grafik 3.39 zeigt die Geometrie der Antenne.

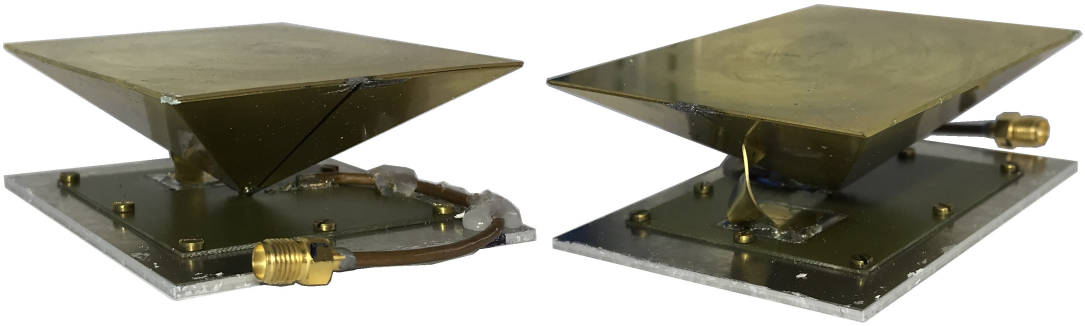


Abb. 3.39: Vorder- und Rückansicht der geschlossenen kapazitiv gekoppelten Konus-Antenne.

Sie hat die Abmessungen 80 mm × 60 mm × 29 mm. Der kapazitiv gekoppelte Arm besitzt zwei wesentliche Vorteile. Zum einen stabilisiert er die Antennenstruktur und zum anderen bietet es ein Anpassnetzwerk für das untere LTE-Band. Der Arm ist mit der Oberseite des Substrates elektrisch verbunden, dabei entsteht im Substrat eine Kapazität zwischen der Masse und Antennenstruktur. Die Auswirkung auf den

Eingangsreflexionsfaktor wird in der Abbildung 3.40 dargestellt.

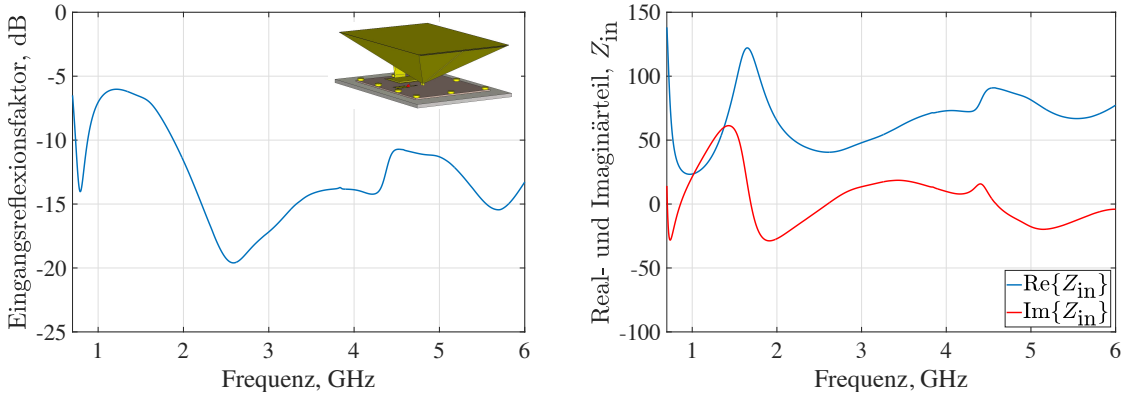


Abb. 3.40: Links: Simulierter Eingangsreflexionsfaktor. Rechts: Impedanz aufgeteilt in Real- und Imaginärteil.

Im unteren LTE-Band ist der Einfluss des kapazitiv gekoppelten Arms sichtbar. Im gesamten Frequenzband konnte auch hier ein Reflexionsfaktor unter −6 dB erreicht werden. Im Schnitt liegt der Eingangsreflexionsfaktor in der Simulation im unteren LTE-Band bei −10.6 dB. Im mittleren Band des LTE-Standards hat die Antenne einen Wert von −6 dB und in den oberen Bändern von LTE, 5G und WLAN befindet sich der Reflexionsfaktor der Antenne unter −10 dB. Der Real- und Imaginärteil des Strahlers zeigt einen ähnlichen Verlauf im Vergleich zu der Grafik 3.2. Bei höheren Frequenzen nähert sich der Imaginärteil des Strahlers zu $\approx 0\,\Omega$. Die folgende Abbildung 3.41 zeigt den gemessenen Eingangsreflexionsfaktor der kapazitiv gekoppelten Antenne.

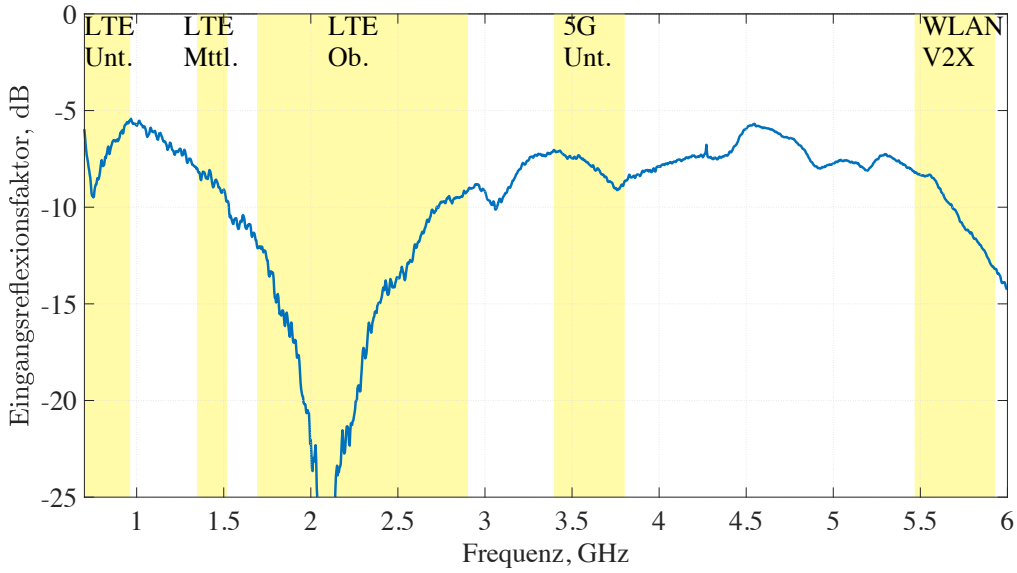
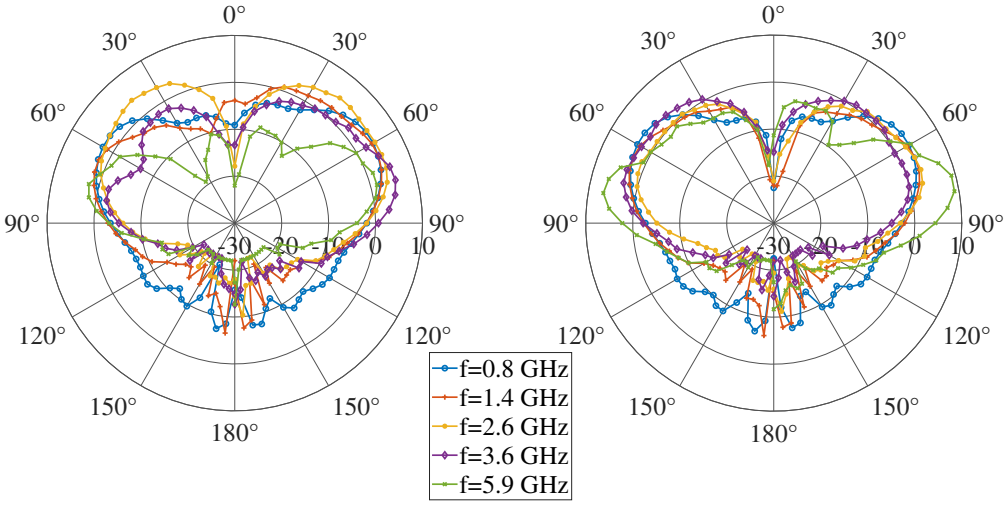


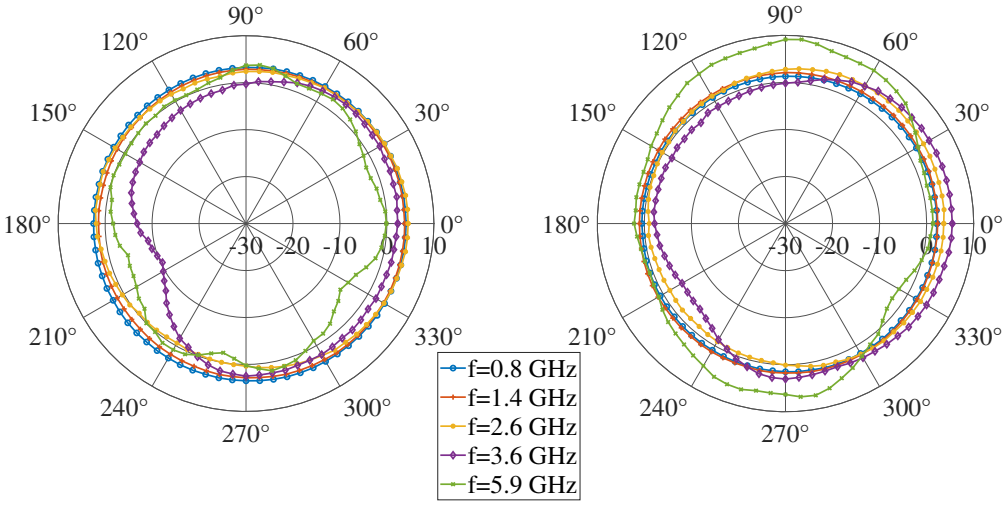
Abb. 3.41: Gemessener Reflexionsfaktor der kapazitiv gekoppelten Konus-Antenne.

Der Eingangsreflexionsfaktor der Konus-Antenne liegt im gesamten Frequenzbereich unter −6 dB. Im

Vergleich zu den Simulationsergebnissen in Bild 3.40 ist zu sehen, dass der gemessene Reflexionsfaktor im unteren LTE-Band eine nahezu exakte Übereinstimmung mit den Ergebnissen der Simulation besitzt. Im oberen Band ist das Verhalten der Antenne ähnlich, jedoch sind Abweichungen zu beobachten. Die Toleranzen in der Fertigung sorgen für den Unterschied bei höheren Frequenzen. Die Abweichungen gegenüber den Simulationsergebnissen entstehen aufgrund der fertigungsbedingten Unterschiede zwischen dem Simulationsmodell und dem aufgebauten Muster. Die Fernfelddiagramme der Konus-Antenne werden in der Grafik 3.42 dargestellt.



(a) Fernfelddiagramme im Elevationsschnitt abgebildet im linken Bild bei ϕ=0° und in der rechten Grafik bei ϕ=90°.



(b) Azimutschnitte der Fernfeldcharakteristik dargestellt in der linken Abbildung bei θ=60° und im rechten Diagramm bei θ=75°.

Abb. 3.42: Fernfeldcharakteristik der gerade angeordneten kapazitiv gekoppelten Konus-Antenne bei verschiedenen Frequenzen betrachtet im Azimut- und Elevationsschnitt.

Der kapazitiv gekoppelte Arm zeigt in Richtung des Azimutwinkels $\phi = 180°$. Somit zeigen die Seitenflächen der Antenne, jeweils in die Richtung $\phi = 90°, 270°$. Das Fernfeld besitzt bis 2.6 GHz eine omnidirektionale Charakteristik. Im unteren bis zum oberen LTE-Band ist bei dem Elevationswinkel

von $\theta = 60°$ und Azimutwinkel von $\phi = 0°$ ein Gewinn zwischen $3.8 - 4.5$ dB vorhanden. In entgegengesetzter Richtung $\phi = 180°$ ergibt sich ein Gewinn im Bereich von $1.4 - 2.4$ dB. Ein deutlich höherer Gewinn ist in Richtung $\phi = 0°$ bei 3.6 GHz zu erkennen. Im Elevationswinkel von $\theta = 75°$ besitzt der Strahler einen Gewinn von 5.4 dB bei $\phi = 0°$ und -2.1 dB bei $\phi = 180°$. Einen elliptischen Verlauf weist das Fernfelddiagramm bei 5.9 GHz. Eine höhere Abstrahlung ist an den Seitenflächen $\phi = 90°, 270°$ der Antenne vorhanden, die einen Gewinn von 9.1 dB und 6.3 dB aufzeigen. Leichte Einbrüche von -2.3 dB sind im Winkel-Bereich zwischen $\phi = 315° - 345°$ vorhanden. Der Wirkungsgrad der Antenne wird in der nächsten Grafik 3.43 dargestellt.

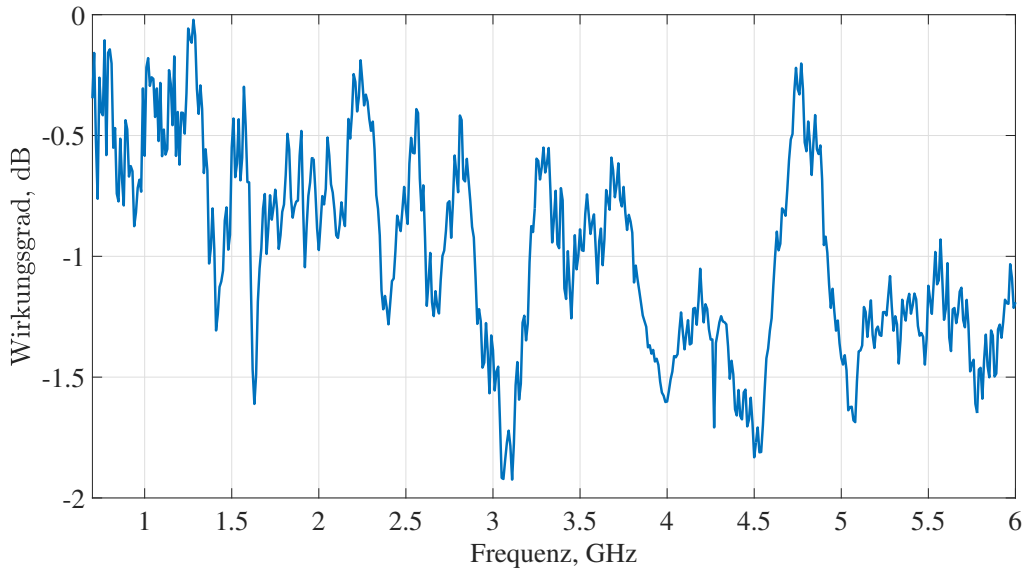


Abb. 3.43: Wirkungsgrad des Strahlers ohne Reflexionsverluste.

Im gesamten Frequenzband liegt der Wirkungsgrad nahezu unter 1.5 dB. Die leitende Oberfläche sowie auch die ausschließliche Nutzung des Substrats als Halterung sind der Grund für eine sehr gute Effizienz der Antenne.

4 Vertikal polarisierte Mehrantennensysteme für Automobilanwendungen

Die Technik in Fahrzeugen entwickelt sich stetig weiter. Die Entwicklung der Bordnetze von Automobilen geht in Richtung höherer Sicherheit und mehr Unterhaltung. Deshalb werden eine höhere Anzahl von Antennen und Sensoren in zukünftigen Autos benötigt. Die gleichzeitige Nutzung von mehreren Radiatoren im Rahmen von Multiple Input Multiple Output (MIMO) Systemen ermöglicht eine höhere Datenrate, da eine einzelne Antenne lediglich über ihre Bandbreite nicht mehr die geforderten Datenraten bewerkstelligen kann. Die Integration der verschiedenen terrestrischen und Satellitenantennen in einem versteckten Bauraum oder auf dem Dach eines Automobils, führt zu großen Herausforderungen. Da die Antennen in nächster Nähe zueinander positioniert sind, können sich die einzelnen Radiatoren gegenseitig beeinflussen. Beim Entwurf der verschiedenen Antennen müssen Maßnahmen getroffen werden, damit die Kommunikations- und Navigationsdienste in einem beengten Bauraum ihre Funktion beibehalten.
In diesem Kapitel werden Untersuchungen zu verschiedenen vertikal polarisierten Antennen in realen Einbauszenarien auf dem Automobil präsentiert. Eine theoretische Betrachtung von Mehrfachantennensystemen in hochfrequenztechnischer Sicht wird im ersten Abschnitt gegeben. Im nächsten Unterabschnitt werden zwei LTE/5G/V2X/WLAN-Antennen vorgestellt, die miteinander elektrisch verbunden sind und für eingebettete Einbauräume verwendet werden können. Das folgende Unterkapitel beschäftigt sich mit der Kombination von verschiedenen terrestrischen und Satellitenantennen auf dem Automobil. Darauffolgend werden die Ergebnisse einer realen Stadtmessung präsentiert und diskutiert.

4.1 Theoretische Betrachtungen von drahtlosen Mehrtor-Kommunikationssystemen

4.1.1 Modellbildung des Kommunikationssystemes

Die elektromagnetische Feldtheorie und Schaltungstechnik behandeln primär physikalische Aspekte der Kommunikationssysteme. Im Vergleich dazu basiert die Informations- und Signaltheorie vor allem auf mathematischen Prinzipien. Es ist wichtig in einer konsistenten Betrachtung all diese Aspekte zu vereinen [57], da in informations- und signaltheoretischer Sicht, Aspekte wie Eingangsreflexionsfaktor und gegenseitige Beeinflussung von Radiatoren oft vernachlässigt werden [24], [58].
Diese theoretische Einführung dient zur Veranschaulichung von nachrichtentechnischen System mit Bezug auf die Hochfrequenztechnik und beschreibt die grundlegenden Bereiche eines Kommunikationssystems. Am Ende des Kapitels werden die Systemkapazitätsmessungen vorgestellt, dabei stellt die hier vorgestellte Theorie die Grundlagen für das Verständnis der Messungen dar.
In der Abbildung 4.1 ist ein Ersatzschaltbild eines drahtlosen Nachrichtenübertragungssystems dargestellt.

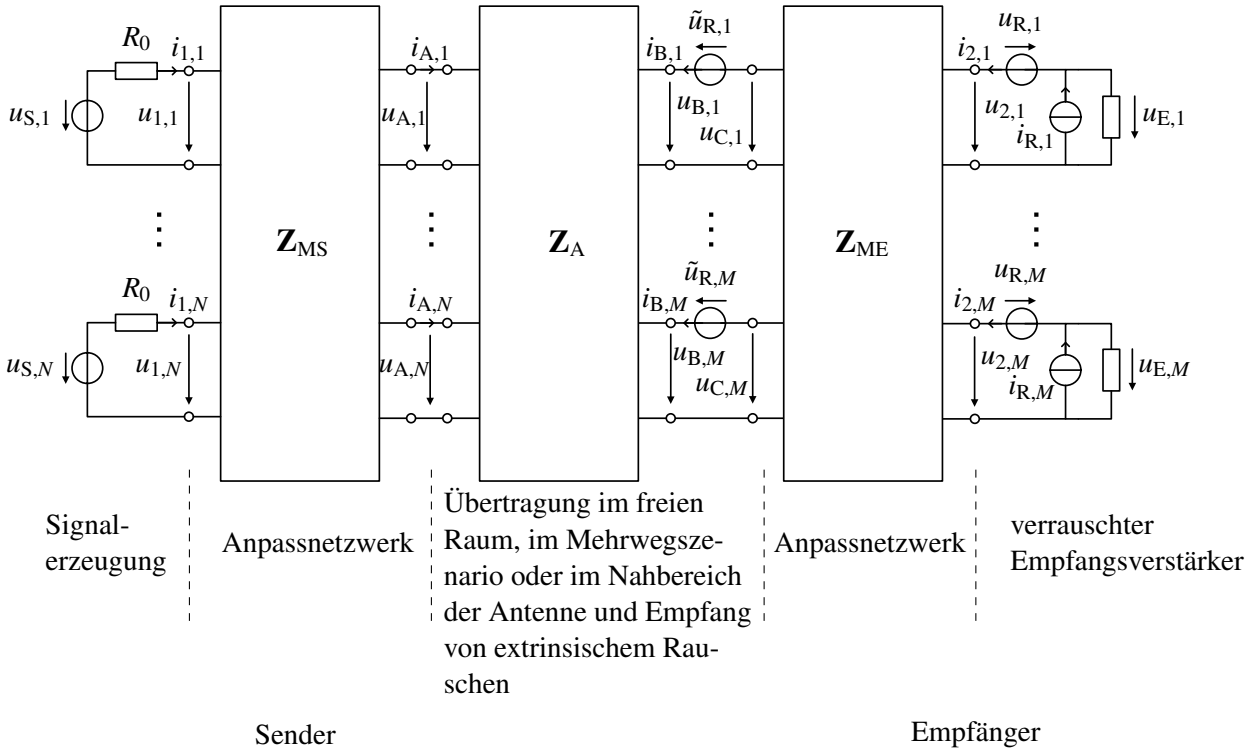


Abb. 4.1: Ersatzschaltbild eines drahtlosen Mehrantennen-Kommunikationssystems [59].

Die Mehrtore sind linear und in vier Bereiche aufgeteilt. Im Sender wird das Signal erzeugt und sende- und empfangsseitig sind Anpassnetzwerke vorhanden. Das Impedanzverhalten der Antennen, das Rauschen im Kanal und beim Empfangsverstärker werden im Modell berücksichtigt [59].

Signalerzeugung

Die Zahl der sendeseitigen Antennen wird mit N beschrieben. Die Signale werden mit einer Spannungsquelle u_S modelliert, dabei besitzt jede Antenne eine eigene Spannungsquelle und somit sind N Spannungsquellen sendeseitig vorhanden, wobei alle einen Quellwiderstand R_0 haben, der als Bezugsimpedanz gelten soll. Sie werden zu einem Vektor zusammengefasst und sind definiert mit $\boldsymbol{u}_S \in \mathbb{C}^{N\times 1} \cdot \mathrm{V}$ [60].

Sendeseitiges Anpass- und Entkoppelnetzwerk

Das Anpass- und Entkoppelnetzwerk ist das Bindeglied zwischen der Datenquelle und Antennengruppe. Sie wird beschrieben mithilfe der folgenden Gleichung [60]

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{u}_S \\ \boldsymbol{u}_A \end{bmatrix} = \boldsymbol{Z}_{MS} \begin{bmatrix} \boldsymbol{i}_1 \\ -\boldsymbol{i}_A \end{bmatrix}. \tag{4.1}$$

Die Impedanzmatrix $\boldsymbol{Z}_{\mathrm{MS}} \in \mathbb{C}^{(2N)\times(2N)} \cdot \Omega$ charakterisiert das Anpass- und Entkoppelnetzwerk, der Vektor der Klemmenspannung $\boldsymbol{u}_{\mathrm{A}} \in \mathbb{C}^{N\times 1} \cdot \mathrm{V}$ und der Vektor der Stromstärke $\boldsymbol{i}_{\mathrm{A}} \in \mathbb{C}^{N\times 1} \cdot \mathrm{A}$ stellen das ausgangsseitige Tor-Verhalten des Netzwerkes dar. Der eingangsseitige Vektor der Stromstärke wird mit $\boldsymbol{i}_1 \in \mathbb{C}^{N\times 1} \cdot \mathrm{A}$ beschrieben. Die gewünschten Eigenschaften eines Anpass- und Entkoppelnetzwerkes können mit der nächsten Beziehung [60]

$$\boldsymbol{Z}_{\mathrm{MS}} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{0}_N & -j\sqrt{R_0}\,\mathrm{Re}\{\boldsymbol{Z}_{\mathrm{AS}}\}^{1/2} \\ -j\sqrt{R_0}\,\mathrm{Re}\{\boldsymbol{Z}_{\mathrm{AS}}\}^{1/2} & -j\,\mathrm{Im}\{\boldsymbol{Z}_{\mathrm{AS}}\} \end{bmatrix}, \tag{4.2}$$

erfüllt werden. Das Netzwerk $\boldsymbol{Z}_{\mathrm{MS}}$ ist verlustlos und reziprok. Die Matrix $\boldsymbol{0}_N$ stellt eine N-dimensionale Nullmatrix dar. Die Impedanzmatrix der sendeseitigen Antennen ist mit $\boldsymbol{Z}_{\mathrm{AS}} \in \mathbb{C}^{N\times N} \cdot \Omega$ definiert.

Antennen-Mehrtor

Das Antennen- und Übertragungsverhalten wird mit der Impedanz $\boldsymbol{Z}_{\mathrm{A}} \in \mathbb{C}^{(M+N)\times(M+N)} \cdot \Omega$ beschrieben. Die folgende Gleichung stellt die Interaktion zwischen den sende- und empfangsseitigen Antennen dar [59].

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{u}_{\mathrm{A}} \\ \boldsymbol{u}_{\mathrm{B}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{Z}_{\mathrm{AS}} & \boldsymbol{Z}_{\mathrm{ASE}} \\ \boldsymbol{Z}_{\mathrm{AES}} & \boldsymbol{Z}_{\mathrm{AE}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{i}_{\mathrm{A}} \\ \boldsymbol{i}_{\mathrm{B}} \end{bmatrix} = \boldsymbol{Z}_{\mathrm{A}} \begin{bmatrix} \boldsymbol{i}_{\mathrm{A}} \\ \boldsymbol{i}_{\mathrm{B}} \end{bmatrix}. \tag{4.3}$$

Die Impedanzmatrix der Empfangsantennen wird mit $\boldsymbol{Z}_{\mathrm{AE}} \in \mathbb{C}^{M\times M} \cdot \Omega$ beschrieben, wobei M Antennen empfangsseitig vorhanden sind und der Vektor der empfangsseitigen Stromstärke wird mit $\boldsymbol{i}_{\mathrm{B}} \in \mathbb{C}^{M\times 1} \cdot \mathrm{A}$ definiert. Der Übertragungsweg zwischen den Sende- und Empfangsantennen wird mit $\boldsymbol{Z}_{\mathrm{ASE}} \in \mathbb{C}^{N\times M} \cdot \Omega$ und $\boldsymbol{Z}_{\mathrm{AES}} \in \mathbb{C}^{M\times N} \cdot \Omega$ dargestellt. Da die Strahler zueinander reziprok sind, gilt $\boldsymbol{Z}_{\mathrm{A}} = \boldsymbol{Z}_{\mathrm{A}}^{\mathrm{T}}$, dies hat zur Folge, dass die Impedanzmatrizen jeweils symmetrisch sind. Im Antennen-Mehrtor können unterschiedliche Ausbreitungsszenarien unter anderem Richtfunk- oder auch Reflexionsszenarien analysiert werden [59].

Rauschen

Bei der drahtlosen Kommunikation wird zwischen extrinsischem und intrinsischem Rauschen unterschieden. Beim extrinsischem Rauschen stören äußere Einflüsse das gesendete Signal. Einige Beispiele sind Hintergrund-, kosmisches, und terrestrisches Rauschen. Im Gegensatz dazu, werden innere Einflüsse, wie Wärmerauschen, Brownsche Molekularbewegungen etc. zu intrinsischem Rauschen gezählt. In diesem Bereich des Modells soll nun das extrinsische Rauschen betrachtet werden. Die Impedanz $\boldsymbol{Z}_{\mathrm{A}}$ beschreibt eine rauschfreie Kommunikation zwischen den Antennen. Die entstehenden Rauschspannungen $\tilde{\boldsymbol{u}}_{\mathrm{R}}$ bei den einzelnen Empfangsstrahlern sind für gewöhnlich korreliert. Wichtige Faktoren für die Korrelation sind der Abstand zwischen den Antennen, die Fernfeldcharakteristik sowie auch die räumliche Verteilung des Hintergrundrauschens [59]. Die Quellrauschspannung $\tilde{u}_{\mathrm{R}} \in \mathbb{C}^{M\times 1} \cdot \mathrm{V}$ besitzt die folgende Korrelationsmatrix [60]

$$\mathrm{E}[\tilde{\boldsymbol{u}}_{\mathrm{R}}\tilde{\boldsymbol{u}}_{\mathrm{R}}^{\mathrm{H}}] = 4kT_{\mathrm{A}}\Delta f\,\mathrm{Re}\{\boldsymbol{Z}_{\mathrm{AE}}\}. \tag{4.4}$$

Die Boltzman Konstante wird mit k, die Antennenrauschtemperatur mit T_{A} und die Kanalbandbreite mit Δf beschrieben [60].

Empfangsseitiges Anpass- und Entkoppelnetzwerk

Die Impedanzmatrix $\boldsymbol{Z}_{\mathrm{ME}}$ beschreibt die Eigenschaften des Anpass- und Entkoppelnetzwerkes auf der Seite des Empfängers. Die nächste Gleichung zeigt die Verbindung zwischen den Empfangsantennen und dem rauscharmen Verstärker [60]

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{u}_2 \\ \boldsymbol{u}_{\mathrm{C}} \end{bmatrix} = \boldsymbol{Z}_{\mathrm{ME}} \begin{bmatrix} \boldsymbol{i}_2 \\ -\boldsymbol{i}_{\mathrm{B}} \end{bmatrix}. \tag{4.5}$$

Die Impedanz $\boldsymbol{Z}_{\mathrm{ME}} \in \mathbb{C}^{(2M)\times(2M)} \cdot \Omega$ definiert das Anpass- und Entkoppelnetzwerk. Dieses ist reziprok und symmetrisch. Die elektrische Spannungen werden mit $\boldsymbol{u}_2, \boldsymbol{u}_{\mathrm{C}} \in \mathbb{C}^{M\times 1} \cdot \mathrm{V}$ und die Stromstärke mit $\boldsymbol{i}_2 \in \mathbb{C}^{M\times 1} \cdot \mathrm{A}$ beschrieben [61], [60].
Es sind zwei Varianten vorhanden, um den Empfänger optimal anzupassen. Ob eine Rausch- oder Impedanzanpassung vorgenommen wird, liegt in der Auslegung des minimal benötigten Signal- zu Rauschabstands und des empfangenen Signalpegels. Bei einem sehr niedrigen Signalpegel ist eine Rauschanpassung besser geeignet als eine Impedanzanpassung. Im Gegensatz dazu ist bei einem höheren Signalpegel eine Leistungsanpassung in Erwägung zu ziehen [62]. Das Netzwerk $\boldsymbol{Z}_{\mathrm{ME}}$, das die Antennen zueinander entkoppelt und anpasst, wird in der Gleichung 4.6 vorgestellt [59]

$$\boldsymbol{Z}_{\mathrm{ME}} = \begin{bmatrix} j\,\mathrm{Im}\{Z_{\mathrm{out}}\}\boldsymbol{I_M} & j\sqrt{Z_{\mathrm{out}}}\,\mathrm{Re}\{\boldsymbol{Z}_{\mathrm{AE}}\}^{1/2} \\ j\sqrt{Z_{\mathrm{out}}}\,\mathrm{Re}\{\boldsymbol{Z}_{\mathrm{AE}}\}^{1/2} & -j\,\mathrm{Im}\{\boldsymbol{Z}_{\mathrm{AE}}\} \end{bmatrix}. \tag{4.6}$$

Die Impedanz Z_{out} kann variabel gewählt werden, für eine Leistungsanpassung muss $Z_{\mathrm{out}} = R_0$ sein und für eine Rauschanpassung wird die Gleichung in dem nächsten Unterabschnitt *Rauscharmer Verstärker* vorgestellt. Die Matrix $\boldsymbol{I_M}$ stellt eine M-dimensionale Einheitsmatrix dar.
Die resultierende Schaltung aus der Impedanzmatrix $\boldsymbol{Z}_{\mathrm{MS}}$ und $\boldsymbol{Z}_{\mathrm{ME}}$ soll nun erläutert werden. Ein vereinfachtes Netzwerk aus diskreten Elementen kann mit der Admittanzmatrix hergeleitet werden. Die Admittanzmatrix wird in der nächsten Gleichung dargestellt [63]

$$\boldsymbol{Y}_{\mathrm{MS,\,ME}} = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^{2M} p_{1,i} & -p_{1,2} & \cdots & -p_{1,2M} \\ -p_{1,2} & \sum_{i=1}^{2M} p_{2,i} & \cdots & -p_{2,2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -p_{1,2M} & -p_{2,2M} & \cdots & \sum_{i=1}^{2M} p_{\mathrm{i},2M} \end{bmatrix}. \tag{4.7}$$

Die nicht diagonalen Elemente in der Admittanzmatrix geben die Werte der Induktivitäten oder der Kapazitäten in der Schaltung an.
Die Abbildung 4.2 stellt die Netzwerk-Topologie dar. Das Netzwerk aus vier Toren besteht aus 10 Blindleitwerten. Es können eventuell diskrete Elemente aus dem Netzwerk entfallen, falls ein physikalischer Kurzschluss oder Leerlauf vorhanden ist. Das Netzwerk zeigt nur für einen Frequenzpunkt eine perfekte Entkopplung und Anpassung, für ein breitbandigeres Verhalten müssten mehrere Frequenzpunkte analysiert und daraus ein Netzwerk gebildet werden, die in diesem Frequenzbereich die gewünschten Anforderungen besitzen.

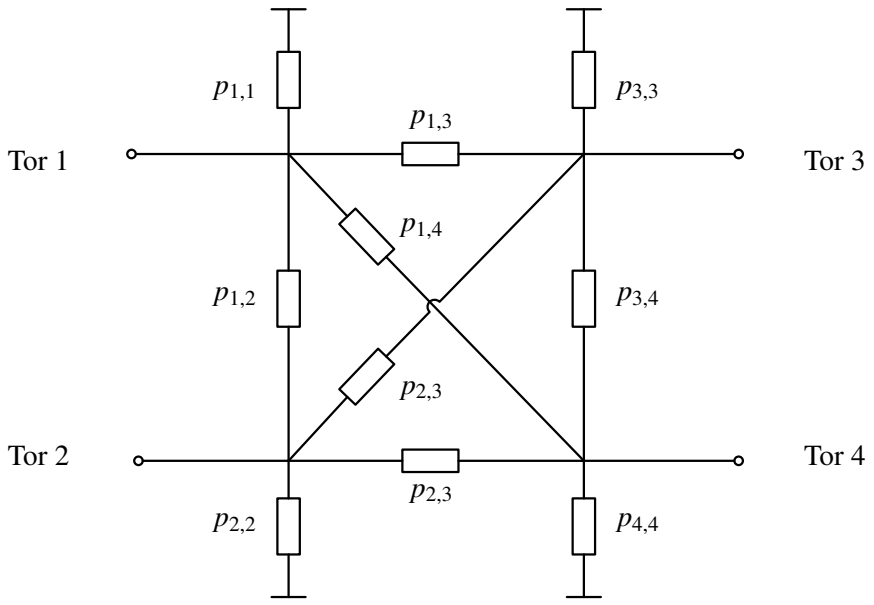


Abb. 4.2: Netzwerk-Topologie einer 4-Tor Admittanzmatrix.

Rauscharmer Verstärker

Das intrinsische Rauschen wird beim rauscharmen Verstärker modelliert. Die Rauschquellspannung ist mit $\boldsymbol{u}_{\mathrm{R}} \in \mathbb{C}^{M\times 1} \cdot \mathrm{V}$ und ist mit Stromstärke $\boldsymbol{i}_{\mathrm{R}} \in \mathbb{C}^{M\times 1} \cdot \mathrm{A}$ definiert. Der Rauschwiderstand wird mit der folgenden Gleichung beschrieben [60]

$$\mathrm{R_N} = \sqrt{\frac{\mathrm{E}[|u_{\mathrm{R,j}}|^2]}{\mathrm{E}[|i_{\mathrm{R,j}}|^2]}}, \quad \forall j. \tag{4.8}$$

Nachfolgend soll die Korrelation vom Rauschen beim Empfangsverstärker dargestellt werden [60]

$$\rho = \frac{\mathrm{E}[|u_{\mathrm{R,j}}, i^*_{\mathrm{R,j}}|]}{\mathrm{E}[|u_{\mathrm{R,j}}|^2]\mathrm{E}[|i_{\mathrm{R,j}}|^2]}, \quad \forall j. \tag{4.9}$$

Da beim rauscharmen Verstärker eine niedrige Rauschzahl gewünscht ist, zeigt die nächste Gleichung die optimale Impedanz für die Rauschanpassung [60]

$$\mathrm{Z_{opt}} = \mathrm{R_N}\left(\sqrt{1-(\mathrm{Im}\{\rho\})^2} + j\,\mathrm{Im}\{\rho\}\right). \tag{4.10}$$

4.1.2 Kanalmatrix des Mehrantennen-Übertragungssystems

Im folgenden soll der Zusammenhang zwischen dem Mehrtor-Kommunikationssystem und dem nachrichtentechnischen Übertragungsmodell gegeben werden. Die gesendete Leistung lässt sich über die folgende Beziehung [60]

$$P_{\mathrm{S}} = \frac{1}{4R_0}\mathrm{E}[||\boldsymbol{u}_{\mathrm{s}}||_2^2], \tag{4.11}$$

ermitteln. Die euklidische Norm wird mit dem Ausdruck $\mathrm{E}[||\cdot||_2]$ beschrieben. Die Kanaleingangs- und Ausgangsvektoren $\boldsymbol{x} \in \mathbb{C}^{N\times 1}\cdot\sqrt{\mathrm{W}}$, $\boldsymbol{y} \in \mathbb{C}^{M\times 1}\cdot\sqrt{\mathrm{W}}$ ergeben somit [60]:

$$\boldsymbol{x} = \frac{1}{2\sqrt{R_0}}\boldsymbol{u}_{\mathrm{s}}, \tag{4.12}$$

$$\boldsymbol{y} = \frac{|R_0 + Z_{\mathrm{out}}|}{R_0\sqrt{R_{\mathrm{N}}\sqrt{1-(\mathrm{Im}\{\rho\})^2}}}\boldsymbol{u}_{\mathrm{E}}. \tag{4.13}$$

Die Beziehung des Kanals mit dem Eingang und Ausgang lässt sich wie folgt darstellen [64]:

$$\boldsymbol{y} = \boldsymbol{H}\boldsymbol{x} + \boldsymbol{\vartheta}. \tag{4.14}$$

Der Kanal ist eine $\boldsymbol{H} \in \mathbb{C}^{M\times N}$ komplexe Matrix und das Rauschen ein $\boldsymbol{\vartheta} \in \mathbb{C}^{M\times 1}\cdot\sqrt{\mathrm{W}}$ komplexer Vektor. Mit der Eingangs- und Ausgangsimpedanz sowie auch der Transimpedanz lässt sich der Kanal vollständig beschreiben [59]

$$\boldsymbol{H} = \mathrm{Re}\{\boldsymbol{Z}_{\mathrm{AS}}\}^{-1/2}\boldsymbol{Z}_{\mathrm{AES}}\,\mathrm{Re}\{\boldsymbol{Z}_{\mathrm{AE}}\}^{-1/2}. \tag{4.15}$$

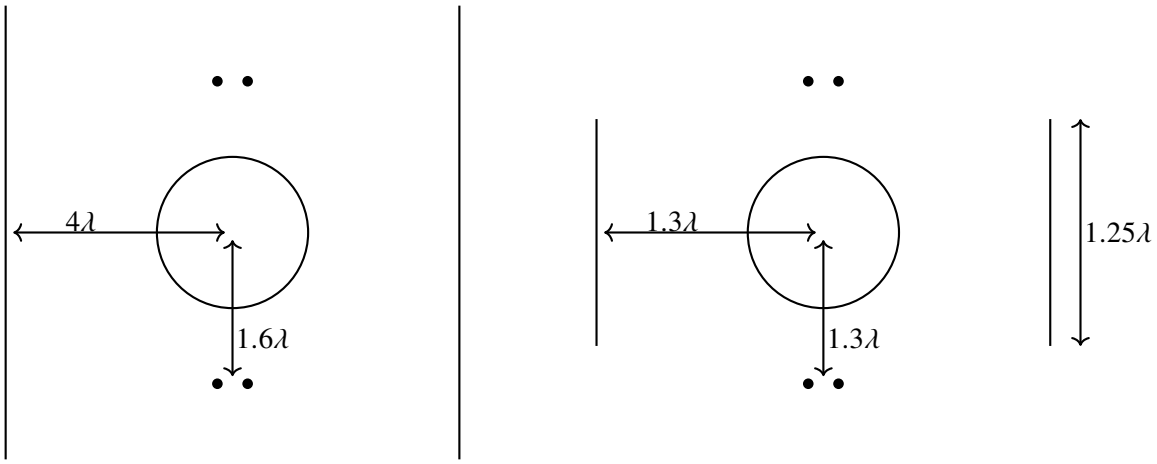
Die Kanalmatrix lässt sich ausschließlich von der Eingangs- , Ausgangs- und Transimpedanz $\boldsymbol{Z}_{\mathrm{A}}$ herleiten. Der Einfluss aller Verkopplungen zwischen den Antennen und deren Übertragungsweg werden in Gleichung 4.15 erfasst. Die gesamte Kanalkapazität von Mehrantennen-Kommunikationssystemen kann mit der Gleichung 4.16 ermittelt werden [64]

$$C = \sum_{i=1}^{N} C_i. \tag{4.16}$$

Die Kanalkapazitäten lassen sich mit der folgenden Beziehung berechnen [64]

$$C_i = \log_2\left(1 + P_{\mathrm{S}}\frac{\chi_i}{2\sigma_{\vartheta}^2}\right) \quad \forall i. \tag{4.17}$$

Dabei sind die Eigenwerte von $\boldsymbol{H}^H\boldsymbol{H}$ mit $\boldsymbol{\chi} \in \mathbb{C}^{N\times 1}$ und die effektive Rauschleistung mit $\sigma_{\vartheta} \in \mathbb{C}\cdot\sqrt{\mathrm{W}}$ definiert [60].
Nun soll die Kanalkapazität in Bezug auf den Abstand der Antennen untersucht werden. Dazu werden zwei verschiedene Szenerien für eine Ausbreitung der elektromagnetischen Wellen im Vergleich betrachtet, welche in Grafik 4.3 illustriert sind.



(a) Szenario mit unendlich langen Reflektoren.

(b) Modell mit endlich langen Reflektoren.

Abb. 4.3: Zwei verschiedene Szenarien mit einer Kugel in der Mitte und zwei Reflektoren an der Seite, aber mit unterschiedlichen Entfernungen der Antennen zu ihrer Umgebung.

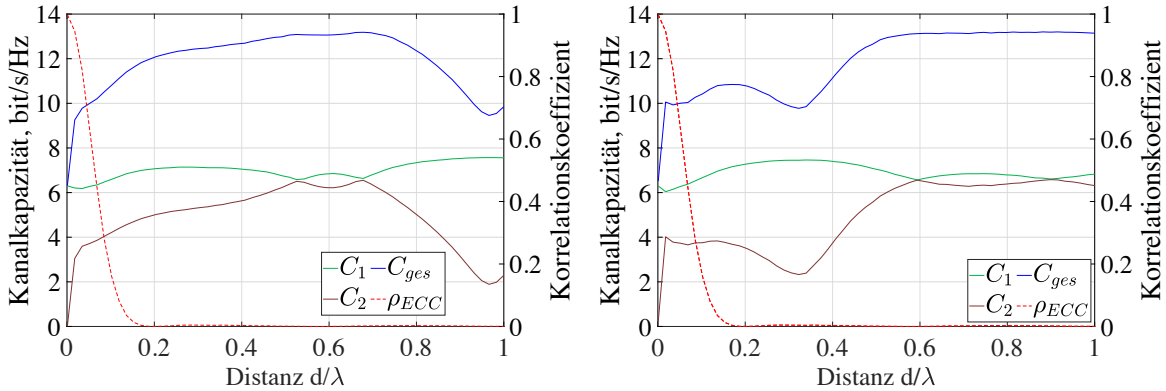
Die Kugel und Reflektoren bestehen aus einem perfekten elektrischen Leiter, damit keine Oberflächenverluste auf dem Material entstehen. Zudem wird die Freiraumdämpfung im Übertragungsmedium normiert, damit nur die Antennen und der Übertragungsweg die Hauptrolle in der Betrachtung spielen. Im linken Modell 4.3 (a) ist ein Abstand zwischen Kugelmitte und den Reflektoren von 4λ vorhanden, dabei weist das rechte Beispiel 4.3 (b) eine Distanz von 1.3λ auf. Die Antennen im rechten Modell sind näher an der Kugel positioniert, wobei im linken Szenario die Strahler einen leicht größeren Abstand besitzen.
Es soll nun gezeigt werden, dass die Distanz der Antennen zueinander wichtig ist und einen Einfluss auf die Systemkapazität von Mehrfachantennensystemen hat. Die Kanalkapazität soll bezogen auf die Korrelation der Antennen dargestellt werden. Die Korrelation (*engl.: envelope correlation coefficient*) der Strahler wird mit der folgenden Gleichung beschrieben [65]

$$\rho_{\mathrm{ECC}} = \frac{\left|\int_{\partial V}\left[\boldsymbol{F}_1(\theta,\phi)\boldsymbol{F}_2^H(\theta,\phi)\right]\cdot d\boldsymbol{A}\right|^2}{\int_{\partial V}|\boldsymbol{F}_1(\theta,\phi)|^2\cdot d\boldsymbol{A}\int_{\partial V}|\boldsymbol{F}_2(\theta,\phi)|^2\cdot d\boldsymbol{A}}. \tag{4.18}$$

Die Fernfeld-Matrizen der Antennen sind mit $\boldsymbol{F}_{1,2} \in \mathbb{C}^{T\times P}$ auf einer Kugelhülle definiert in deren Zentrum die Antenne sich befindet, wobei T, P jeweils die Aufzeichnungspunkte auf der gemessenen Sphäre, aufgeteilt in Elevations- und Azimutwinkel, sind. Falls sich keine Streukörper in der Nähe der Strahler befinden und diese verlustlos sind und alle Raumwinkel gleich behandelt werden, kann die Korrelation der Antennen mithilfe der Streuparameter ermittelt werden [65]

$$\rho_{\mathrm{ECC}} = \frac{\left|S_{11}^* S_{21} + S_{21}^* S_{22}\right|^2}{\left(1-\left(|S_{11}|^2+|S_{21}|^2\right)\right)\left(1-\left(|S_{22}|^2+|S_{12}|^2\right)\right)}. \tag{4.19}$$

Die Kanalkapazitäten der beiden Übertragungssysteme, dargestellt in der Grafik 4.3, sollen nun vorgestellt werden. Die nächsten beiden Abbildungen 4.4 zeigen die Kanalkapazitäten, die einzelnen Informationsflüsse und die Korrelation der Antennen zueinander.



(a) Kanalkapazität des Szenarios mit den unendlich langen Reflektoren.

(b) Kanalkapazität des Modells mit den endlich langen Reflektoren.

Abb. 4.4: Systemkapazität der beiden unterschiedlichen Szenarien in Abhängigkeit zu den Korrelationskoeffizienten und Antennenabstand.

Es ist zu sehen, dass die Kanalkapazitäten einen unterschiedlichen Verlauf aufweisen. Die linke Abbildung hat ihr Maximum bei einem normierten Abstand von $d/\lambda = 0.67$ und die rechte Konstellation zeigt eine gleichbleibende Kapazität ab einer Entfernung $d/\lambda \geq 0.6$. Es wäre in der linken Darstellung möglich, die Antennen in einem Abstand von $d/\lambda = 0.3$ zu platzieren, dabei würden 95 % der maximalen Kanalkapazität erreicht. Im rechten Szenario wäre eine gute Antennendistanz bei $d/\lambda = 0.6$ gegeben. Die beiden Beispiele zeigen, dass der Übertragungsweg eine immense Bedeutung aufweist bei der optimalen Antennenpositionierung. Eine größer werdende Antennendistanz hat nicht immer zur Folge, dass die Systemkapazität steigt oder im Optimum ist. In der linken Abbildung ist dies der Fall, bei einer Distanz von $d/\lambda = 0.96$ ist dieselbe Kanalkapazität, als wie bei einem Abstand von $d/\lambda = 0.02$ vorhanden. Die nächste Abbildung 4.5 zeigt die Kanalkapazität eines Rayleigh-verteilten Kanals, die mithilfe der Gleichung 4.17 ermittelt werden kann [66].

In urbanen Umgebungen ist in der Regel kein Sichtkontakt zwischen Sender und Empfänger vorhanden. Die Mobilkommunikation findet durch Mehrwegausbreitung der elektromagnetischen Wellen statt. Der Übertragungsweg kann mit einem Rayleigh-verteilten Kanal modelliert werden [67]. In der Abbildung ist ab einem Abstand von $d/\lambda \geq 0.4$ eine gleiche bleibende Kanalkapazität vorhanden [68], [69]. Bei einem Korrelationskoeffizienten von 0.5 werden 82 % der maximalen Kanalkapazität erreicht, wobei bei Mehrantennensystemen mit zwei Strahlern eine Korrelation ≤ 0.5 angestrebt wird [70]. Es sollten Korrelationswerte $\ll 0.5$ bei mehr als zwei Antennen ausgelegt werden, damit die Systemkapazität nicht wesentlich beeinflusst wird [71]. Ein Signal-zu-Rausch Abstand (SNR) von 20 dB wurde für die Auswertungen der Kanalkapazität ausgewählt. Die Ergebnisse zeigen, dass der Übertragungsweg eine wichtige Rolle bei der Systemkapazität besitzt und dementsprechend die Antennen optimal positioniert werden sollten.

Es müssen in zukünftigen Automobilen immer kompaktere Lösungen für die Implementierung von Antennensystemen gefunden werden, da die Systeme meist äußerlich nicht mehr sichtbar sein sollen. Die Anforderungen sind nur zu erfüllen, falls die Radiatoren in flacher Bauform konzipiert werden. Des Weiteren spielen die Reproduzierbarkeit und Herstellkosten eine große Rolle. In diesem Unterkapitel wird ein Zwei-Antennensystem vorgestellt, welches eine zusammenhängende Struktur besitzt und

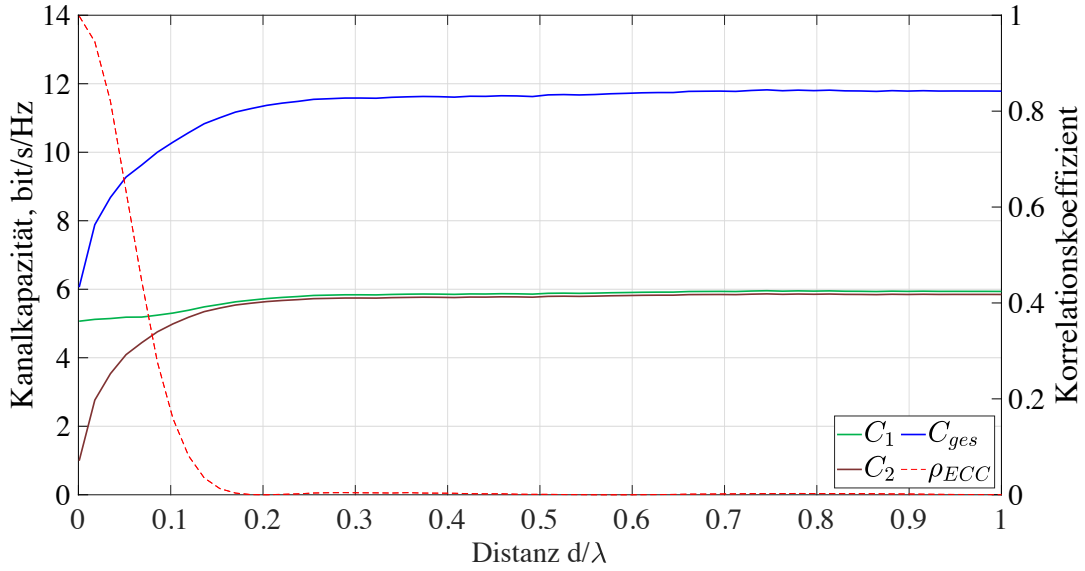


Abb. 4.5: Kanalkapazität eines Rayleigh-verteilten Szenarios.

dennoch eine gute Entkopplung zwischen den zwei Antennen ermöglicht. Die Antennenstruktur kann mit einem Stanz- und Biegeverfahren kostengünstig produziert werden Die Grafik 4.6 zeigt das realisierte Antennensystem.

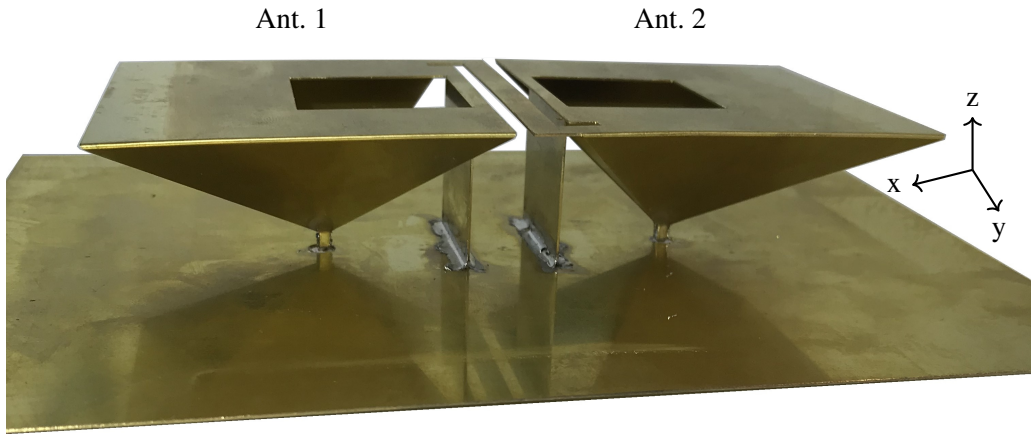


Abb. 4.6: Konische Mehrfachantenne bestehend aus einer verbundenen Struktur.

Das System hat die folgenden Abmessungen 145 mm × 70 mm × 30 mm. Der Steg, der die beiden Antennen miteinander verbindet, hat eine Breite von 5 mm. Die induktive Verbindung der Strahler zu der Masse, ist in der Breite mit 28 mm bemaßt. Die Verbindung zu der Masse spielt eine wichtige Rolle bei der Anpassung und mechanischen Stabilisation des Systems. Das System wird mithilfe eines Fräs- und Biegeverfahrens mit der Masse elektrisch in Kontakt gebracht. Die Antennen werden jeweils an ihren konischen Fußpunkten mit Anschlußkabeln über einen koaxialen Steckverbinder verbunden. Die Ergebnisse der Simulation und Messung sind in der Abbildung 4.7 zusammengefasst.

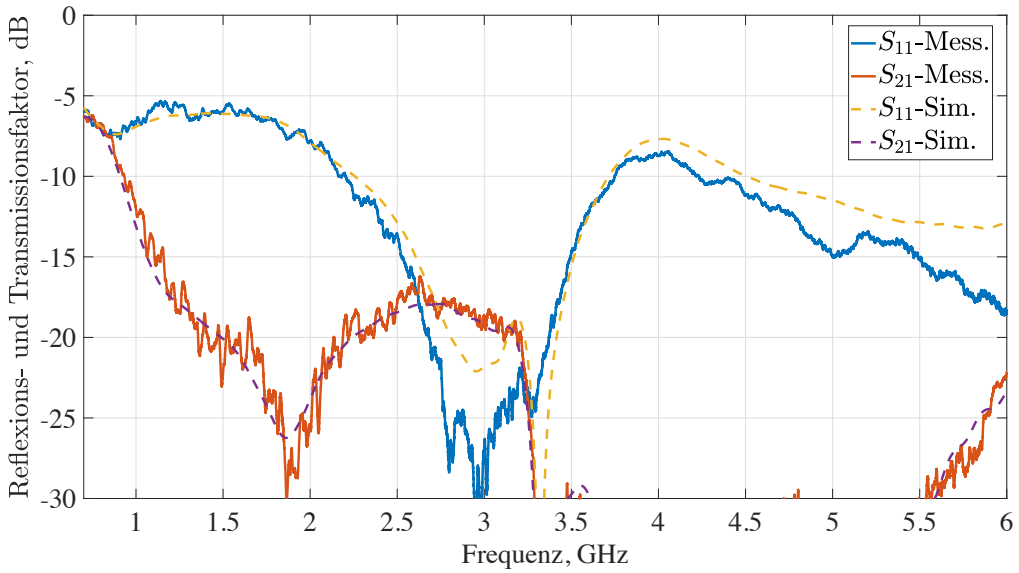


Abb. 4.7: Streuparameter des Zweitor-Antennensystems. Vergleich von Simulation und Messung in einem Frequenzbereich von 0.7-6 GHz.

Die simulierten und gemessenen Kurven der Reflexions- und Transmissionsfaktoren stimmen sehr gut überein. Der Eingangsreflexionsfaktor zeigt im Frequenzbereich von 2.6-3.4 GHz und von 5.4-6 GHz einen geringen Unterschied. Dieser ist jedoch geringer als 0.1 zwischen den linearen Streuparameter-Beträgen. Die geringfügige Differenz lässt sich, durch die Fertigungstoleranzen sowie auch der Lötstelle des Steckers mit dem Antennenfuß erklären. Die elektrische Verbindung der Antennenstruktur mit dem Konnektor bewirkt bei den genannten Frequenzen eine höhere Induktivität. Die Reflexionsfaktoren beider Antennen liegen im gewünschten Frequenzbereich unter −6 dB. Der Höchstwert der elektromagnetischen Verkopplung ist bei der Frequenz 700 MHz vorhanden und besitzt den Wert $|S_{21}| = -6.3\,\text{dB}$. Ohne eine induktive Verbindung zwischen den beiden Strahlerstrukturen, ergibt sich für die Verkopplung ein Wert von $|S_{21}| = -2\,\text{dB}$ bei 700 MHz.

Die Funktionsweise des Antennensystems wird im Folgenden mithilfe der charakteristischen Moden vorgestellt. Es werden die ersten vier Moden und der Oberflächenstrom auf der Antennenstruktur dargestellt. In der Grafik 4.8 sind die charakteristischen Moden illustriert.

Die Oberflächenströme fließen im ersten Schwingungsmodus hauptsächlich an den Kanten der Antenne. Dies ist gewünscht, da der erste Modus einen vertikal polarisierten omnidirektionalen Radiator beschreibt. Der ausschlaggebende elektrische Strom befindet sich bei dem zweiten Modus auf dem Steg, der den Übergang zwischen den beiden Konus-Antennen bildet. Es hat die Eigenschaft einer Dipol-Antenne und besitzt eine Fernfeldcharakteristik, das omnidirektional in der x-z-Ebene liegt. Der dritte Modus ist eine Mischung aus dem ersten und zweiten Modus und ihr Fernfeld setzt sich auch aus diesen zusammen, jedoch zeigen die Oberflächenströme an den äußeren Kanten der Antenne in die entgegengesetzte Richtung. Der vierte Modus beschreibt einen Stromweg, der durch die äußeren Kanten einmal um die Struktur verläuft. Die Oberflächenströme sind jeweils bei beiden Antennen nur an einer äußeren Kante phasengleich. Dies hat zur Folge, dass die Fernfeldmaxima in y-Richtung liegen. In der Grafik 4.9 werden die Eigenwerte und modale Signifikanz im unteren Frequenzbereich von 0.7-1 GHz dargestellt.

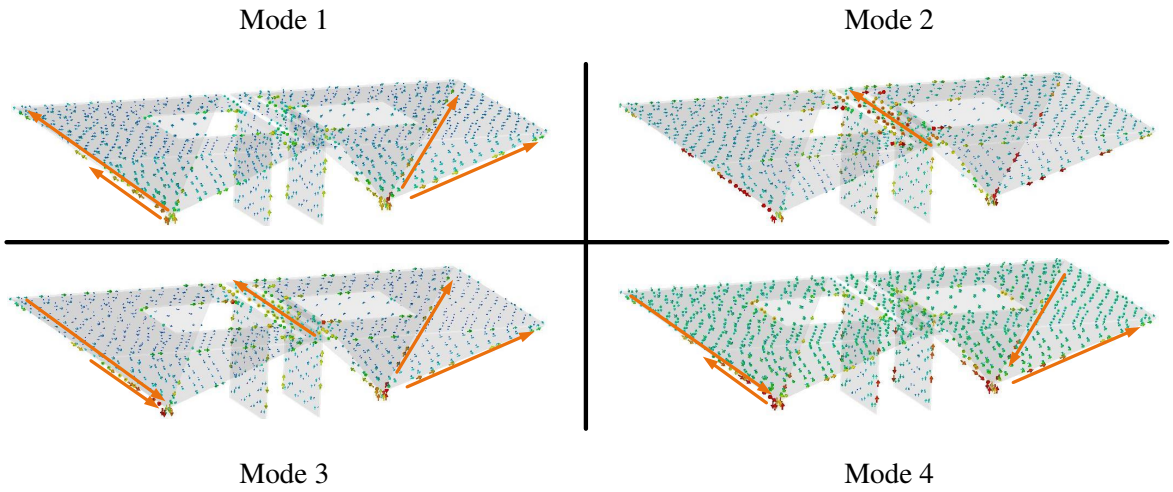


Abb. 4.8: Die ersten vier charakteristischen Moden bei 700 MHz, dargestellt sind die Oberflächenströme auf der Struktur.

Die Moden des Antennensystems sind im unteren Frequenzbereich von großer Bedeutung, da hier mithilfe der Stromverteilung die Entkopplung sowie auch die Funktion des Strahlers erklärt werden können. Ein metallischer Körper hat ein kapazitives Verhalten bei $\lambda_n < 0$ und eine induktive Eigenschaft bei $\lambda_n > 0$. In natürlicher Resonanz ist ein Körper, falls $\lambda = 0$ beträgt. Die modale Signifikanz $\mathrm{MS} = |1/(1 + j\lambda_n)|$ stellt ein Hilfsmittel für die Darstellung der Eigenwerte dar. Bei einem Wert von $\mathrm{MS} = 1$ ist die Struktur in Resonanz. Die Eigenwerte werden in einem Intervall von $[-\infty, +\infty]$ dargestellt, im Gegensatz dazu benötigt die modale Signifikanz einen Bereich von 0 bis 1 [72]. In der Abbildung 4.9 ist zu sehen, dass der erste Modus über den dargestellten Frequenzbereich dominant ist. Ein breitbandiges Verhalten kommt aufgrund der konischen Form der Strahler und dem phasengleichen Oberflächenstrom an den Kanten der Antennen zustande. Der zweite und vierte Modus kann für die Betrachtung vernachlässigt werden, da sie im Frequenzbereich nicht resonant sind. Eine natürliche Resonanz entsteht beim dritten Modus bei 978 MHz. Der dritte Modus zeigt eine Abstrahlung in der x-z

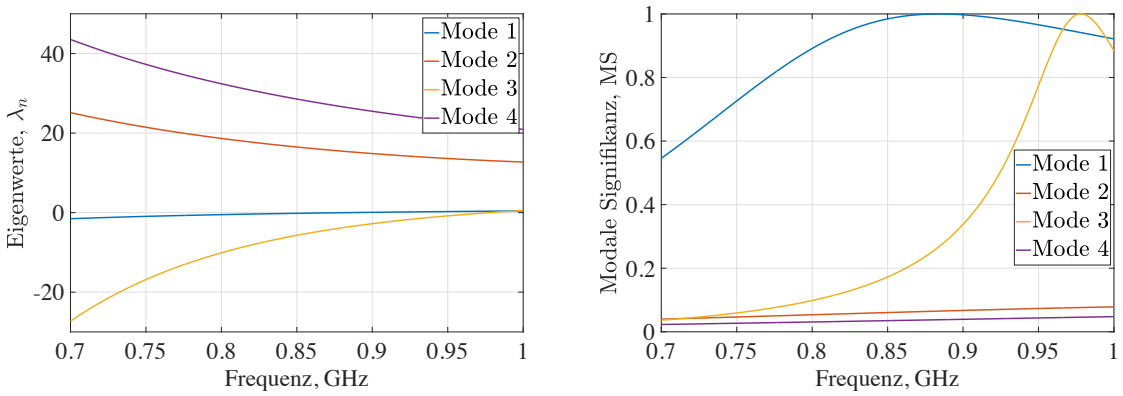
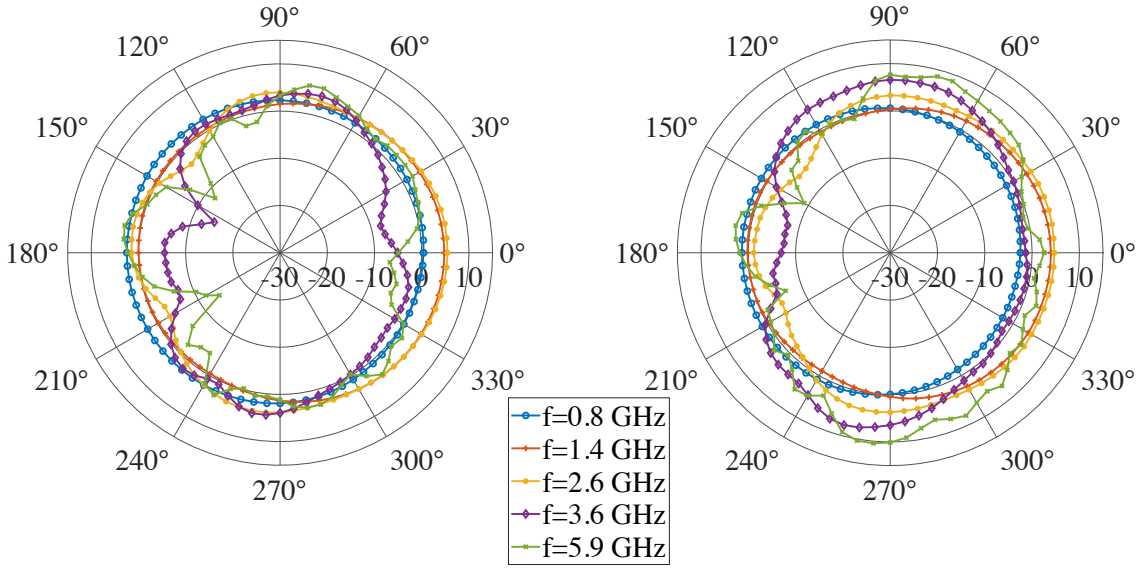
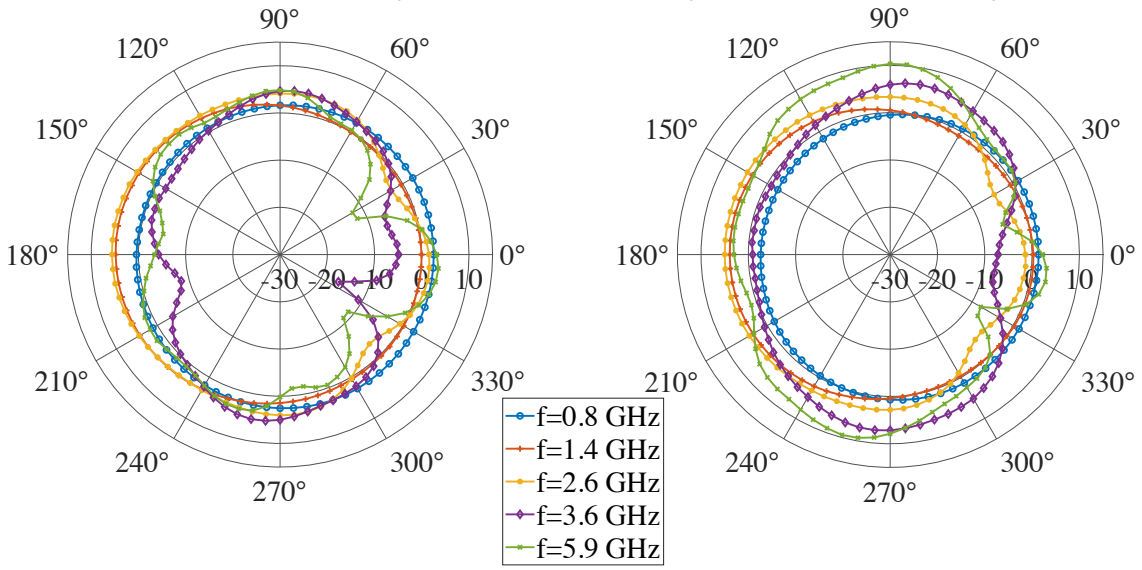


Abb. 4.9: Eigenwerte und modale Signifikanz der einzelnen Moden.

Ebene, jedoch liegt diese Frequenz zwischen dem unteren und mittleren LTE-Frequenzband und hat keinen Einfluss auf die Fernfeldcharakteristik der Antennen in den relevanten Frequenzbändern. Die räumliche Trennung der dominanten Oberflächenströme, die Position des induktiven Kurzschlusses und die optimale Dimensionierung des Steges bewirken die höhere Entkopplung im System. In der Grafik 4.10 werden die gemessenen Fernfelddiagramme des Antennensystems vorgestellt. Die Monopolantennen sind auf einer kreissymmetrischen Massefläche mit einem Durchmesser von 1.2 m gemessen worden, dabei hebt sich die Hauptstrahlrichtung von Monopolartigen-Strahlern bei $f \approx 1\,\text{GHz}$ auf $\theta = 60°$ und bei $f \approx 4\,\text{GHz}$ auf $\theta = 75°$.



(a) Azimutschnitte der ersten Antenne, dargestellt in der linken Abbildung bei θ=60° und im rechten Diagramm bei θ=75°.



(b) Azimutschnitte der zweiten Antenne, dargestellt in der linken Abbildung bei θ=60° und im rechten Diagramm bei θ=75°.

Abb. 4.10: Azimutschnitte des Antennensystems bei verschiedenen Frequenzen.

Die Fernfeldcharakteristika zeigen einen omnidirektionalen bis leicht elliptischen Verlauf. Bis 2.6 GHz ist eine omnidirektionale Charakteristik zu erkennen, ab 3.6 GHz ist eine gewisse elliptische Abstrahlung vorhanden. Bei 1.4 GHz ist eine leicht direktive Fernfeldcharakteristik zu sehen, da der erste Modus seine dominanten Oberflächenströme an den äußeren Kanten der Antenne besitzt. Im Vergleich zwischen dem maximalen und minimalen Wert im Abstrahldiagramm, ergibt sich ein Unterschied von 4 dB. An den Seiten der Antenne ist ein Gewinn von 1.4 dB vorhanden. Bei 2.6 GHz und 5.9 GHz sind Einzüge in Richtung der nebenstehenden Antenne zu beobachten. Der Grund ist, dass der induktive Masse-Anschluss einen Einfluss auf die Abstrahlung der Strahler hat. Die maximalen Werte sind 4.7 dB bei 2.6 GHz und 10.4 dB bei 5.9 GHz. Eine höhere Abstrahlung ist in der y-Ebene (ϕ = 90°,270°) in einem Frequenzbereich von 3.4-3.8 GHz vorhanden, die Werte bis zu 6.6 dB aufweisen. Dadurch wird die Fernfeldcharakteristik leicht elliptisch, aber besitzt in Richtung der Öffnungen der Konus-Antennen ($\phi_{\text{Ant. 1}}$ = 0°, $\phi_{\text{Ant. 2}}$ = 180°) einen moderaten Gewinn von 0-0.5 dB. In der Grafik 4.11 ist der Korrelationskoeffizient des Systems dargestellt.

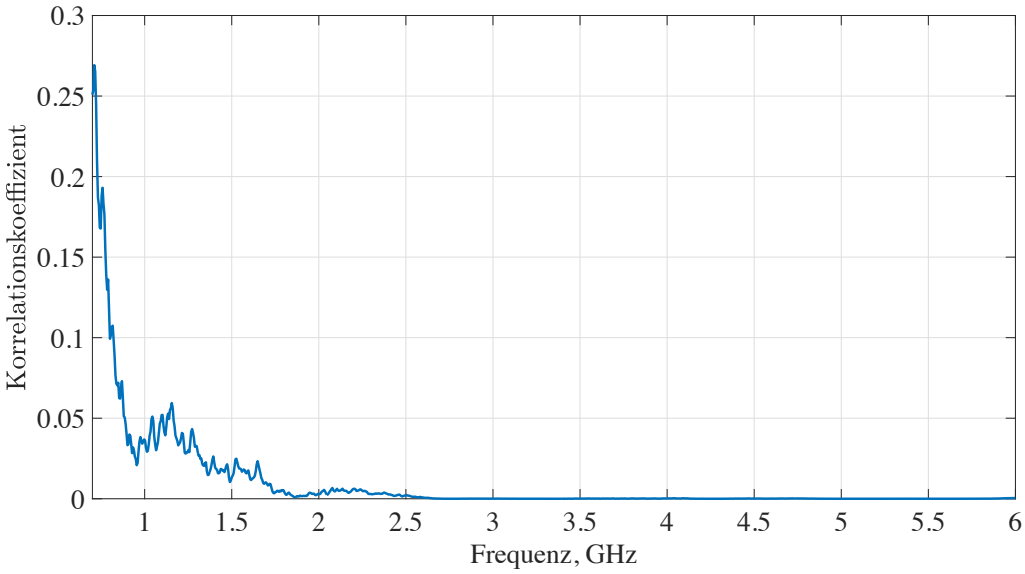


Abb. 4.11: Korrelationskoeffizient des Antennensystems mit zwei konischen Strahlern.

Der Koeffizient liegt unter 0.3 im gesamten Frequenzbereich von 0.7-6 GHz. Die Korrelation wurde mithilfe der Gleichung 4.19 ermittelt. Die geringen Verluste auf der Struktur sind vernachlässigbar, weshalb die Berechnung des Korrelationskoeffizienten mit den Streuparametern hier möglich ist. Die niedrige Korrelation zeigt, dass die Antennen sehr gut in einem Kommunikationssystem verwendet werden können. Mit einer einfachen Filterstruktur sind niedrigere Korrelationskoeffizienten im unteren LTE-Band möglich. Der Wirkungsgrad des Strahlers wird in Abbildung 4.12 vorgestellt.

Es ist zu sehen, dass bis 5 GHz ein Wirkungsgrad von < 0.5 dB und ab 5 GHz im Mittel ein Wert von 0.5 dB vorhanden ist. Die rein metallische Struktur macht das Antennensystem sehr effizient.

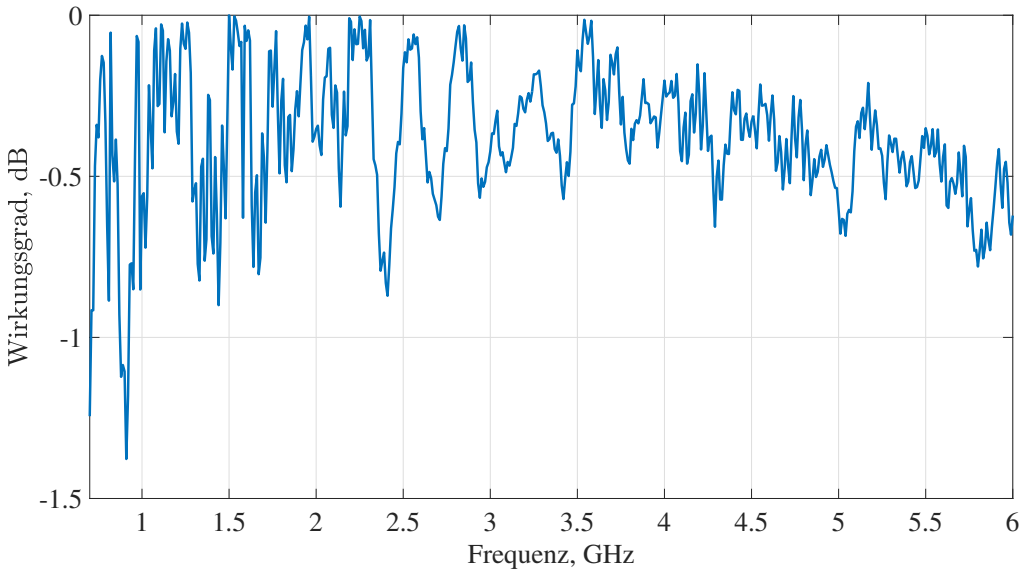


Abb. 4.12: Effizienz des Radiators ohne Reflexionsverluste.

4.2 Integration von Satelliten- und terrestrischen Mobilfunkantennen in einer nicht sichtbaren Einbauposition

4.2.1 Kombination von zwei terrestrischen Antennen

Aus ästhetischen Gründen sowie auch aufgrund des Windwiderstandes werden nicht sichtbare Antennensysteme für das aktuelle Design vieler Fahrzeuge bevorzugt. Die Antennen können in verschiedenen Bereichen, wie z.B. im Seitenspiegel, Fahrzeugheck, Kühlergrill, in versteckten Bauräumen auf oder unter dem Dach eines Fahrzeugs installiert werden. In der Grafik 4.13 ist eine schematische Darstellung eines Bauraums unter einem Kunststoff-Dach abgebildet.

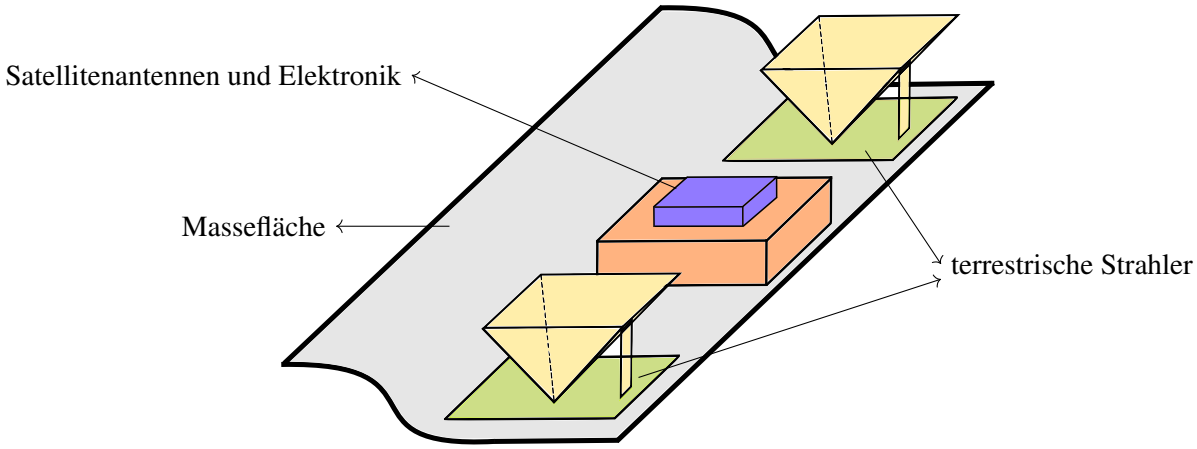


Abb. 4.13: Ein möglicher Bauraum mit zwei terrestrischen Strahlern und Satellitenantennen.

Zwei breitbandige terrestrische Strahler sind für die Nutzung der Dienste LTE/5G/WLAN/DSRC im Bauraum positioniert und in der Mitte befinden sich die Satellitenantennen zusammen mit anderen Anwendungen. In Fahrtrichtung besitzt der Bauraum eine metallische Erhebung und in entgegengesetzter Richtung ist ein Einschnitt der Massefläche vorhanden. Der Einfluss des Bauraums und die gegenseitige Interaktion der Antennen soll untersucht werden. Dabei werden die Streuparameter und die Fernfeldcharakteristika analysiert. In der Grafik 4.14 ist ein Versuchsaufbau für eine Bauraum-Anordnung dargestellt, indem zunächst ein hoher Abstand von 34.5 cm zwischen den beiden LTE/5G-Antennen vorliegt.

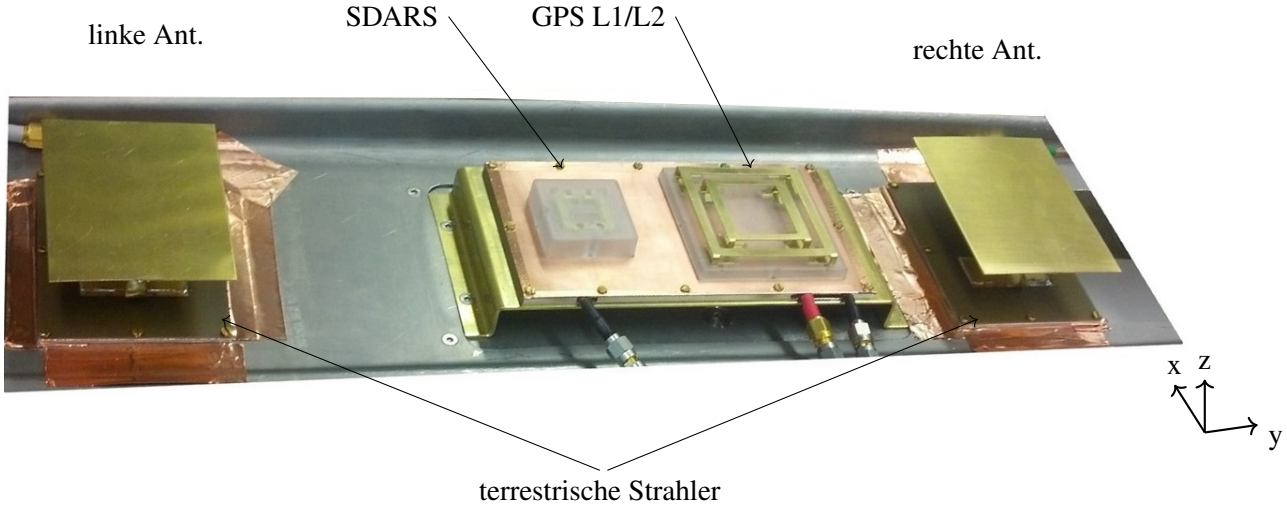
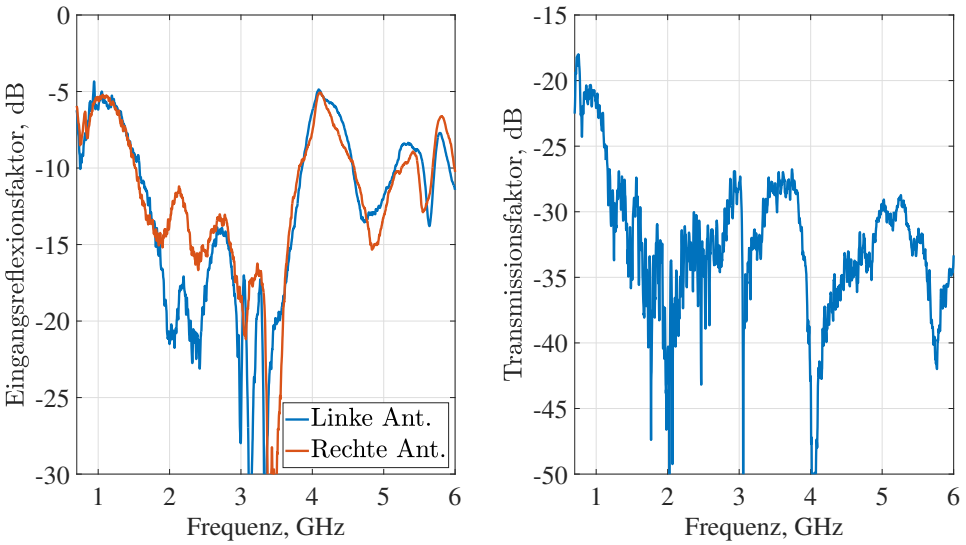


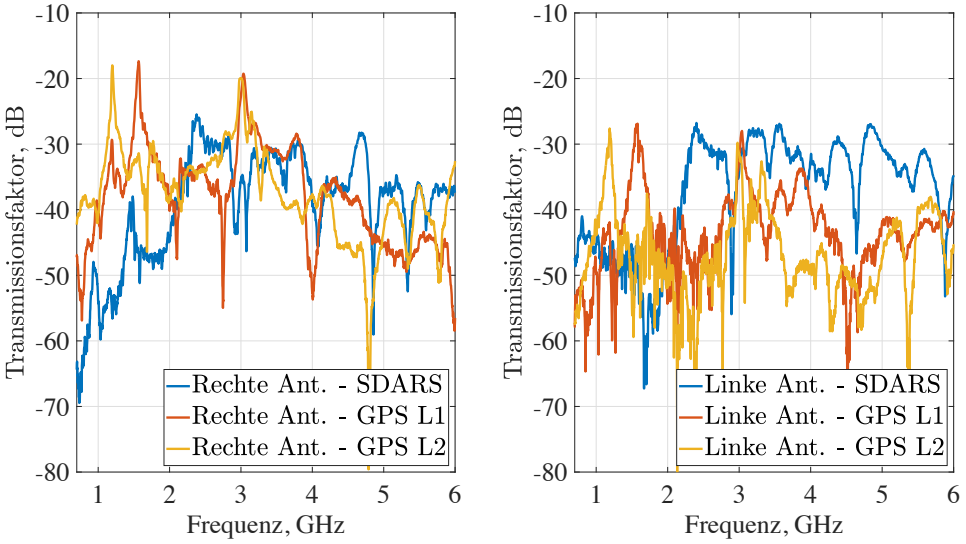
Abb. 4.14: Ein realer Aufbau eines Kommunikationsmodul für automobile Anwendungen.

Im Bauraum sind zwei kapazitiv gekoppelte vollständig geschlossene Konus-Antennen und drei Satellitenantennen vorhanden. Die Strahler für die Satellitenanwendungen teilen sich in die Dienste SDARS und GPS L1/L2 auf. Die SDARS-Antenne befindet sich unter einer Kunststoffhaube, die als ESD-Schutzhaube und Halterung dient. Die GPS-Antennen sind ineinander verschachtelte Ringantennen, welche für die zwei Frequenzbänder abgestimmt sind. Die Grafik 4.15 zeigt die gemessenen Streuparameter der Konus-Antennen und die Entkopplung mit den Satellitenantennen in einem Frequenzbereich von 0.7-6 GHz.

Die Eingangsreflexionsfaktoren der konischen Antennen liegen im gesamten Frequenzbereich bei Werten unter −6 dB. Bei 4.1 GHz befindet sich der Reflexionsfaktor bei −5 dB, jedoch ist in diesem Bereich kein gewünschter Kommunikationsdienst vorhanden. Die Entkopplung der Antennen beträgt im Maximum −18 dB bei 750 MHz. Die geringe Verkopplung lässt sich durch die Distanz von 34.5 cm zwischen den konischen Antennen erklären. Ansonsten liegt der Transmissionsfaktor im gesamten Band unter −20 dB. Aufgrund ihrer Positionierung besitzen die Satellitenantennen unterschiedliche Abstände zu den konischen Radiatoren. Die GNSS-Antennen (GPS L1/L2) haben einen Abstand von 10.5 cm zu dem rechten konischen Strahler und zu der linken terrestrischen Antenne ist eine Entfernung von 23.5 cm vorhanden. Die SDARS-Antenne ist mit 17.5 cm zu der rechten Antenne und 16.5 cm zu dem linken Strahler positioniert. Der Transmissionsfaktor hat ein Maximum zwischen der rechten Antenne und dem GPS L1 Strahler, dieser liegt bei der Betriebsfrequenz 1.575 GHz und besitzt einen Wert von −17.4 dB. Im GPS L2 Betrieb beträgt die Entkopplung −18 dB und die SDARS-Antenne zeigt eine Verkopplung mit dem rechten Strahler von −19.3 dB. Es zeigt sich, dass sich zwischen den Antennen die gewünschte



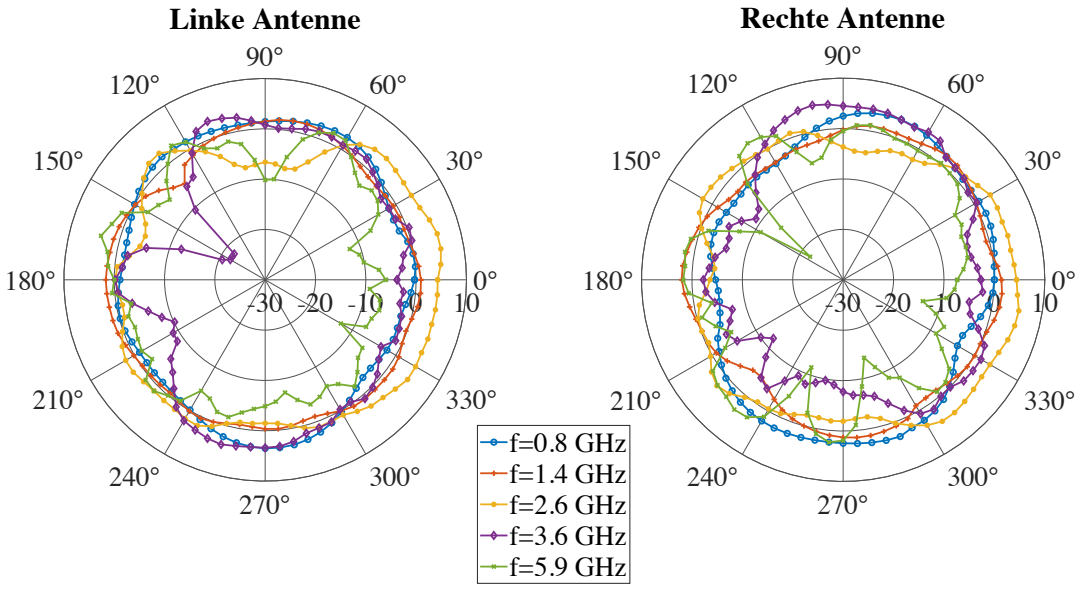
(a) Eingangsreflexions- und Transmissionsfaktor der terrestrischen Strahler.



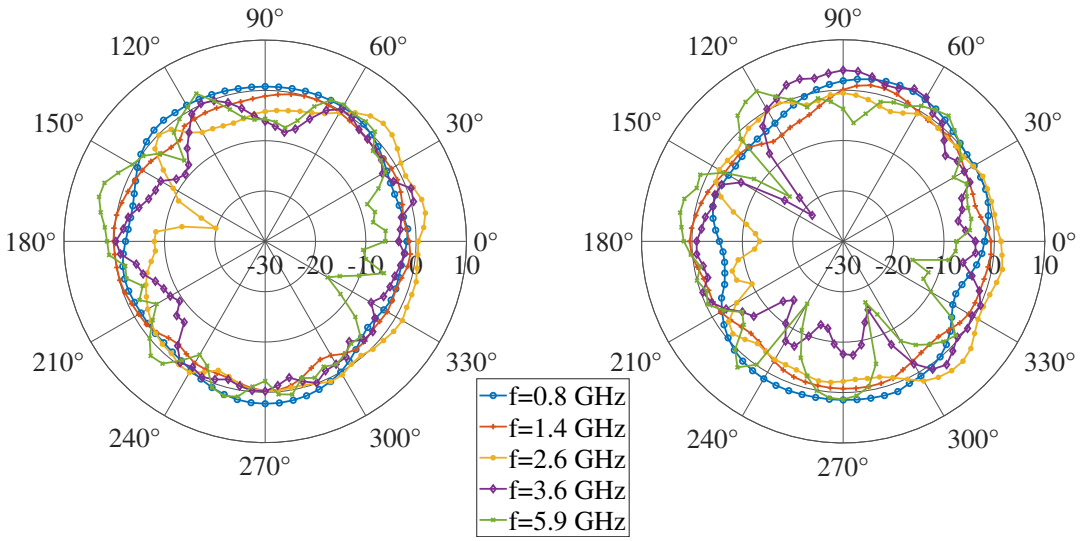
(b) Verkopplung der Mobilfunkantennen mit den Satellitenantennen.

Abb. 4.15: Streuparameter des Kommunikationssystems in einem Frequenzbereich von 0.7-6 GHz [9].

Reduzierung der Verkopplung einstellt, welches hier erwartungsgemäß aus dem relativ großen Abstand zwischen den Antennen erfolgt [9]. Zudem lässt sich jedoch die hohe Entkopplung auch, durch die Eigenschaften der Antennen erklären. Die Ringantennen besitzen in der x-y-Ebene ihre Stromverteilung, wobei die konischen Antennen ihren hauptsächlichen Oberflächenstrom in Richtung der z-Achse haben. Die gemessenen Fernfelddiagramme werden in der Grafik 4.16 dargestellt.



(a) Fernfelder bei einem Azimutschnitt von θ=60°.



(b) Azimutschnitte der Antennen dargestellt bei θ=75°.

Abb. 4.16: Fernfeldcharakteristika der geschlossenen im Bauraum integrierten Konus-Antennen für unterschiedliche Frequenzen.

Der Azimutwinkel $\phi = 0°$ zeigt in die Fahrtrichtung des Automobils. Die Fernfelder besitzen bei den unterschiedlichen Frequenzen Einbrüche bei bestimmten Azimutwinkeln. Die spezielle Konstruktion des Bauraums mit der Erhebung in Fahrtrichtung und der Verarbeitungseinheit, die in einem metallischen Behältnis untergebracht ist, bewirken die Einbrüche in der Fernfeldcharakteristik. Die Massefläche, auf der die Antennen positioniert sind, ist unsymmetrisch. Diese wirkt sich zusätzlich negativ auf die Strahlungsdiagramme der beiden terrestrischen Antennen aus. Im unteren LTE-Band ist zu sehen, dass die Fernfelder der Antennen einen leicht elliptischen Verlauf besitzen. Dies lässt sich durch die Erhebung

der Massefläche in Fahrtrichtung und der verlängerten Masse zu den seitlichen Flächen des Bauraums erklären. Bei 2.6 GHz ist eine höhere Abstrahlung in Fahrtrichtung zu beobachten, wobei an den Seiten geringe Einbrüche vorhanden sind. Die rechte Antenne zeigt höhere Einbrüche gegenüber dem linken Strahler bei der Frequenz von 5.9 GHz. Die Positionierung des Radiators neben der Verarbeitungseinheit und einer Aussparung der Massefläche rechts von der Antenne verursachen die Einbrüche in der Richtcharakteristik. Im nächsten Schritt sollen die Fernfelder der beiden Antennen miteinander verglichen und jeweils der Strahler mit der größeren Abstrahlung im Raumwinkel ausgewählt werden. Die Auswahl ergibt ein kombiniertes Fernfelddiagramm. Die nächste Gleichung beschreibt den Vorgang der Kombination (*engl.: Selection Combining*) [73]

$$\boldsymbol{F}(\theta,\phi) = \max\left(\boldsymbol{F}_1(\theta,\phi),\boldsymbol{F}_2(\theta,\phi)\right) \quad \forall\theta,\phi. \tag{4.20}$$

In der Grafik 4.17 wird die selektive Kombinierung auf die Fernfeldcharakteristika der Antennen angewendet.

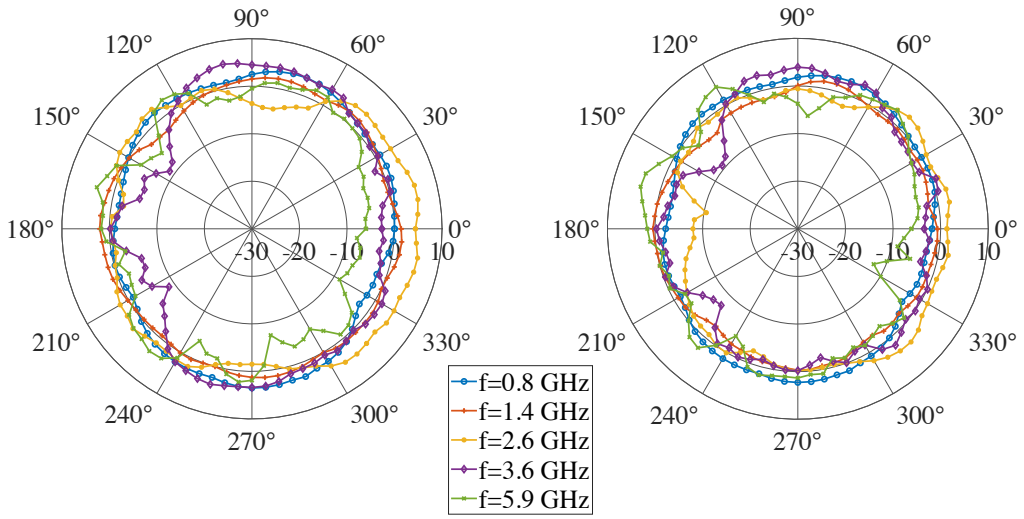


Abb. 4.17: Selektive Kombination der konischen Antennen bei den verschiedenen Frequenzen. Das linke Bild zeigt den Azimutschnitt bei $\theta = 60°$ und in der rechten Abbildung ist der Schnitt bei $\theta = 75°$ gelegt.

Die Kombination zeigt einen im Azimut kontinuierlichen Verlauf des Gewinns gegenüber den einzelnen Strahlungsdiagrammen. Es sind geringere Einbrüche im Vergleich zu den jeweiligen Antennendiagrammen vorhanden. Dennoch ist bei 5.9 GHz ein geringerer Gewinn in Fahrtrichtung zu beobachten, dies entsteht aufgrund der Erhebung der Massefläche in Fahrtrichtung. Die Kombination der Fernfelder bringt eine runde Abstrahlcharakteristik mit sich, obwohl die terrestrischen Strahler in einem beengten Bauraum platziert sind. Eine omnidirektionale Abstrahlung ist zwischen den Elevationswinkeln von 55°-80° gegeben.

4.2.2 Kombination von drei terrestrischen Antennen

In der nachfolgenden Anordnung sollen nun drei terrestrische Antennen im selben Bauraum verwendet werden, während sich der Antennenabstand deutlich verringert. Das Ziel ist eine höhere Omnidirektionalität in der Einbauposition zu erreichen. In der Grafik 4.18 sind die Antennen im Bauraum dargestellt.

Abb. 4.18: Aufbau eines terrestrischen Kommunikationssystems mit drei kapazitiv gekoppelten Konus-Antennen.

In Fahrtrichtung befindet sich neben der linken Antenne ein zusätzlicher kapazitiv gekoppelter Radiator. Die Antenne hat eine Abmessung von 80 mm × 29 mm × 29 mm und dient als unterstützende MIMO-Antenne vorzugsweise für Frequenzen oberhalb des unteren LTE-Bandes. Diese Antenne sowie die linke Antenne sind mit einem Abstand von 8 cm zueinander positioniert. Die Antennen sind mit einer klebenden Kupferfolie mit der Massefläche verbunden. Die Elektronikeinheit mit den darauf befindlichen Satellitenantennen ist durch eine Box, die aus Messing besteht nachgebildet. Da die Transmissionsfaktoren zu den GNSS- und SDARS-Antennen vernachlässigbar sind, werden diese Strahler in diesem Versuchsaufbau nicht betrachtet. Der kapazitiv gekoppelte Anpassarm zeigt in die entgegengesetzte Fahrtrichtung. Damit soll eine optimale Fernfeldcharakteristik erreicht werden, da bei niedrigeren Frequenzen ein höherer Gewinn in Fahrtrichtung, durch die elektromagnetischen Eigenschaften der Antennen erlangt wird. Die Eingangsreflexionsfaktoren und Entkopplung der Strahler werden in Grafik 4.19 vorgestellt.

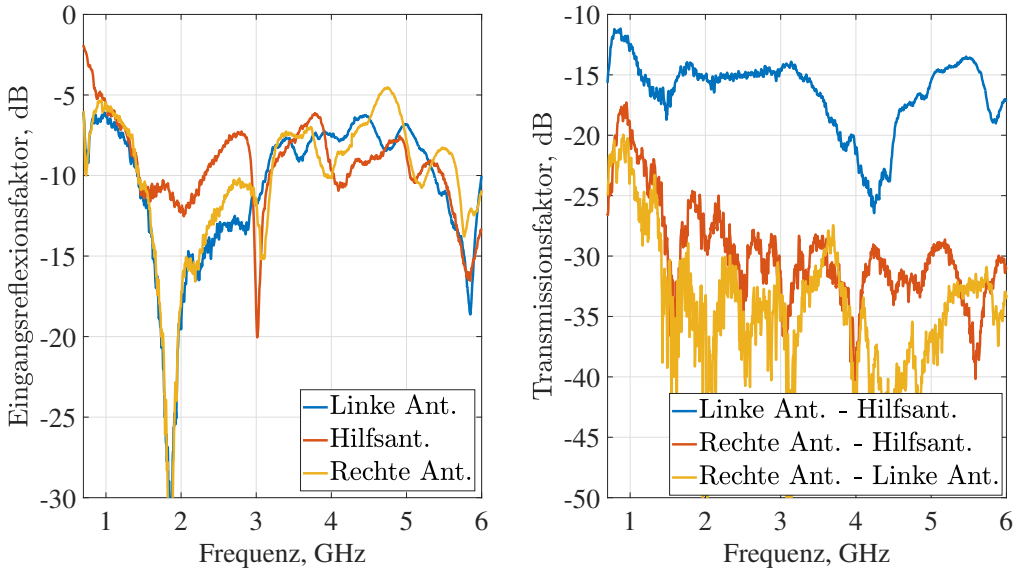
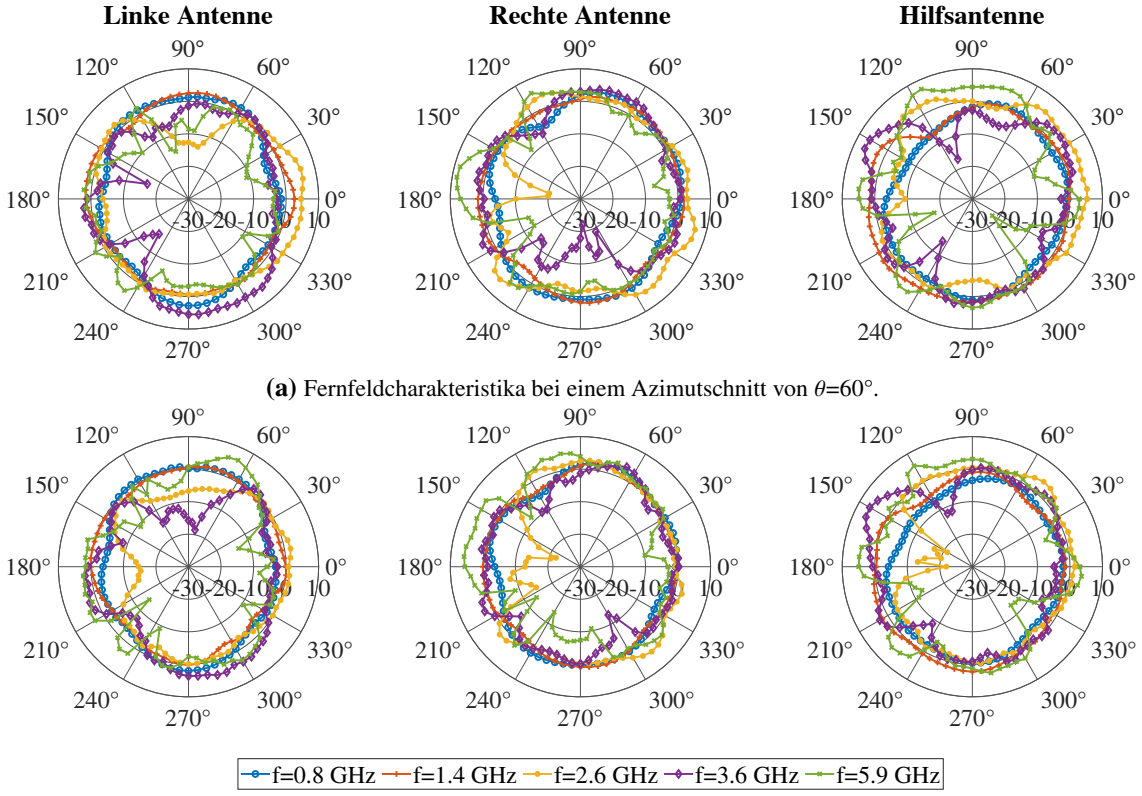


Abb. 4.19: Streuparameter des Antennensystems in der Einbauposition.

Die zusätzliche Hilfsantenne besitzt ab 1 GHz einen besseren Eingangsreflexionsfaktor von −6 dB. Die unmittelbare Positionierung der Hilfsantenne zu der linken Antenne zeigt keinen negativen Einfluss auf die Eingangsimpedanz. Der linke Strahler besitzt ab dem unteren LTE-Band ein Reflexionsfaktor unter −6 dB. Die Hilfs- und linke Antenne haben im gesamten Frequenzbereich eine Entkopplung, die sich unter −10 dB befindet. Die Verkopplung zwischen dem rechten Strahler und der Hilfsantenne hat bei 950 MHz einen Maximum von −17.3 dB, in den restlichen Bändern ist eine Entkopplung unter −25 dB vorhanden. Der linke und rechte Strahler besitzen im gesamten Band Transmissionfaktoren, die sich unterhalb von −20 dB befinden. Die Streuparameter zeigen eine niedrige Verkopplung und eine gute Anpassung der terrestrischen Strahler. In der Grafik 4.20 werden die einzelnen Fernfelddiagramme dargestellt.



(a) Fernfeldcharakteristika bei einem Azimutschnitt von θ=60°.

(b) Azimutschnitte der Antennen dargestellt bei θ=75°.

Abb. 4.20: Fernfeldcharakteristika der drei im Bauraum integrierten Konus-Antennen für unterschiedliche Frequenzen.

Im unteren und mittleren LTE-Band ist eine Omnidirektionalität in der Richtcharakteristik zu erkennen, jedoch sind bei den oberen Frequenzbändern Einzüge in der Fernfeldcharakteristik zu sehen. Aufgrund der Geometrie des Bauraums besitzen die identisch aufgebauten Antennen auf der linken und rechten Seite unterschiedliche Antennendiagramme. Es ist eine geringe Abstrahlung in entgegengesetzter Fahrtrichtung im Elevationswinkel von θ =75° zu beobachten. Die naheliegende Kante der Massefläche verursacht einen Einzug im Fernfelddiagramm. Eine höhere Abstrahlung ist bei niedrigeren Elevationswinkeln gegeben. In Grafik 4.21 wird die selektive Kombination auf die Fernfeldcharakteristika der terrestrischen Strahler angewendet.

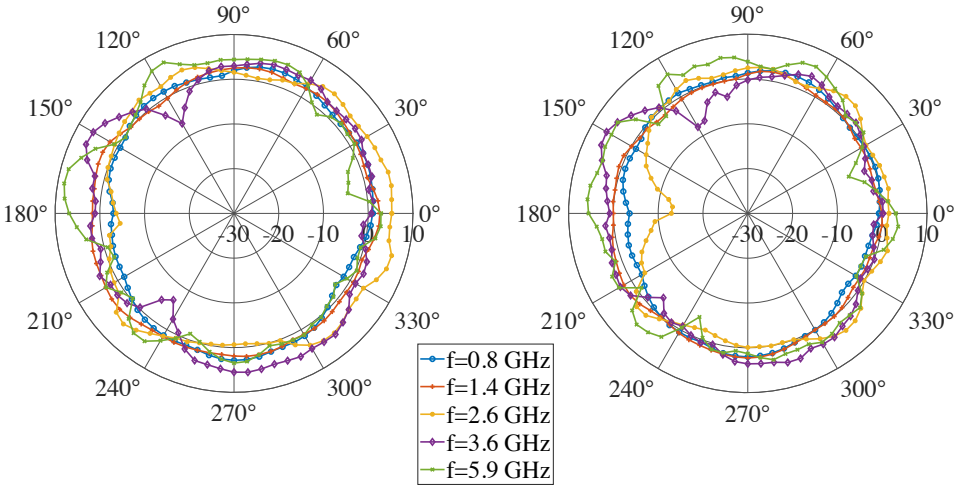


Abb. 4.21: Selektive Kombination der drei konischen Antennen bei den verschiedenen Frequenzen. Das linke Bild zeigt den Azimutschnitt bei $\theta = 60°$ und in der rechten Abbildung liegt der Schnitt bei $\theta = 75°$.

Die Fernfeldcharakteristika zeigen bei den unterschiedlichen Frequenzen einen omnidirektionalen Verlauf. Im oberen LTE-Band bei 2.6 GHz ist in entgegengesetzter Fahrtrichtung (ϕ =180°) ein Gewinn von −13.1 dB zu sehen. Bei 3.6 GHz sind Einzüge von bis zu −7.7 dB und Gewinne bis 6.4 dB vorhanden. Eine omnidirektionale Abstahlung der Antennen ist bei den dargestellten Elevationswinkeln gegeben, trotz der erschwerten elektromagnetischen Bedingungen, die sich aufgrund des Bauraums ergeben.

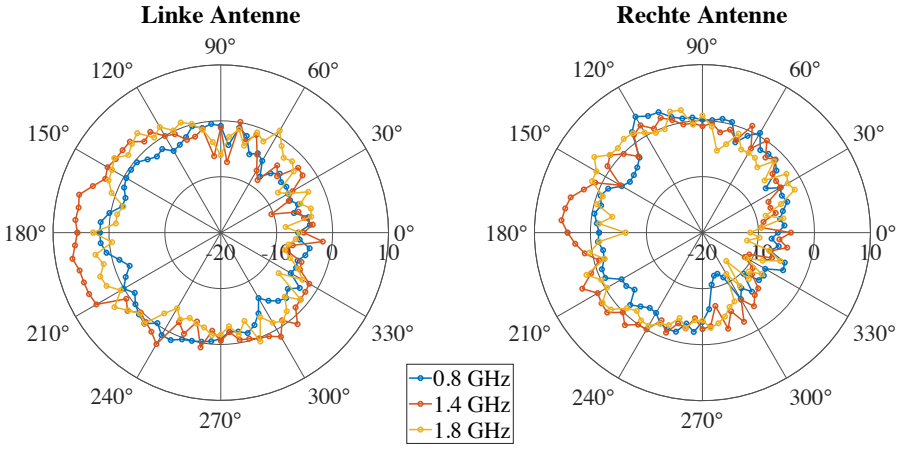
4.2.3 Messtechnische Evaluierung des Kommunikationssystems auf einem Automobil

In diesem Unterabschnitt werden die Antennen in einer realen Umgebung auf einem Automobil gemessen und ausgewertet. Der Aufbau der Freifeldmessung ist in der Abbildung 4.22 dargestellt.

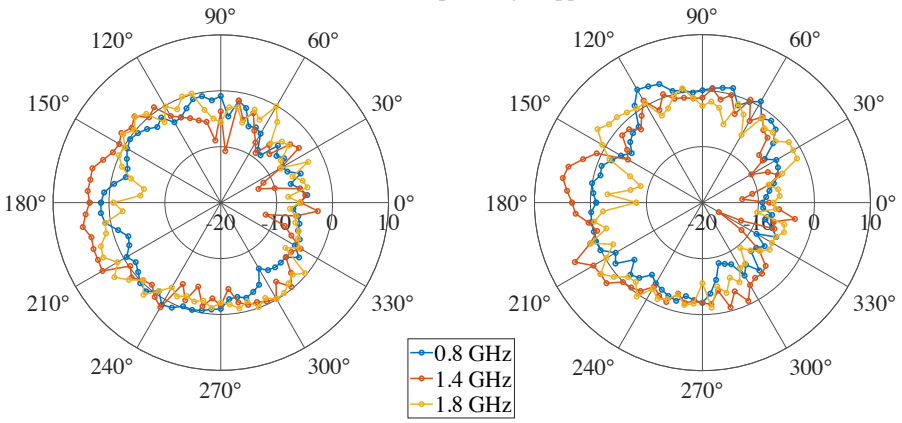
Abb. 4.22: Freifeldmessplatz für die Evaluierung von Fernfeldcharakteristika auf Fahrzeugen.

Die Messung wird mit einer logarithmisch-periodischen Antenne durchgeführt, die in einem Frequenz-

bereich von 0.03-6 GHz funktionsfähig ist [74]. An der Messantenne ist ein Verstärker angeschlossen, welcher die Kabel- und Freiraumdämpfung im Messsystem aufhebt. Das Automobil befindet sich auf einer drehbaren Unterlage, die eine Rundum-Messung im Azimutschnitt erlaubt. Es werden schräg angeordnete Metallgitter genutzt, um die Bodenreflexionen in der Messung vernachlässigen zu können. Das Steuerungs- und Messequipment befindet sich auf der drehbaren Unterlage. Die Mess- und Testantenne sind mit einem Netzwerkanalysator verbunden. Die Gewinn-Vergleichsmethode (*engl.: Gain-Transfer Measurements*) erlaubt eine Ermittlung des tatsächlichen Gewinns der Testantenne. Dabei werden zwei Referenzantennen mit bekannten Fernfeldcharakteristika im Freifeldmessplatz vermessen, damit die Transmissionsfaktoren einen bestimmten Gewinn zugeordnet werden können. Die Zuordnung ermöglicht die Bestimmung des Gewinns einer Testantenne [45]. Die Freifeldmessung erfolgt mit den induktiv und kapazitiv gekoppelten Konus-Antennen im verdeckten Bauraum des Automobils. Die Messungen sind in der Abbildung 4.23 zusammengefasst.



(a) Fernfeldcharakteristika der kapazitiv gekoppelten Konus-Antenne.



(b) Fernfeldcharakteristika der induktiv gekoppelten Konus-Antenne.

Abb. 4.23: Fernfelddiagramme der Konus-Antennen bei einem Azimutschnitt von $\theta = 90°$.

In Fahrtrichtung ($\phi = 0°$) ist eine geringere Abstrahlung bei beiden Antennentypen vorhanden. Der niedrigere Gewinn entsteht aufgrund der Bauraum-Geometrie, da in Fahrtrichtung eine Erhebung vorhanden ist. Zudem befinden sich die Antennen im hinteren Bereich des Daches in der Nähe der Heckscheibe.

Das Dach besitzt aus aerodynamischen und ästhetischen Gründen eine leicht gewölbte Form. Dieser hat auch einen Einfluss auf die Abstrahlungscharakteristika der Antennen. In entgegengesetzter Fahrtrichtung zeigen die Strahler einen Gewinn zwischen 0-5.6 dB und seitlich zum Automobil sind Werte von −4-1 dB vorhanden. In der Tabelle 4.1 sind die Mittelwerte der jeweiligen Fernfelddiagramme dargestellt.

Tabelle 4.1: Mittelwerte der Fernfelddiagramme bei $\theta = 90°$.

Mittelwerte	0.8 GHz	1.4 GHz	1.8 GHz
Kap. gek. Ant. l.	−2.4 dB	−0.6 dB	−1.6 dB
Kap. gek. Ant. r.	−3.2 dB	−2 dB	−3.2 dB
Ind. gek. Ant. l.	−2.8 dB	−2.4 dB	−2.2 dB
Ind. gek. Ant. r.	−3 dB	−2.4 dB	−3.1 dB

Die linke kapazitiv gekoppelte Antenne zeigt im Mittelwert einen höheren Gewinn als eine induktiv gekoppelte Antenne an der selben Stelle. Die beiden rechten Antennen haben näherungsweise ähnliche Ergebnisse. Die linke kapazitiv gekoppelte Antenne soll mit einer jeweils für die einzelnen Frequenzbänder angepassten Monopolstrahler verglichen werden. Die Unterschiede sind in der Abbildung 4.24 präsentiert.

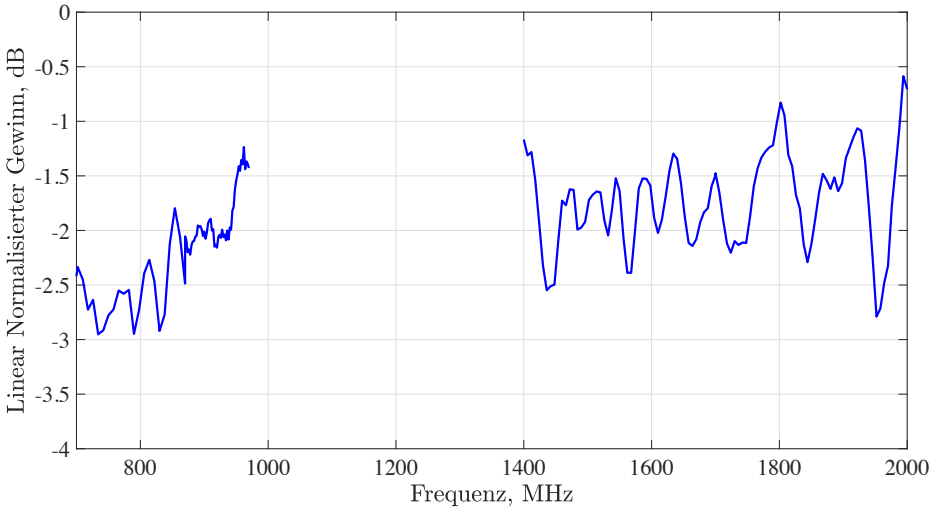


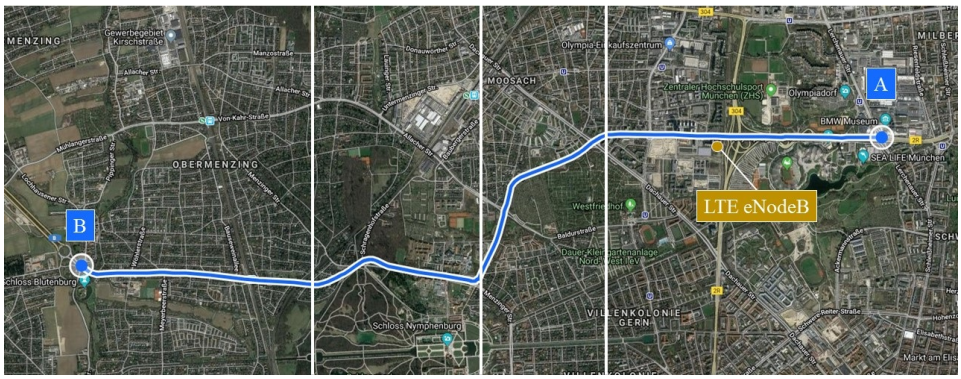
Abb. 4.24: Differenz des realisierten Gewinns der Referenz- und der kapazitiv gekoppelten konischen Antenne. Die Messung wurde mit einem Elevationswinkel von $\theta = 90°$ und Azimutwinkel von $\phi = 0°$ durchgeführt.

Die Grafik 4.24 stellt den Vergleich der kapazitiv gekoppelten Konus-Antenne mit einem Satz von Referenzstrahlern dar, welche jeweils für Abschnitte der dargestellten Frequenzbereiche optimal angepasst sind und für die tieferen Frequenzen eine wesentlich höhere Bauhöhe haben. Es wurden zwei Referenz-Monopolantennen für die entsprechenden Frequenzbänder genutzt, dabei findet der Vergleich zwischen der Referenz- und Konus-Antenne in derselben Positionierung statt. Die Antenne zeigt einen durchschnittlichen Gewinn, der 0.5 dB bis 2.9 dB niedriger ist, als die jeweiligen Referenzantennen. Aufgrund der Einbauposition besitzen die Referenzstrahler dieselben Änderungen in der Fernfeldcharakteristik

verglichen mit der kapazitiv gekoppelten Antenne. Es ist erkennbar, dass die flachen Invert-F-Konus Antennen des Typs Nefer nicht wesentlich geringeren Gewinn erreichen, obwohl diese kompakt und breitbandig genug sind, die Anforderungen in diesem Bauraum zu erreichen.

4.3 Evaluation der Systemkapazität von kompakten Mobilfunkantennen in einer realen Stadtfahrt

Die realisierten Konus-Antennen besitzen einen hohen Wirkungsgrad und omnidirektionale Richtcharakteristiken für die verschiedenen Frequenzbänder bis 6 GHz. Neben der elektromagnetischen Auswertung der Strahler ist die Anwendung in realen Situationen wichtig bei der Bewertung von Antennensystemen. Die vorgestellten Konus-Antennen werden in diesem Abschnitt als Kommunikationssystem genutzt und in einer städtischen Umgebung getestet. Der Datendurchsatz des Mehrfachantennensystems wurde in der Münchner Innenstadt gemessen. Die Route ist in der Abbildung 4.25 dargestellt.



Vorstädtisch Ländlich Vorstädtisch Städtisch

Abb. 4.25: Teststrecke zur Messung der Systemkapazität der konischen Antennen [75].

Die Messstrecke weist unterschiedliche Kanalbedingungen auf. Sie beinhaltet städtische, vorstädtische und ländliche Umgebungen. Die in diesem Bereich maßgebliche LTE-Funkbasisstation (*eNodeB*) befindet sich im städtischen Raum und in diesem Bereich ist auch eine Sichtverbindung (*engl. line of sight, LOS*) zur eNodeB vorhanden. In den anderen Bereichen ist die Basisstation nicht sichtbar (*engl. non line of sight, NLOS*). Die Punkte 'A' und 'B' zeigen die Start- und Endpunkte, wobei die Route von A-B und B-A gefahren wurde. Die Messungen fanden bei drei verschiedenen Frequenzen 800 MHz, 1.8 GHz und 2.7 GHz statt. Ein größeres Augenmerk soll auf die Frequenz 800 MHz gelegt werden, da bei näherer Positionierung der Antennen eine größere Verkopplung zwischen den Strahlern herrscht. Zur besseren Illustration des Messaufbaus ist es in der Grafik 4.26 dargestellt.
Ein Notebook mit der Software R&S ROMES4 [76] und ein Funknetzwerkanalysator TSME [77] werden eingesetzt um die Messungen durchführen zu können. Das TSME ist der HF-Empfänger, indem Messungen in einem Frequenzbereich von 0.35-4.4 GHz möglich sind. Das Programm ROMES empfängt die Daten vom TSME und bearbeitet diese in Echtzeit. Das TSME ist mit einer GPS-Antenne, die eine Standortaktualisierung während der Messfahrt erlaubt, und dem Mehrfachantennensystem verbunden. Zwei unterschiedliche Paare der kapazitiv gekoppelten Konus-Antenne werden für die Messung der Systemkapazität verwendet. Das erste Antennenpaar stellt die vollständig geschlossenen

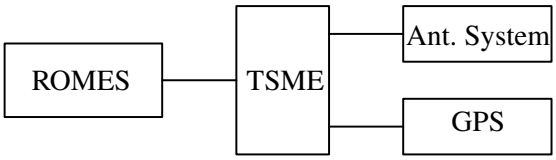
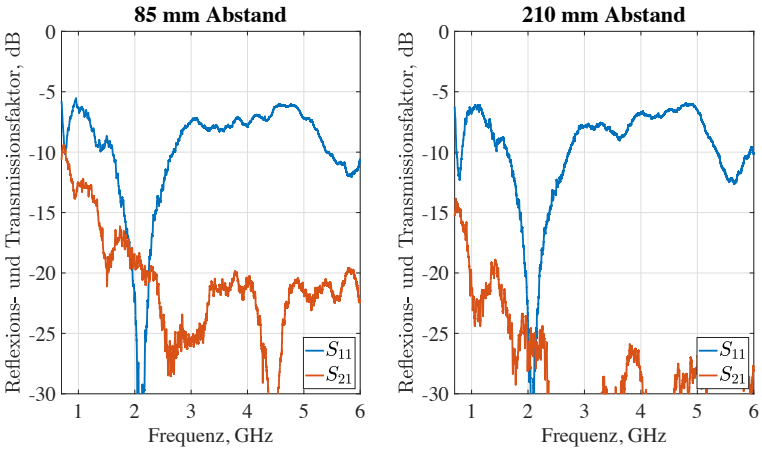
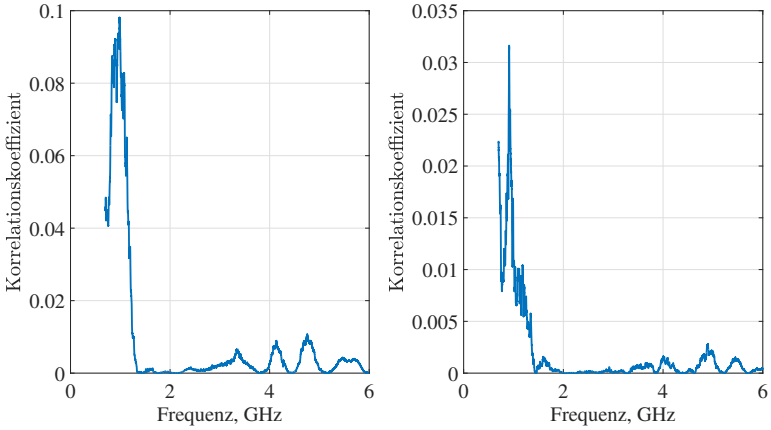


Abb. 4.26: Messaufbau für die Messung des Datendurchsatzes.

Konus-Antennen mit einem FR4-Substrat dar und das zweite Paar beschreibt die kapazitiv gekoppelten Konus-Antennen mit einer 3D-Druck-Halterung. Es wird in einem Abstand von 85 mm für beide Antennentypen und zusätzlich 210 mm mit dem geschlossenen Konus-Radiator gemessen. Die Grafik 4.27 zeigt die Streuparameter und Korrelationskoeffizienten der geschlossenen Konus-Antennen für die zwei unterschiedlichen Abstände.



(a) Streuparameter der geschlossenen Konus-Antenne.



(b) Korrelation der Strahler.

Abb. 4.27: Streuparameter und Korrelationskoeffizient der geschlossenen Konus-Antennenpaare mit unterschiedlichen Abständen dargestellt in einem Frequenzbereich von 700 MHz bis 6 GHz.

Die Eingangsreflexionsfaktoren der geschlossenen Konus-Antennen zeigen, dass eine Anpassung unter −6 dB auch bei näherer Distanz zueinander vorhanden ist. Da die Antennen identisch sind, ist nur der Reflexionsfaktor von einem Strahler dargestellt. Im Transmissionfaktor ist ein maximaler Wert von −9.4 dB zu sehen, dieser befindet sich bei der Frequenz von 734 MHz bei einem Antennenabstand von 85 mm. Eine Entkopplung unter −15 dB ist ab dem LTE-Mittelband vorhanden. Die Anordnung mit einer Distanz von 210 mm zeigt eine Verkopplung im Maximum von $|S_{21}| = -13.8$ dB bei 720 MHz. Der Eingangsreflexionsfaktor liegt unter −6 dB im gesamten Frequenzband von 700 MHz bis 6 GHz. Die Korrelationskoeffizienten liegen bei beiden Positionierungen jeweils unter 0.1. Der Korrelationskoeffizient zeigt bei einem Abstand von 85 mm einen maximalen Wert von 0.09 bei der Frequenz von 980 MHz. Dementsprechend ist eine geringere Korrelation bei der größeren Distanz vorhanden, dieser hat ein Maximum von 0.03 bei 910 MHz. Im Vergleich mit den theoretisch erlangten Werten, dargestellt in der Grafik 4.5, kann mit der im System vorhandenen höchsten Korrelation von 0.09, etwa 90 % der maximalen Kanalkapazität erreicht werden. In den restlichen Frequenzbändern ist nahezu die maximal mögliche Kanalkapazität für ein Rayleigh-Szenerio gegeben. In der nächsten Illustration 4.28 werden die Streuparameter und der Korrelationskoeffizient der beiden kapazitiv gekoppelten Konus-Antennen mit der 3D-Druck-Halterung vorgestellt.

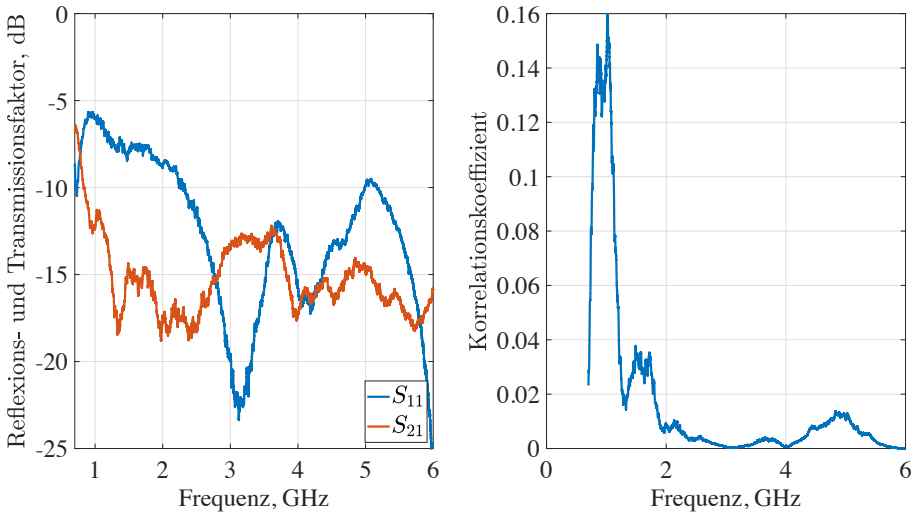


Abb. 4.28: Streuparameter und Korrelationskoeffizient für einen Abstand von 85 mm zwischen den Speisepunkten der Antennen, aufgenommen in einem Frequenzbereich von 700 MHz bis 6 GHz.

Der Reflexionsfaktor zeigt, dass die Anpassung unter −6 dB im gesamten Frequenzband bis 6 GHz liegt. Hier wurde auf die Darstellung der zweiten Antenne verzichtet, da die Strahler identisch sind und die Eingangsimpedanz der zweiten Antenne das gleiche Ergebnis aufweist. Im unteren LTE-Band ist ein Reflexionsfaktor von −10.7 dB bei 731 MHz erreicht worden. Im mittleren LTE-Band liegen die Reflexionsfaktoren unter −7 dB und im Frequenzband zwischen 3.4-3.8 GHz sowie im WLAN-Band befindet sich die Anpassung unter −10 dB. Der Transmissionsfaktor erreicht ab einer Frequenz von 835 MHz Werte unter −10 dB. Im Maximum hat die Entkopplung einen Wert von −6.4 dB bei einer Frequenz von 710 MHz. Der Korrelationskoeffizient hat einen maximalen Wert von 0.16, jedoch liegt dieser bei einer Frequenz von 1 GHz und befindet sich außerhalb des genutzten Frequenzbandes. Im unteren LTE-Band ist eine Korrelation zwischen 0.02-0.15 vorhanden. Ausgehend vom Korrelationsmaximum von 0.15 ist

im unteren LTE-Band eine Kanalkapazität von etwa 88 %, im Vergleich mit der Grafik 4.5 verfügbar. Als Nächstes sollen die Fernfelddiagramme für die unterschiedlichen Konstellationen auf dem Fahrzeug vorgestellt werden. Als Erstes werden die geschlossenen Konus-Antennen und darauffolgend die offenen Konus-Strahler mit der 3D-Druck-Halterung beschrieben. Die Grafik 4.29 zeigt zwei verschiedene mögliche Postionierungen für die Platzierung von Antennen auf einem Fahrzeug.

(a) Nebeneinander positionierte Konus-Antennen.

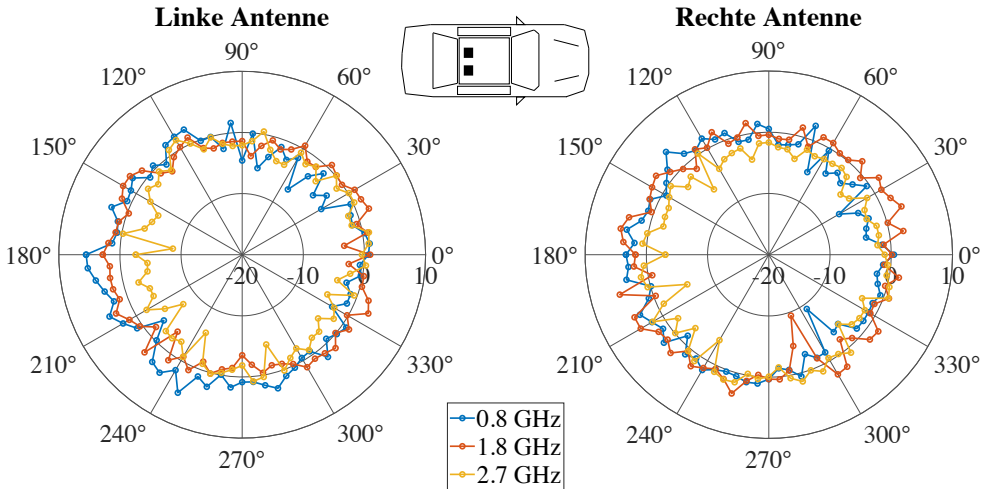
(b) Auf dem Armaturenbrett installierte Strahler.

Abb. 4.29: Verschiedene Positionierungen der Antennen auf und in dem Fahrzeug.

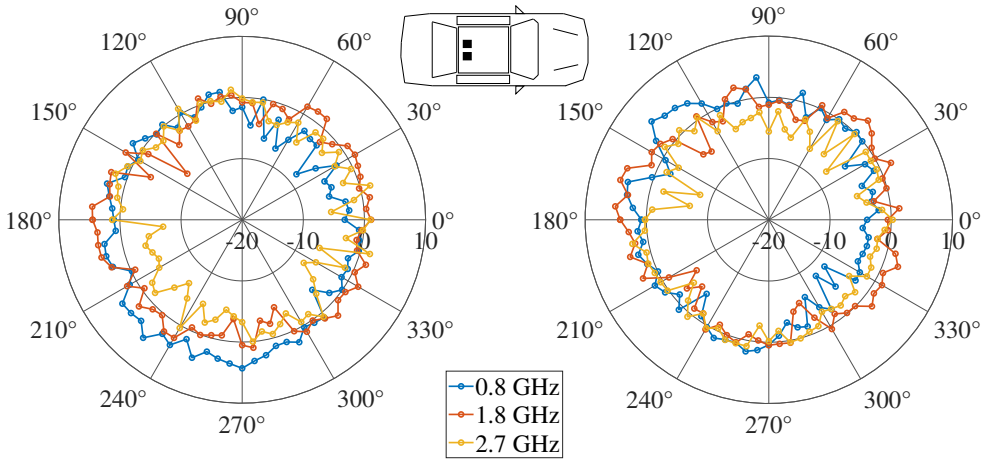
Auf dem Dach des Fahrzeuges sind zwei nebeneinander in Fahrtrichtung orientierte Konus-Antennen positioniert. Sie haben einen Abstand von 15 cm zu der hinteren Kante des Automobils. Es werden auch unkonventionelle Antennenpositionierungen im Auto betrachtet. Die Installation auf dem Armaturenbrett könnte eine Alternative sein, da die Fahrzeugdächer eine Krümmung in Fahrtrichtung aufweisen und zudem sind die Automobilscheiben elektromagnetisch durchlässig. In der nächsten Grafik 4.30 werden die Fernfelddiagramme der geschlossenen kapazitiv gekoppelten Konus-Antenne auf einem Fahrzeug dargestellt.
Ein omnidirektionales Fernfelddiagramm ist bei den nebeneinander angeordneten Antennen vorhanden. Das Antennenpaar mit einem Abstand von 210 mm zeigt beim linken Strahler einen leichten Einzug bei 2.7 GHz in entgegengesetzter Fahrtrichtung ($\phi = 180°$). Die Antennen-Anordnung mit einer Distanz von 85 mm zeigt bei den dargestellten Frequenzen ähnliche Ergebnisse. Die Resultate sind an der Achse $\phi = 0° - 180°$ gespiegelt, aufgrund der Positionierung der Radiatoren. Die vordere Antenne besitzt bei den hintereinander angeordneten Strahlern eine omnidirektionale Abstrahlung, wiederum strahlt der hintere Radiator mehr in Richtung $\phi = 180°$. In der Tabelle 4.2 werden die Mittelwerte der Fernfelddiagramme zusammengefasst.

Tabelle 4.2: Mittelwerte der Fernfelddiagramme bei $\theta = 90°$.

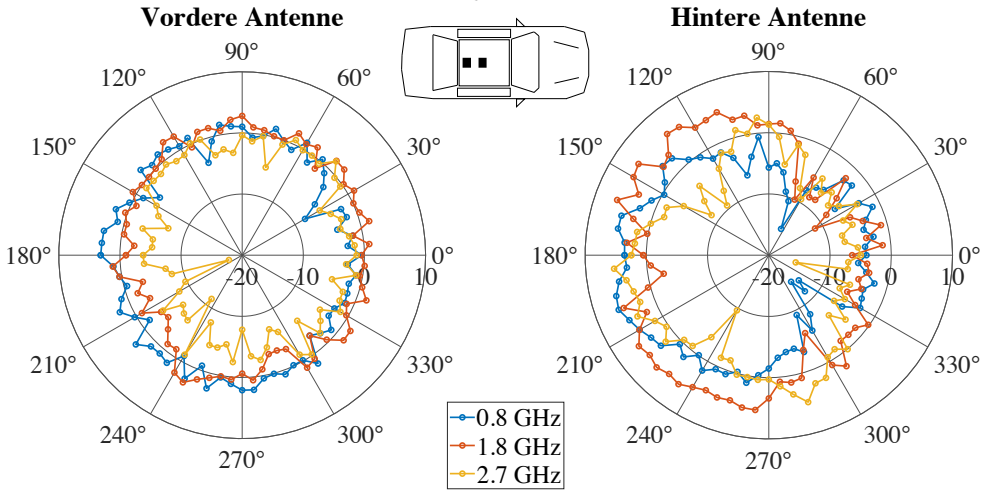
Mittelwerte	0.8 GHz	1.8 GHz	2.7 GHz
Linke Ant. Entf. 210 mm	0.3 dB	0.1 dB	−1.9 dB
Rechte Ant. Entf. 210 mm	−0.4 dB	0.8 dB	−1.4 dB
Linke Ant. Entf. 85 mm	−0.2 dB	0.2 dB	−1.9 dB
Rechte Ant. Entf. 85 mm	−0.6 dB	0.1 dB	−1.7 dB
Vordere Ant. Entf. 100 mm	−0.2 dB	0 dB	−3.5 dB
Hintere Ant. Entf. 100 mm	−2.2 dB	0.2 dB	−2.5 dB



(a) Fernfelder der nebeneinander geordneten Antennen mit einem Abstand von 210 mm.



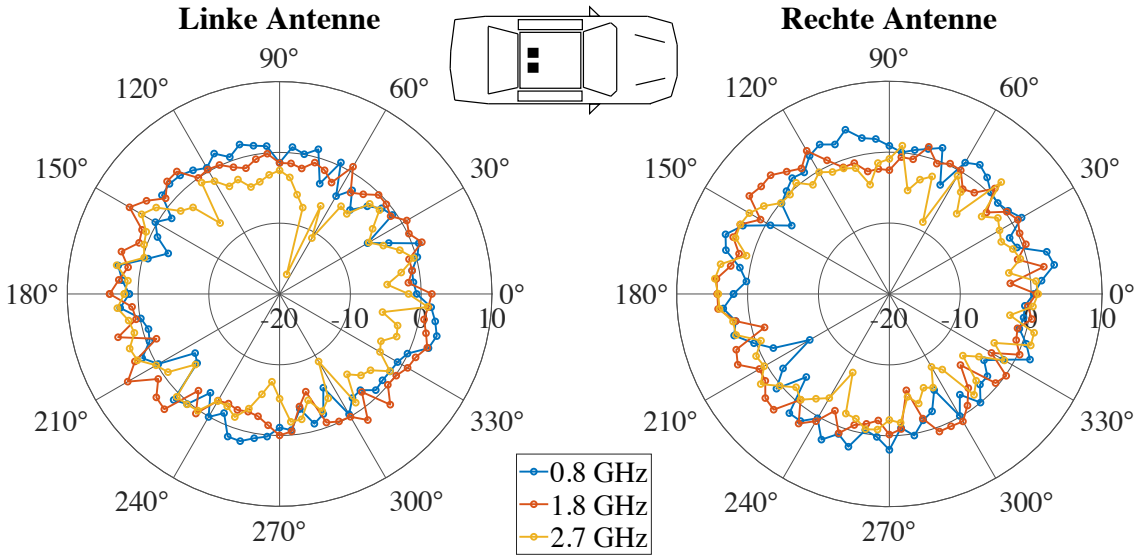
(b) Fernfeldcharakteristika der nebeneinander geordneten Antennen mit einer Distanz von 85 mm.



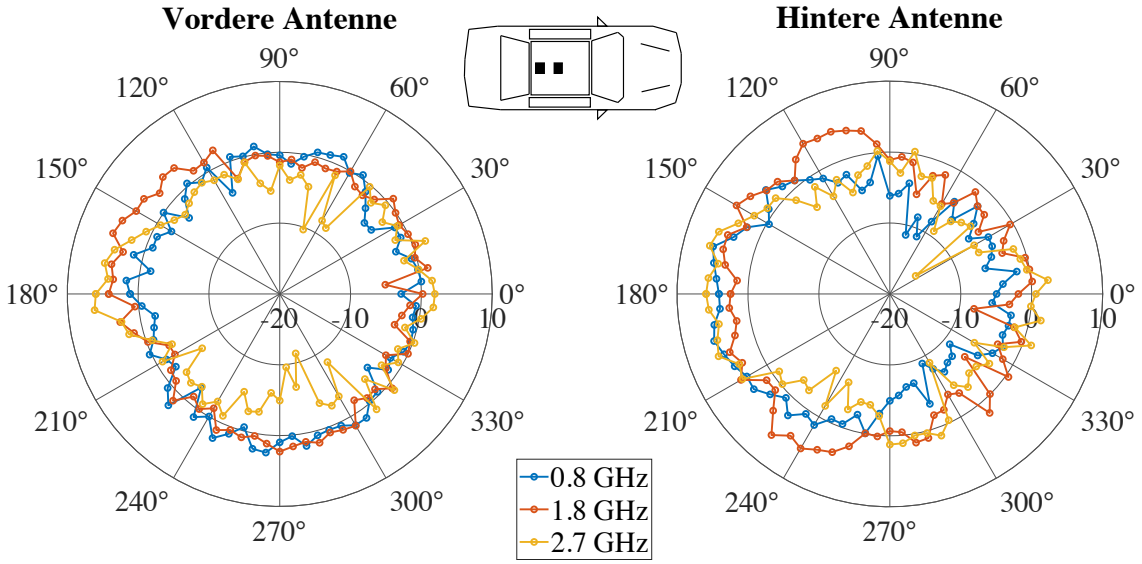
(c) Fernfelddiagramme der hintereinander geordneten Strahler, die 100 mm voneinander entfernt sind.

Abb. 4.30: Verschiedene Richtcharakteristika der kapazitiv gekoppelten vollständig geschlossenen Konus-Antenne bei einem Azimutschnitt von $\theta = 90°$.

Bei den nebeneinander angeordneten Antennen ist ein Mittelwert von −1.9-0.8 dB vorhanden. Die hintereinander angeordneten Strahler haben einen Mittelwert, der sich in einem Bereich von −3.5-0 dB befindet. Die Antennenpositionierung zeigt einen Einfluss auf die Fernfeldcharakteristik, dieser wirkt sich auf die Mittelwertbildung aus und damit besitzen die Antennen im Allgemeinen einen geringeren Durchschnittsgewinn. In den folgenden Abbildungen 4.31 werden die Fernfeldcharakteristika des Antennenpaars mit der 3D-Druck-Halterung auf einem Fahrzeug vorgestellt.



(a) Fernfelder der nebeneinander geordneten Antennen mit einem Abstand von 85 mm.



(b) Fernfeldcharakteristika der hintereinander geordneten Antennen mit einer Distanz von 90 mm.

Abb. 4.31: Verschiedene Richtcharakteristika der kapazitiv gekoppelten offenen Konus-Antenne bei einem Azimutschnitt von $\theta = 90°$.

Die Fernfeldcharakteristika der nebeneinander angeordneten Antennen zeigen ein omnidirektionales

Abstrahlverhalten. In entgegengesetzter Fahrtrichtung ist bei beiden Antennen eine leicht erhöhte Abstrahlung zu sehen. Die Position der Strahlerelemente ist ausschlaggebend für das Strahlungsverhalten der Antennen. Es ist ein geringerer Gewinn bei einer Positionierung der Radiatoren auf dem hinteren Dachbereich zu beobachten, diese entstehen aufgrund der unsymmetrischen Masse sowie der Form des Daches [56]. Die hintereinander angeordneten Strahler zeigen eine omni- bis leicht direktionale Fernfeldcharakteristik. Bei der hinteren Antenne ist zu sehen, dass in die entgegengesetzte Fahrtrichtung (ϕ = 180°) eine höhere Abstrahlung von 2-3 dB besteht. Der vordere Radiator besitzt ein nahezu omnidirektionales Verhalten, jedoch ist bei der Frequenz 2.7 GHz eine leicht elliptische Charakteristik vorhanden. Die beiden Positionierungen zeigen in Fahrtrichtung einen Gewinn von etwa 0 dB. Die nächste Tabelle 4.3 stellt die Mittelwerte der vorgestellten Fernfelddiagramme dar.

Mittelwerte	0.8 GHz	1.8 GHz	2.7 GHz
Linke Ant.	−0.4 dB	0.2 dB	−2.5 dB
Rechte Ant.	0.4 dB	0.4 dB	−1.2 dB
Vordere Ant.	−0.4 dB	0.3 dB	−1.7 dB
Hintere Ant.	−2.2 dB	0.5 dB	−1.3 dB

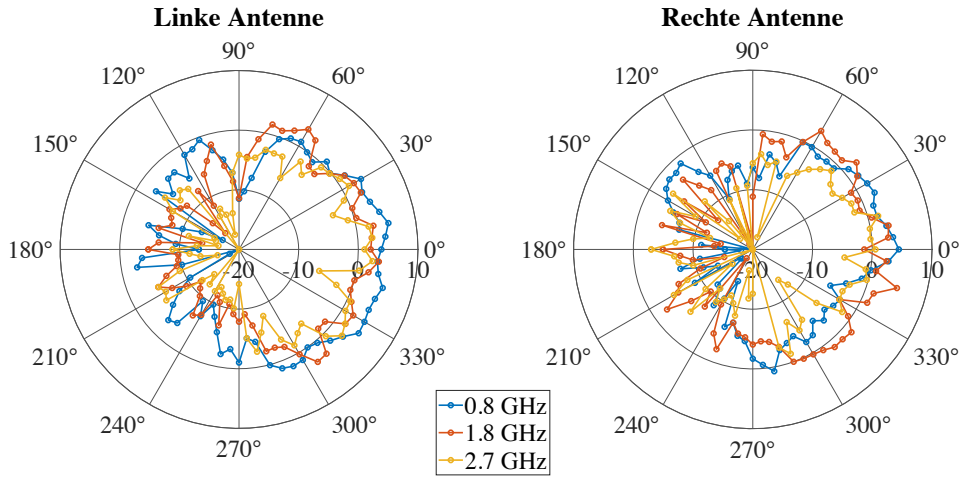
Tabelle 4.3: Mittelwerte der Fernfelddiagramme bei θ = 90°.

Es sind Mittelwerte zwischen −2.5 dB bis 0.5 dB vorhanden. Die gemittelten Fernfelder besitzen einen geringeren Gewinn bei 2.7 GHz. Ein Grund ist, dass bei höheren Frequenzen eine um 1.3-2.9 dB höhere Abstrahlung im Bereich niedrigerer Elevationswinkel vorhanden ist. Im unteren LTE-Band zeigen die Mittelwerte im Vergleich mit der Tabelle 4.2 ähnliche Resultate. Sie befinden sich in einem Bereich von −2.2 dB bis 0.4 dB. Es sind Mittelwerte zwischen 0.2-0.5 dB bei 1.8 GHz vorhanden. Die Fernfelddiagramme gemessen auf dem Armaturenbrett wird in der nächsten Grafik 4.32 dargestellt.
In den Fernfelddiagrammen ist eine eindeutig direktivere Abstrahlung in Fahrtrichtung zu erkennen. Im Gegensatz zu den hintereinander angeordneten Strahlern zeigen die nebeneinander positionierten Antennen eine größere Strahlweite. In Fahrtrichtung ist ein Gewinn zwischen 2.5 dB bis 6 dB vorhanden. In Richtung ϕ = 180° sind Abschattungen aufgrund der Fahrzeuginnenausstattung gegeben, die deshalb eine geringere Abstrahlung aufweisen. Die nachfolgende Tabelle 4.4 stellt die erlangten Mittelwerte dar.

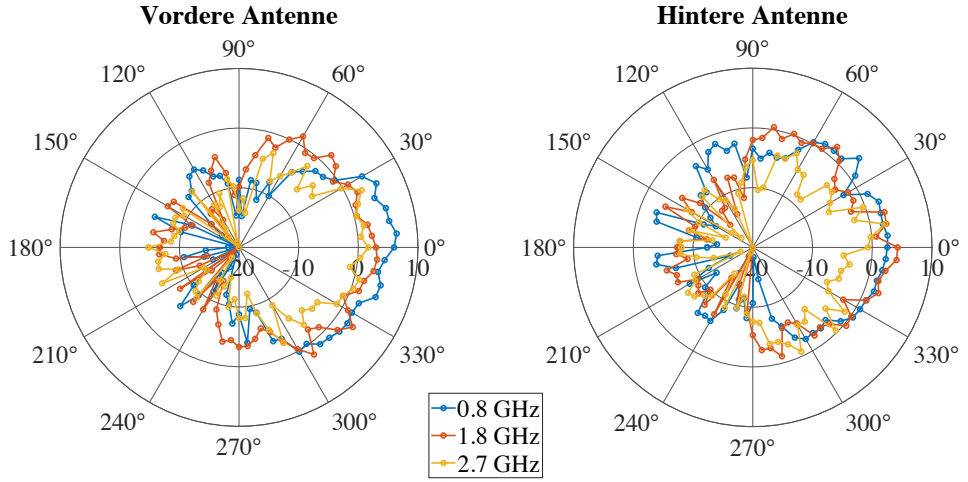
Mittelwerte	0.8 GHz	1.8 GHz	2.7 GHz
Linke Ant.	−3.2 dB	−4.3 dB	−6.8 dB
Rechte Ant.	−5.3 dB	−4.5 dB	−8.1 dB
Vordere Ant.	−7.1 dB	−5.3 dB	−7.4 dB
Hintere Ant.	−4.9 dB	−5.2 dB	−7.6 dB

Tabelle 4.4: Mittelwerte der Fernfelddiagramme bei θ = 90°.

Im Vergleich zu den berechneten Mittelwerten auf dem Dach des Fahrzeugs zeigen die Ergebnisse im Autoinnenraum deutlich niedrigere Gewinne. Im Durchschnitt sind Werte zwischen −3.2 dB bis −8.1 dB vorhanden. Die Abschattung im Auto sowie auch die Positionierung auf dem Armaturenbrett machen deutlich, dass im Mittel ein geringerer Gewinn um 2.8-6.9 dB bei dieser Einbauposition gegeben ist. Neben der elektromagnetischen Untersuchung der verschiedenen Antennenpositionierungen auf und im Automobil sollen nun als Nächstes die Systemkapazitäten näher betrachtet werden. Im unteren LTE-Band zeigen die nah zueinanderstehenden Strahler eine höhere Verkopplung. Im Folgenden werden



(a) Fernfeldcharakteristika der nebeneinander geordneten Antennen mit einem Abstand von 300 mm.



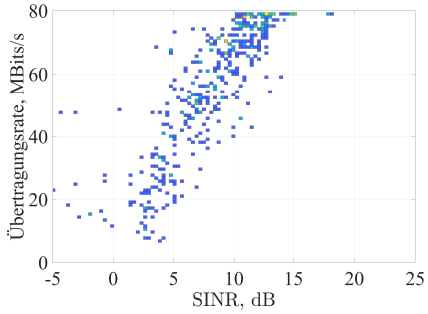
(b) Fernfeldcharakteristika der hintereinander geordneten Antennen mit einer Distanz von 90 mm.

Abb. 4.32: Verschiedene Richtcharakteristika der kapazitiv gekoppelten offenen Konus-Antenne bei einem Azimutschnitt von $\theta = 90°$.

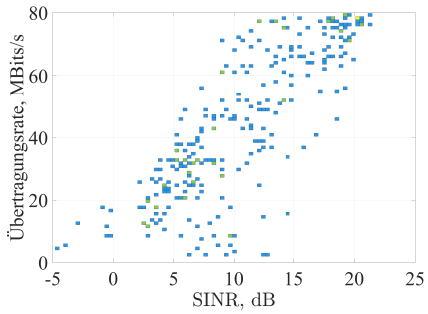
die dargestellten Antennen in der beschriebenen Testfahrt eingesetzt und hinsichtlich des möglichen Datendurchsatzes vergleichend bewertet. Das vollständig geschlossene Konus-Antennenpaar soll nun als Erstes betrachtet werden. Die Ergebnisse der Datendurchsätze der Radiatoren werden für die drei beschriebenen Einbaupositionen in der Grafik 4.33 vorgestellt [78].
Die Ordinate stellt die Übertragungsrate in MBits/s (*engl. megabits per second*) dar und die Abszisse zeigt das Signal zu Interferenz plus Rausch Verhältnis (*engl. signal-to-interference-plus-noise ratio, SINR*). Sie wird gemäß der Beziehung

$$\mathrm{SINR} = \frac{P_\mathrm{E}}{P_\mathrm{I} + P_\mathrm{R}}, \tag{4.21}$$

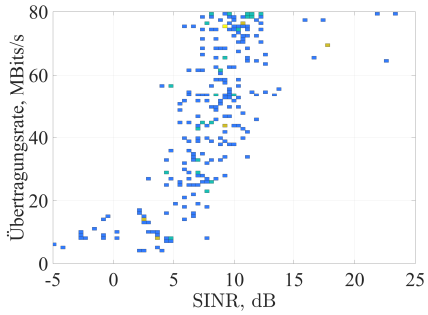
berechnet [58]. Die empfangene Leistung wird mit $P_\mathrm{E} \in \mathbb{C} \cdot \mathrm{W}$, die interferierte Störleistung mit $P_\mathrm{I} \in \mathbb{C} \cdot \mathrm{W}$ und die Rauschleistung mit $P_\mathrm{R} \in \mathbb{C} \cdot \mathrm{W}$ beschrieben. Die interferierte Störleistung und das Rauschen



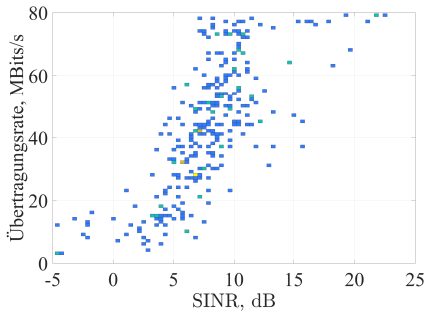
(a) Nebeneinander positionierte Konus-Antennen mit einem Abstand von 210 mm.



(b) Nebeneinander angeordnete Konus-Strahler, die mit einem Abstand von 85 mm zueinander entfernt sind.



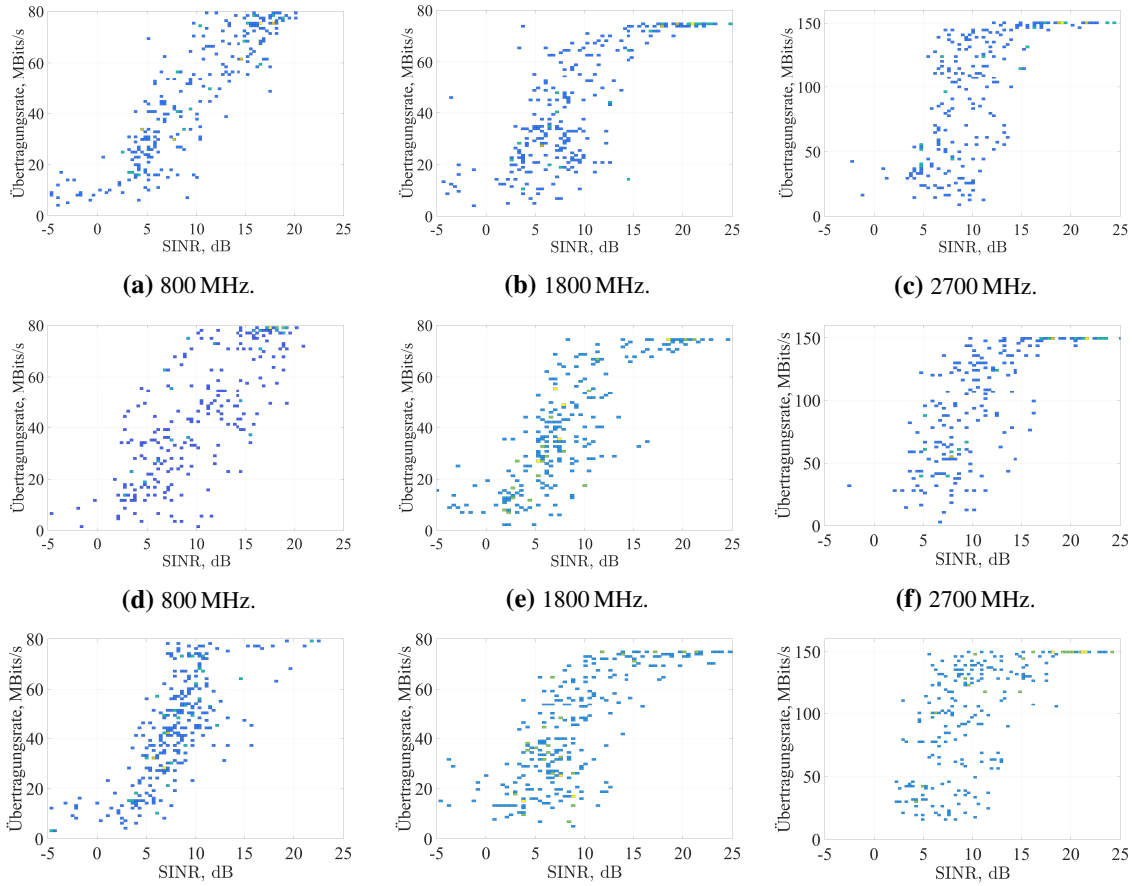
(c) Hintereinander angeordnete Konus-Antennen mit einer Distanz von 100 mm.



(d) Die Referenzantennen [79], welche mit einem Abstand von 210 mm platziert sind.

Abb. 4.33: Verschiedene Messungen der Übertragungsraten auf dem Dach eines Fahrzeuges.

tragen zu der Verschlechterung des Nutzsignals bei, wobei ersteres eine größere Rolle in städtischen Umgebungen spielt. Bei keiner Sichtverbindung zur Basisstation teilen sich die ankommenden elektromagnetischen Wellen in einzelne statistisch unabhängige Signale. Die Überlagerung der Einzelsignale oder die Störung von benachbarten Basisstationen gleicher Frequenz können die Leistung des Nutzsignals konstruktiv oder destruktiv verändern [80]. Die Messungen wurden mit einer Bandbreite von $\Delta f = 10\,\text{MHz}$ bei einer Mittenfrequenz von 800 MHz aufgenommen. Zudem zeigen die Ergebnisse nur den Downlink, d.h. die Daten werden von der Basisstation zum Endgerät übertragen. Die Geschwindigkeit des Fahrzeugs während der Messung betrug 50 km/h. Die Auswirkungen von längeren Wartezeiten an einer Ampel oder ähnlichen Ereignissen werden aus der Messung entfernt, damit nur eine durchgängige Fahrt in den Ergebnissen betrachtet wird. Es ist in den Abbildungen deutlich zu erkennen, dass bei einem höheren SINR mit einer größeren Datenrate übertragen wird. Die Messungen 4.33 **(a)**, **(c)**, **(d)** zeigen ähnliche Ergebnisse. Die Übertragungsrate bei der Grafik 4.33 **(b)** weist Abweichungen zu den restlichen Abbildungen auf. Die Kurve besitzt eine größere Streuung, zum anderen wird das Maximum von 80 MBit/s erst bei einem höheren SINR erreicht. Die Streuparameter, Fernfelddiagramme und die Korrelation der nebeneinander nah zueinander angeordneten Konus-Antennen zeigen keine Defizite gegenüber der anderen Positionierungen und in Bezug auf die Nutzung als Kommunikationssystem. Die Übertragungsmessungen der offenen Konus-Antenne im Vergleich mit einer Referenzantenne werden in der Grafik 4.34 dargestellt.



(a) 800 MHz. **(b)** 1800 MHz. **(c)** 2700 MHz.

(d) 800 MHz. **(e)** 1800 MHz. **(f)** 2700 MHz.

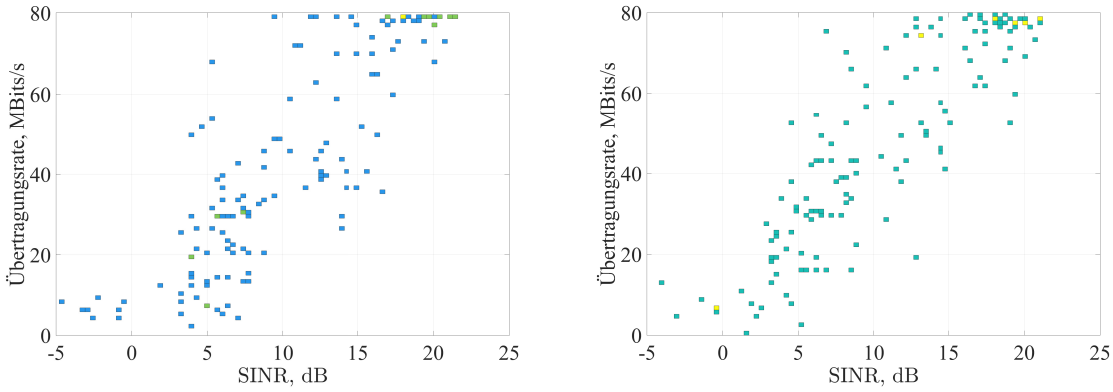
(g) 800 MHz. **(h)** 1800 MHz. **(i)** 2700 MHz.

Abb. 4.34: Messung der Übertragungsrate der offenen Konus- und Referenzantenne auf dem Dach eines Automobils. Die Ergebnisse **(a)**-**(c)** zeigen die nebeneinander platzierten Konus-Antennen mit einem Abstand von 85 mm und die Diagramme **(d)**-**(f)** illustrieren die hintereinander angeordneten konischen Antennen, die 90 mm voneinander entfernt sind. **(g)**-**(i)** sind Messungen aufgenommen mit einem Referenzsystem, die eine Distanz von 210 mm aufweist [81], [82].

In den Abbildungen sind die Frequenzen 800 MHz, 1.8 GHz und 2.7 GHz dargestellt. Die Bandbreite beträgt $\Delta f = 10$ MHz für die Frequenzen 800 MHz und 1.8 GHz. Bei 2.7 GHz ist eine Bandbreite von $\Delta f = 20$ MHz vorhanden. Ein maximal erreichbarer Datendurchsatz von 160 Mbit/s ist bei der Frequenz 2.7 GHz zu erreichen.

Die Ergebnisse der konischen Antennen zeigen bei 800 MHz eine größere Streuung und eine geringere Steigung der Kurve gegenüber den Referenzantennen. Eine höhere Konzentration ist zwischen 70-80 Mbit/s bei den konischen Antennen vorhanden im Gegensatz zu den Referenzstrahlern. Im Mittel besitzt das Nefer- und Referenzsystem nahezu die gleiche Übertragungsrate [81]. Die Messungen bei den Frequenzen 1.8 GHz und 2.7 GHz zeigen näherungsweise die gleichen Verläufe, es werden dieselben Werte im Vergleich zu den Referenzantennen erreicht. Die Ergebnisse lassen darauf schließen, dass das konische Antennensystem bei näherer Positionierung eine sehr ähnliche Systemkapazität im Vergleich mit den Referenzantennen besitzt, die jedoch einen größeren Abstand zueinander haben. Eine

unkonventionelle Positionierung soll als nächstes präsentiert werden. Die Übertragungsraten für ein Antennensystem auf dem Armaturenbrett sind in der Grafik 4.35 dargestellt.



(a) Hintereinander angeordnete Konus-Antenne mit einer Distanz von 100 mm.

(b) Nebeneinander positionierte Konus-Antennen mit einem Abstand von 210 mm.

Abb. 4.35: Übertragungsraten für zwei verschiedene Positionierungen des konischen Antennensystems auf dem Armaturenbrett [82].

Die Ergebnisse illustrieren die Übertragungsraten bei 800 MHz. Es ist zu sehen, dass im Gegensatz zu den Positionierungen auf dem Dach die Systemkapazität niedriger ist. Dies ist ersichtlich, durch die geringere Konzentration der Datenverbindungen im Diagramm. Im Vergleich zeigen die beiden Positionierungen auf dem Armaturenbrett jedoch ähnliche Ergebnisse. Die Fernfeldcharakteristika der Antennen besitzen eine direktive Abstrahlung in Fahrtrichtung. Bei LOS ist eine gute Datenübertragung vorhanden, diese äußert sich durch die größeren Übertragungsraten des Antennensystems. Eine Sichtverbindung des Systems mit der Basisstation ist nicht mehr möglich, wenn das eNodeB hinter dem Fahrzeug liegt. In dieser Situation ist eine Kommunikation nur mit Mehrwegeausbreitung in Fahrtrichtung zu erreichen. Diese wirkt sich auf die Kapazität des Antennensystems aus. Zudem zeigen die Übertragungsraten bei den Grafiken 4.33 und 4.34 eine 2.5-3-fach höhere Datenrate auf. Auf dem Automobil sollten die Antennensysteme eine größere Abstrahlung in entgegengesetzter sowie auch in Fahrtrichtung besitzen, um eine gute Systemkapazität zu erhalten [83]. Die Automobilantennen werden von der Basisstation in einem größeren Zeitraum in einem Azimutbereich von $\phi = 45° - 315°$ und $\phi = 135° - 225°$ gesehen. Zu den Seiten des Automobils hin ist zeitlich eine niedrigere Sichtverbindung aufgrund der Fortbewegung des Fahrzeugs vorhanden. Daraus erschließt sich der Grund für die niedrigere Übertragungsrate des Antennensystems auf dem Armaturenbrett.

5 Untersuchung und Entwurf einer Gruppenantenne für die 5G-Mobilfunkgeneration

Um neue Anwendungen wie Internet der Dinge etc. zu verwirklichen, werden höhere Datenraten, Kapazitäten, geringe Latenzzeiten und energieeffizientere Systeme für die zukünftige Mobilkommunikation benötigt. Um dieses Ziel zu erreichen, werden für die kommende Mobilfunkgeneration 5G auch Frequenzen über 6 GHz anvisiert, da größere Bandbreiten notwendig sind. Aufgrund von Abschattungseffekten und einer hohen Freiraumdämpfung ist der Einsatz intelligenter Mehrantennensysteme und MIMO-Technologien wichtig, um derartige Effekte zu kompensieren. Tatsächlich wird ein starker Fokus auf die Frequenzen zwischen 24.25-29.5 GHz gelegt. Das 26 GHz-Band wird für den europäischen Kontinent und das 28 GHz-Band für den nordamerikanischen Raum in Betracht gezogen [84]. Dies ist eine enorme Herausforderung, denn bei diesen Frequenzen spielt die Freiraumdämpfung eine immense Rolle, und der Energieverbrauch des Verstärkers muss niedrig gehalten werden, um ein energieeffizientes System zu erreichen [85]. Um eine 5G-Konnektivität in einer Makrozelle oder kleinen Zelle mit der MIMO-Technologie für hohe Datenraten zu gewährleisten, ist es wichtig, eine Strahlergruppe zu verwenden, bei der jede der Antennen eine omnidirektionale Richtcharakteristik in horizontaler Richtung besitzt. Zudem sollte die Gruppenantenne einen hohen Gewinn haben und den Fokus auf niedrige Elevationswinkel beibehalten. In Kombination ermöglicht das Multi-Antennensystem auch einen sehr schmalen Strahl, der verwendet wird, um eine gute Kommunikationsverbindung zu den Basisstationen in größeren Entfernungen zu erreichen, all dies muss in einem kleinen Bauvolumen im Automobil erreicht werden.
Dieses Kapitel beschreibt eine Gruppenantennenanordnung für die nächste Generation des Mobilfunks. Es wird im ersten Abschnitt eine theoretische Einführung in Gruppenantennen gegeben. Das nächste Unterkapitel stellt eine Konzeptuntersuchung von Mikrostreifenleiterantennen dar, darauffolgend wird die Gruppenantenne für die 5G-Technologie näher beschrieben. Die komplette Antennengruppe wird zuletzt vorgestellt, dabei werden zwei unterschiedliche Einspeisevarianten präsentiert. Die MIMO- und Beamforming Fähigkeiten der Gruppenantennen werden erläutert und mit Simulations- und Messergebnissen begründet.

5.1 Theorie der Interaktion mehrerer linearer Antennen in einer Gruppe

5.1.1 Beschreibung der Strahlungscharakteristik

Nahezu jede mögliche Art eines Richtdiagramms kann mit einer Gruppenantenne erzeugt werden. Die destruktive sowie auch konstruktive Überlagerung der Feldstärken im Fernfeld verursacht eine direktivere Abstrahlung in der gewünschten Raumrichtung. Die Anzahl, das räumliche Arrangement,

die Stromverteilung und die Phasenverschiebung der Antennen sind hier die Haupteinflussgrößen bei der Gestaltung einer Gruppenantenne. Das Fernfeld einer Antennengruppe setzt sich aus dem einzelnen Elementstrahler und der Anordnung der Antennen zusammen. Die Gleichung 5.1 beschreibt demnach die Richtcharakteristik einer Antennengruppe [44]

$$C_{\mathrm{ges}} = C_{\mathrm{E}} C_{\mathrm{Gr}}. \tag{5.1}$$

Die Strahlungscharakteristik der Gruppe ist mit C_{Gr}, des Einzelelements C_{E} und die gesamte Charakteristik C_{ges} beschrieben. Es werden lineare Antennen, die im Raum verteilt sind betrachtet. Die einzelnen Strahler sind mit den Ortsvektoren r_n beschrieben, wobei n in einem Bereich von [1, N] liegt und N die Anzahl der Antennen angibt. Das elektrische Feld eines Dipols ist in der Gleichung 5.2 gegeben [44]

$$E_{\mathrm{E}} = j Z_{\mathrm{F}} i_0 \frac{\mathrm{e}^{-jkr}}{2\pi r} \frac{\cos(kh\cos(\vartheta)) - \cos(kh)}{\sin(kh)\sin(\vartheta)} = i_0 F_{\mathrm{E}}(\vartheta). \tag{5.2}$$

Wobei Z_{F} den Freiraumwellenwiderstand, $i_0 = I\sin(kh)$ die Stromverteilung auf dem Dipol und k die Wellenzahl im Vakuum wiedergibt. Die Charakteristik des elektrischen Feldes wird durch $F_{\mathrm{E}}(\vartheta)$ beschrieben. Das gesamte elektrische Feld der Gruppenantenne wird wie folgt ermittelt [44]

$$E_{\vartheta} = F_{\mathrm{E}}(\vartheta) \sum_{n=1}^{N} i_{0,n} \mathrm{e}^{jk\boldsymbol{e_r}\boldsymbol{r_n}}. \tag{5.3}$$

Somit kann die gesamte elektrische Feldstärke mit der Gleichung 5.4 beschrieben werden [44]

$$E_{\vartheta} = F_{\mathrm{E}}(\vartheta) F_{\mathrm{Gr}}(\vartheta, \phi). \tag{5.4}$$

Der Gruppenfaktor wird in der Gleichung 5.5 definiert [44]

$$F_{\mathrm{Gr}}(\vartheta, \phi) = \sum_{n=1}^{N} i_{0,n} \mathrm{e}^{j\delta_n} \mathrm{e}^{jk(x_n \sin(\vartheta)\cos(\phi) + y_n \sin(\vartheta)\sin(\phi) + z_n \cos(\theta))}. \tag{5.5}$$

Die Anregungsphase der Antennen wird mit δ_n beschrieben. Die Anwendung des Superpositionsprinzips zeigt, dass die Multiplikation der Einzel- mit der Gruppencharakteristik möglich ist. Die Gleichung 5.5 ist der Ausgangspunkt für die Berechnung des Gruppenfaktors. Der Gruppenfaktor für eine Dipollinie in z-Richtung soll nun näher betrachtet werden. Dieser wird beschrieben durch die folgende Gleichung 5.6 [44]

$$F_{\mathrm{Gr}}^{\mathrm{z}}(\vartheta) = i_0 \mathrm{e}^{j\delta_1} \sum_{n=1}^{N} \mathrm{e}^{j\delta(n-1)} \mathrm{e}^{jkb(n-1)\cos(\vartheta)}. \tag{5.6}$$

Die Antennen haben zueinander einen äquidistanten Abstand, der mit b ausgedrückt wird. Der Phasenunterschied zwischen den Strahlerelementen wird durch die Beziehung $\delta_n = \delta_1 + (n-1)\delta$ substituiert. Die Gleichung 5.7 soll den Term im Exponenten ersetzen [86]

$$\gamma = \delta + kb\cos(\vartheta). \tag{5.7}$$

Aus Gleichung 5.7 und 5.6 ergibt sich ein allgemeiner Ausdruck des Gruppenfaktors in kollinearer Anordnung zu [44], [86]

$$F_{\mathrm{Gr}}^{\mathrm{z}}(\gamma) = i_0 \sum_{n=0}^{N-1} \mathrm{e}^{j\gamma(n-1)} = i_0 \sum_{n=1}^{N} \mathrm{e}^{j\gamma n} = i_0 \mathrm{e}^{j(N-1)\gamma/2} \frac{\sin\left(N\frac{\gamma}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\gamma}{2}\right)}. \tag{5.8}$$

Die finite Summe in der Gleichung 5.8 beschreibt eine geometrische Folge. Sie wird wie folgt ausgedrückt, $\sum_{n=1}^{N} \mathrm{e}^{j\gamma n} = \left(1 - \left(\mathrm{e}^{j\gamma}\right)^{\mathrm{N}}\right) / \left(1 - \mathrm{e}^{j\gamma}\right)$ [87]. Der Term $\sin\left(N\frac{\gamma}{2}\right) / \sin\left(\frac{\gamma}{2}\right)$ stellt die Gruppencharakteristik C_{Gr} dar. Die gesamte Gruppencharakteristik der Dipolgruppe hat somit folgende Beziehung [44]:

$$C_{\mathrm{ges}}^{\mathrm{z}} = \frac{|\cos(kh\cos(\vartheta)) - \cos(kh)|}{\sin(\vartheta)} \left| \frac{\sin\left(N\frac{\gamma}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\gamma}{2}\right)} \right|. \tag{5.9}$$

Die gesamte Charakteristik C_{ges} der Gruppe erschließt sich aus der Gruppencharakteristik C_{Gr}, die gebildet wird aus isotropen Radiatoren und dem Einzelelement C_{E} die eine beliebige Abstrahlung besitzt. Die Gruppencharakteristik ist somit nicht abhängig von der Richtcharakteristik der einzelnen Antenne.

5.1.2 Verhalten unterschiedlich gephaster Gruppenantennen

Die Gruppencharakteristik C_{Gr} soll für eine Gruppe von Antennen N = 8 beschrieben werden. Die Grafik 5.1 illustriert den Verlauf.

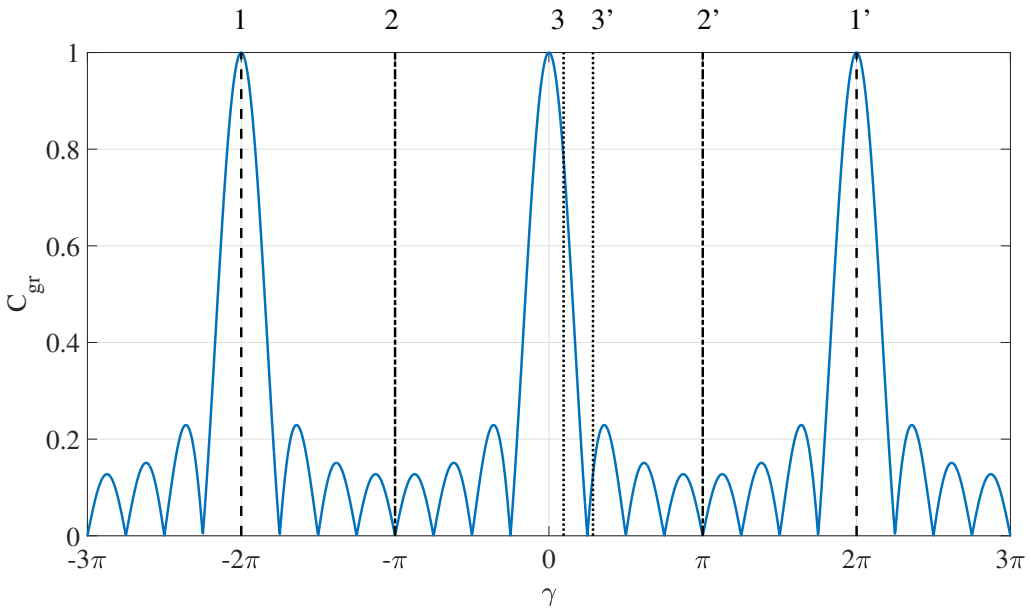


Abb. 5.1: Gruppencharakteristik einer linearen Antennengruppe bestehend aus N = 8 Strahlern.

Die Abbildung ist in drei Areale aufgeteilt. Eine Distanz von $b = \lambda$ wird im Bereich 1-1' dargestellt. Neben der Hauptkeule sind gleich große parasitäre Nebenkeulen (*engl.: grating lobes*) vorhanden, welche in der Praxis meistens unerwünscht sind. Ein Antennenabstand von $b = \lambda/2$ wird im Gebiet 2-2'

abgebildet. Eine Hauptkeule ist im sichtbaren Bereich der Gruppencharakteristik zu erkennen. In dieser Anordnung kann sich keine parasitäre Nebenkeule ausbilden. Die letzte Konstellation, dargestellt im Gebiet 3-3', zeigt eine Supergewinnantenne. Die Antennen haben einen Abstand von $b = 0.05\lambda$ und eine Phasendifferenz von $\delta = 34.4°$. Die große Steigung ermöglicht eine hohe Direktivität der Gruppenantenne. Die Strahlungskopplung und Verluste auf der Antennenstruktur wurden dabei nicht betrachtet. Die Grafik 5.1 zeigt die Beeinflussung der Hauptstrahlrichtung durch verschiedene Phasengänge [44].

Der Richtfaktor von verlustbehafteten Gruppenantennen

Es soll nun der Richtfaktor für die unterschiedlichen Hauptstrahlrichtungen der Antennengruppe bestimmt werden. Der Winkel $\vartheta_{\max}$ gibt die Hauptstrahlrichtung an. Die Richtung der Abstrahlung wird durch den Vandermonde-Vektor $\boldsymbol{a}(\vartheta_{\max}) = [1 \quad e^{j\nu} \cdots e^{j(N-1)\nu}]$ beschrieben, wobei $\nu = kb\cos(\vartheta_{\max})$ ist. Die Gleichung 5.10 beschreibt die wechselseitige Beeinflussung der isotropen Strahler im Fernfeld [88]

$$\boldsymbol{C} = \begin{bmatrix} 1 & \mathrm{si}(kb) & \mathrm{si}(2kb) & \cdots \\ \mathrm{si}(kb) & 1 & \mathrm{si}(kb) & \ddots \\ \mathrm{si}(2kb) & \mathrm{si}(kb) & 1 & \ddots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots \end{bmatrix}. \tag{5.10}$$

Die Toeplitz-Matrix $\boldsymbol{C}$ besitzt nur reale Einträge. Die Direktivität der Antennengruppe kann mit der folgenden Gleichung 5.11 ausgedrückt werden [88]

$$D(\vartheta_{\max}) = \boldsymbol{a}^{\mathrm{H}}(\vartheta_{\max})\boldsymbol{C}^{-1}\boldsymbol{a}(\vartheta_{\max}). \tag{5.11}$$

Dabei ist 5.11 abhängig von der Anzahl der Antennen, der Hauptstrahlrichtung und dem Abstand zwischen den Strahlern. Jedoch sind Verluste auf dem Radiator nicht mit einbegriffen, dies soll in der nächsten Gleichung berücksichtigt werden [88]

$$G(\vartheta_{\max}) = \boldsymbol{a}^{\mathrm{H}}(\vartheta_{\max})\left(\boldsymbol{C} + \frac{R_{\mathrm{v}}}{R_{\mathrm{s}}}\boldsymbol{I}_{\mathrm{N}}\right)^{-1}\boldsymbol{a}(\vartheta_{\max}). \tag{5.12}$$

Der Strahlungswiderstand wird mit R_{s} und der Verlustwiderstand mit R_{v} beschrieben. Die Einheitsmatrix $\boldsymbol{I}_{\mathrm{N}}$ ist abhängig von der Anzahl der Radiatoren.

Der Querstrahler

Der Querstrahler wird nun näher untersucht. Falls alle Strahler in ihrer Anregungsphase $\delta = 0°$ gleich sind, ist ein Querstrahler vorhanden. Die Richtung der Hauptkeule steht senkrecht zu der Gruppenachse der Antennen. Mit einem Abstand bis zu $b < \lambda$ existieren bei einem Querstrahler keine parasitären Nebenkeulen. Die Breite zwischen den ersten Nullstellen der Hauptkeule sowie auch die Halbwertsbreite kann durch 5.13 beschrieben werden [44]

$$\Delta\phi_0 = 2\arcsin\left(\frac{\lambda_0}{Nb}\right), \qquad \Delta\phi = 2\arcsin\left(\frac{\lambda_0}{Nb}\frac{1.392}{\pi}\right). \tag{5.13}$$

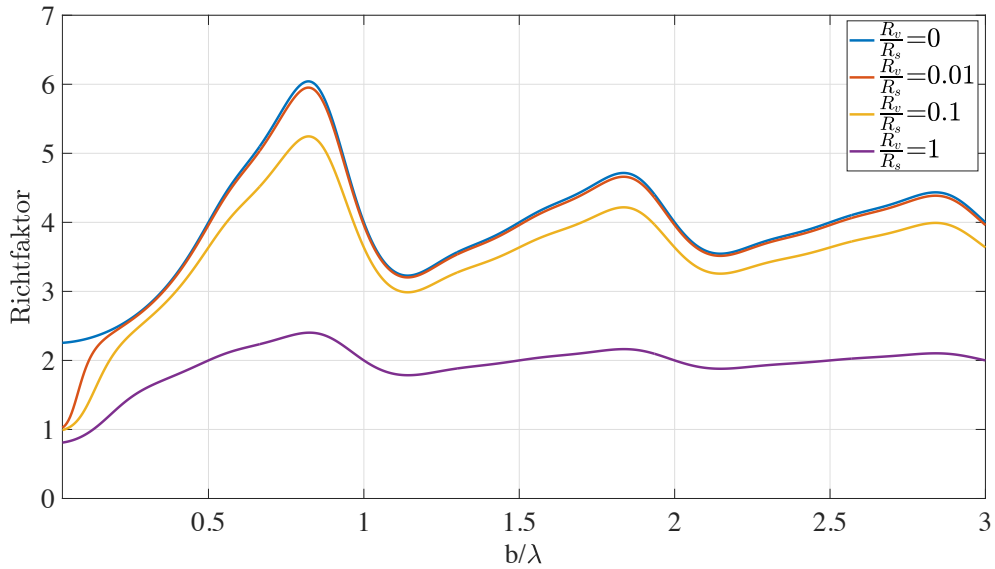


Abb. 5.2: Richtfaktor einer Anordnung gleichphasig-angesteuerten äquidistanter Querstrahler mit $N = 4$ isotropen Strahlern.

Dabei bezeichnet $\Delta\phi$ die Halbwertsbreite und $\Delta\phi_0$ die Nullwertsbreite. In der Grafik 5.2 sollen die Richtfaktoren von $N = 4$ Antennen mit und ohne Verluste vorgestellt werden.

Der höchste Richtfaktor ist bei einem Abstand von $b = \lambda_0 \left(1 - \frac{1}{2N}\right)$ vorhanden. Nach dem Maximalwert gibt es ein Abfall in der Direktivität, der durch die Bildung von parasitären Nebenkeulen zustande kommt. Bei höheren Abständen schwankt der Richtfaktor um den Wert von N. Die Richtfaktoren fallen bei Betrachtung von Verlusten entsprechend niedriger aus. Bei kleineren Abständen beginnt die verlustbehaftete Gruppenantennenanordnung mit einem Richtfaktor von 1 und niedriger. Die verlustbehafteten Kurven zeigen den gleichen Verlauf verglichen mit der verlustlosen Anordnung. Es ist nur eine Änderung im Richtfaktor zu erkennen [44].

Der Längsstrahler

Die Hauptstrahlrichtung des Längsstrahlers verläuft in Richtung der Gruppenachse. Durch eine Phasenverschiebung $\delta = kb$ kann eine konstruktive Überlagerung geschaffen werden. Im Gegensatz zu einem Querstrahler können sich bei einem Längsstrahler bis zu einem Abstand von $b = \lambda/2$ keine parasitären Nebenkeulen ausbreiten. Die Null- und Halbwertsbreite des Längsstrahlers beträgt [44]

$$\Delta\phi_0 = 2\arccos\left(1 - \frac{\lambda_0}{Nb}\right), \qquad \Delta\phi = 2\arccos\left(1 - \frac{\lambda_0}{Nb}\frac{1.392}{\pi}\right). \tag{5.14}$$

Das Prinzip des Längsstrahlers wird für die Yagi-Uda und logarithmisch-periodische Antennen verwendet. Die Richtfaktoren eines idealen und verlustbehafteten Längsstrahlers werden in der Abbildung 5.3 dargestellt.

Der Längsstrahler besitzt im verlustlosen Verlauf einen maximalen Wert von $N^2 = 16$ bei einem Abstand von $b/\lambda \approx 0$. Bei den verlustbehafteten Fällen ist zu sehen, dass die Auswirkungen der Verluste größer

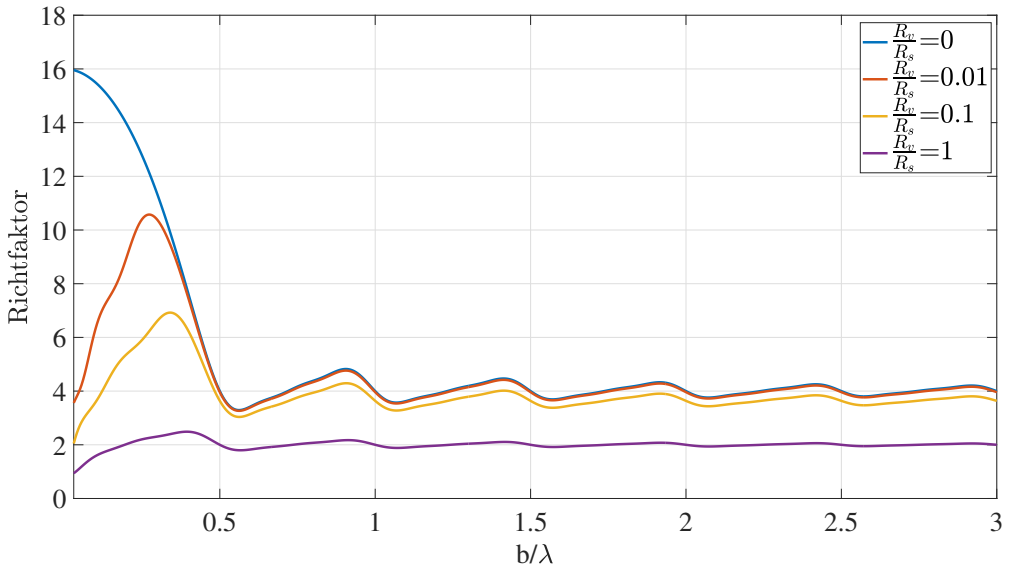


Abb. 5.3: Richtfaktor einer äquidistanten Längsstrahler Anordnung mit $N = 4$ isotropen Strahlern.

sind, als bei einem Querstrahler. Im Vergleich mit der Grafik 5.2 ist eine größere Änderung im Verlauf des Richtfaktors bei dichteren Abständen zu beobachten. Ein Optimum im Richtfaktor ist bei einem größeren Abstand als $b/\lambda > 0$ zu finden, dieser ist abhängig vom Verlustterm $\frac{R_v}{R_s}$. An den Steilflanken der Kurven sind kleinere Welligkeiten vorhanden, diese kommen aufgrund des Gibbschen Phänomens. Die Gleichung 5.12 wird mithilfe einer Fourier-Reihe entwickelt, dabei treten bei Unstetigkeitsstellen Überschwingungen auf. In den Abbildungen 5.2 und 5.3 wurden die Richtfaktoren von idealen und verlustbehafteten Antennengruppen vorgestelllt, wobei eine perfekte Entkopplung zwischen den einzelnen Strahlern angenommen wurde. Es wird deutlich, dass die Positionierung der Antennen eine große Rolle beim Entwurf eines Gruppenantennensystems spielt.

Phasengesteuerte Gruppenantennen

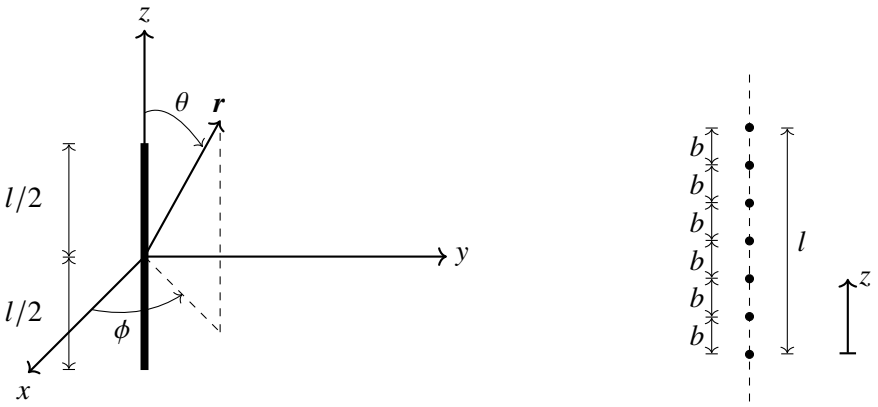
Eine beliebige Änderung der Hauptkeule im Raum ist durch die verschiedenen Phasenlagen der Antennen in der Gruppe möglich. Die nächste Gleichung stellt die gewünschte Schwenkung in der Hauptstrahlachse dar, dabei wird der Phasenunterschied und Antennenabstand mitberücksichtigt [44]

$$\phi_S = \arcsin\left(\frac{\delta}{kb}\right). \tag{5.15}$$

Der Schwenkwinkel wird mit ϕ_S beschrieben. Der Übergang zwischen den beiden maximalen Auslenkungen erfolgt nahtlos. Bei größeren Phasenunterschieden und kurz vor der Bildung eines Längsstrahlers verbinden sich die beiden Hauptkeulen und die parasitäre Nebenkeule entwickelt sich zu einer weiteren Hauptkeule für eine in Linie angeordnete Strahlergruppe. Bei einer Flächenanordnung wäre der Übergang zwischen den Quer- und Längsstrahler fließend. Darüber hinaus ist gegenüber einer Linienanordnung auch nur eine Hauptstrahlachse vorhanden. Bei Primär- und Sekundärradaren wird diese Technologie verwendet, um elektronisch die Hauptkeulen zu schwenken, um damit ein Objekt orten und verfolgen zu können [44].

5.1.3 Beliebige Amplitudenverteilung und Auswirkung auf die Strahlungscharakteristik

Die Abstände der Strahler zueinander und der Phasenunterschied haben einen Einfluss auf die Fernfeldcharakteristik einer Gruppenantenne. Eine weitere Möglichkeit das Richtdiagramm zu beeinflussen, ist die Leistungsverteilung auf der Antennenstruktur zu variieren. Die Auflösung der Hauptkeule und die Nebenkeulenunterdrückung können durch die Zusammensetzung der Speiseströme bestimmt werden. Die Herleitung der Richtcharakteristik unterteilt sich in zwei Bereiche. Sie kann durch kontinuierliche und diskrete Quellen ermittelt werden. Die zwei Linienverteilungen werden in der Grafik 5.4 dargestellt [45].



(a) Eine kontinuierliche Linienquelle. **(b)** Eine diskrete Linienquelle.

Abb. 5.4: Unterschiedliche Linienquellen für die Synthese von Antennen [45].

Die Linienquellen sind symmetrisch in der z-Achse positioniert. Die Gruppencharakteristik einer kontinuierlichen Quelle stellt die Gleichung dar [45]

$$C_{\mathrm{Gr}}(\vartheta) = \int_{-l/2}^{l/2} i_n e^{j(kz\cos(\vartheta)+\delta_n(z))} dz. \tag{5.16}$$

Die Beziehung 5.16 zeigt eine Fouriertransformation einer beliebigen Strom- und Phasenverteilung. Die Anwendung der Laplace-Transformation ist möglich bei einer Verschiebung der Linienquelle in den positiven Bereich der z-Achse [87]. Das Fernfeld aus einer diskreten Quelle lässt sich mit verschiedenen Methoden ermitteln [89], [90], [91], [92], jedoch ist keine geschlossene Ermittlung der Gruppencharakteristik mit diesen Maßnahmen möglich. Eine geschlossene Darstellung der Gruppencharakteristik stellt C_{gr} in Gleichung 5.9 dar. Die diskretisierte Quelle wird nun mithilfe der Z-Transformation analysiert. Ein lineares Antennenarray mit einem äquidistanten Strahlerabstand wird wie folgt ermittelt [86], [93]

$$\mathcal{Z}\{F^z_{\mathrm{Gr}}(\mathfrak{z})\} = \sum_{n=0}^{N-1} i_n \mathfrak{z}^{-n} = \mathcal{Z}\{i_n(z)\, g_n(z)\}. \tag{5.17}$$

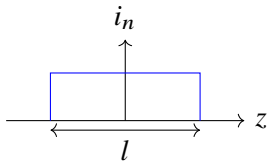
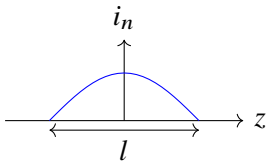
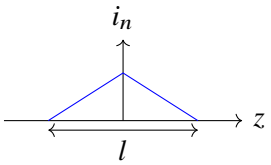
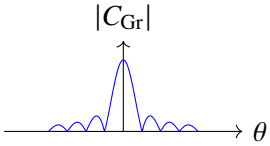
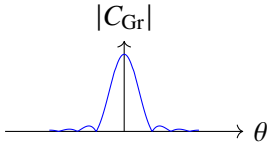
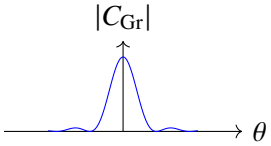
Die Z-Transformation ist mit $\mathfrak{z}$ beschrieben, wobei für $\mathfrak{z} = \mathrm{e}^{-j\gamma}$ angenommen wird. Die Funktion $g_n(z)$

stellt eine Rechteckfunktion dar, die wie folgt definiert ist [86]

$$g_n(z) = \begin{cases} 0 & z < 0 \\ 1 & 0 \leq z \leq (N-1)\,b\,. \\ 0 & z > 0 \end{cases} \tag{5.18}$$

Die Rechteckfunktion definiert den Bereich der vorhandenen diskreten Quellen in der Linienanordnung. Die inhomogene Amplitudenbelegung wird mithilfe $i_n(z)$ beschrieben. Das vorgestellte Verfahren stellt eine allgemeine Analyse der Leistungs- und Phasenverteilungen auf diskreten Linienquellen dar und ermöglicht, eine geschlossene Form der Gruppencharakteristik zu erlangen. In der Tabelle 5.1 werden drei verschiedene Leistungsverteilungen miteinander verglichen.

Tabelle 5.1: Untersuchung der Strahlungscharakteristika einer rechteck-, kosinus-, und dreieckförmigen Amplitudenverteilung [45].

Verteilung	**Rechteck**	**Kosinus**	**Dreieck**
Verteilung analytisch	I_1	$I_2 \cos(\frac{\pi\lvert z\rvert}{l})$	$I_3(1-\frac{2\lvert z\rvert}{l})$
Verteilung grafisch			
Gruppen-charakteristik C_{Gr}	$I_1 l\,\mathrm{si}(u)$	$I_2 l \frac{\pi}{2} \frac{\cos(u)}{(\pi/2)^2 - u^2}$	$I_3 \frac{l}{2} \mathrm{si}(u/2)^2$
Gruppen-charakteristik grafisch			
Halbwertsbreite	$\frac{50{,}6}{(l/\lambda)}$	$\frac{68{,}8}{(l/\lambda)}$	$\frac{73{,}4}{(l/\lambda)}$
Nullstellenbreite	$\frac{114{,}6}{(l/\lambda)}$	$\frac{171{,}9}{(l/\lambda)}$	$\frac{229{,}3}{(l/\lambda)}$
Nebenkeulen unterdrückung	13.2 dB	23.2 dB	26.4 dB
Direktivitäts-faktor	$2\left(\frac{l}{\lambda}\right)$	$0{,}81\left[2\left(\frac{l}{\lambda}\right)\right]$	$0.75\left[2\left(\frac{l}{\lambda}\right)\right]$

Der Term u beschreibt die folgende Abhängigkeit $u = (\pi l/\lambda)\cos(\vartheta)$. Die unterschiedlichen Verteilungen erzeugen verschiedene Fernfeldcharakteristika, die jeweils individuelle Eigenschaften besitzen. Die Rechteckfunktion stellt eine schmale Hauptkeule dar, wobei sich bei den anderen Distributionen eine größere Halbswertsbreite einstellt, jedoch mit einer höheren Nebenkeulenunterdrückung. Eine variable Einstellung der Höhe der Nebenkeulen ist mit der Dolph-Tschebyscheff Belegung möglich [86]. Eine Strahlungscharakteristik ohne Nebenkeulen ist mit einer binomialen Verteilung gegeben [44].

5.1.4 Verkopplung zwischen linearen Antennen in einer Gruppenanordnung

Die Verkopplung wurde in dem vorherigen Unterkapitel vernachlässigt, diese soll nun mit betrachtet werden. Die Auswirkungen einer gegenseitigen Kopplung in linearen Gruppenantennen wird mithilfe von zwei gleichartigen $\lambda/2$-Dipolen untersucht. Die Grafik 5.5 zeigt die zwei Halbwellendipole mit einem definierten Abstand in z- und x-Richtung.

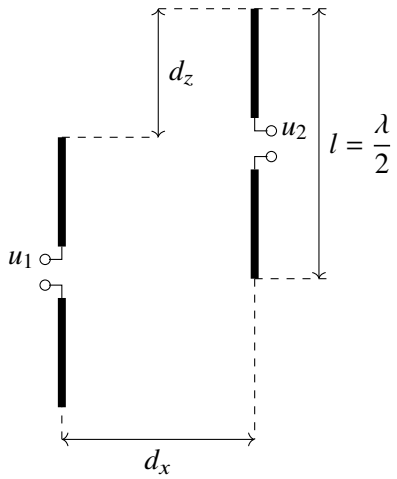


Abb. 5.5: Positionierung der Halbwellendipole mit einem variablen Abstand von d_x und d_z [44].

Die Eingangsimpedanz der Mehrantennenanordnung lässt sich mit der folgenden Gleichung bestimmen [44]

$$Z_e = Z_{ee} + \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq e}}^{N} Z_{em} \frac{I_m}{I_e}. \tag{5.19}$$

Die aktive Eingangsimpedanz stellt Z_e dar. Die Impedanz einer alleinstehenden Dipolantenne wird mit $Z_{ee} = (73.1 + j42.5)\Omega$ und die Transimpedanz mit $Z_{em} = R_{em} + jX_{em}$ beschrieben [44]. In der Abbildung 5.6 wird die Transimpedanz zwischen den beiden Antennen grafisch dargestellt.
Die Koppelimpedanz zeigt bei näheren Abständen erwartungsgemäß eine höhere Verkopplung zwischen den Antennenelementen. Bei größeren Distanzen besitzt die Transimpedanz kleinere Werte. Eine große Koppelimpedanz Z_{em} kann zu Problemen bei Gruppenantennen führen. Es können blinde Winkel entstehen, dies hat zur Folge, dass bei bestimmten Raumrichtungen die Hauptkeule sich nicht mehr ausbilden kann. Die eingespeiste Leistung wird von der Antenne zurück reflektiert, die zu einer Beschädigung des Verstärkers führen kann.

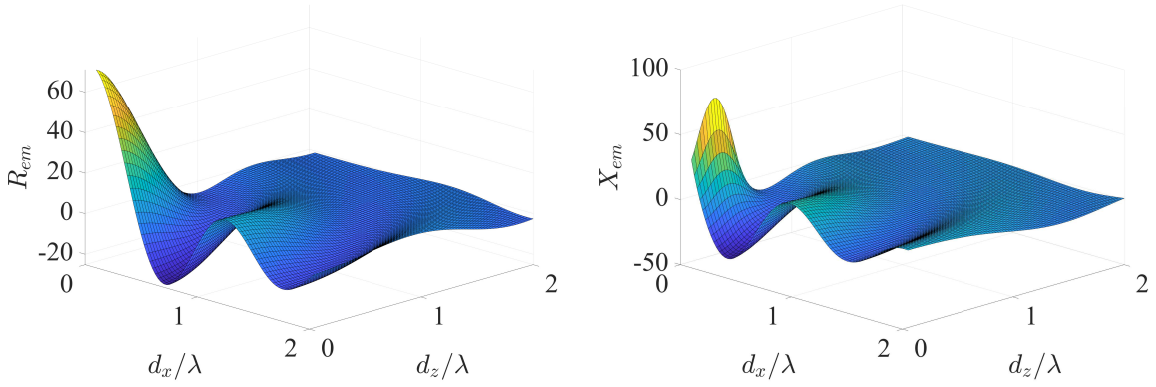
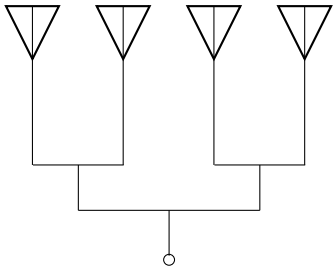


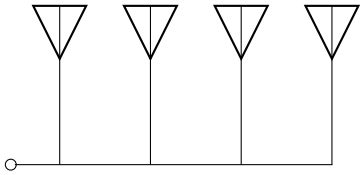
Abb. 5.6: Real- und Imaginärwerte der Verkopplung in Abhängigkeit von den vertikalen und horizontalen Abständen zwischen den Antennen.

5.1.5 Netzwerke für die Speisung von Gruppenantennen

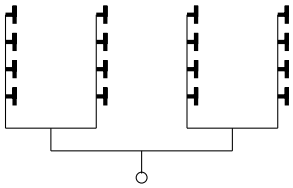
Die elektronische Schwenkbarkeit der Hauptkeule macht die phasengesteuerten Gruppenantennen attraktiver als die mechanisch rotierenden Antennen. Diese Fähigkeit wird vor allem in der militärischen Radartechnik genutzt, um schneller Objekte orten und verfolgen zu können. Es ist möglich mehrere Hauptkeulen in mehreren Kanälen zu bilden, um eine höhere Ortungsgenauigkeit zu erlangen, dies wird z. B. in der Sekundärradartechnik verwendet. Um Störer auszuschließen, kann das Fernfelddiagramm so ausgebildet werden, dass in Richtung des Störsignals kein Empfang vorhanden ist. Dabei spielt neben der Entwicklung der Antennengruppe die Speisung der einzelnen linearen Strahler eine wichtige Rolle. Die Grafik 5.7 zeigt drei verschiedene Speisenetzwerke.



(a) Parallel gespeiste Antennen.



(b) Seriell gespeiste Strahler.



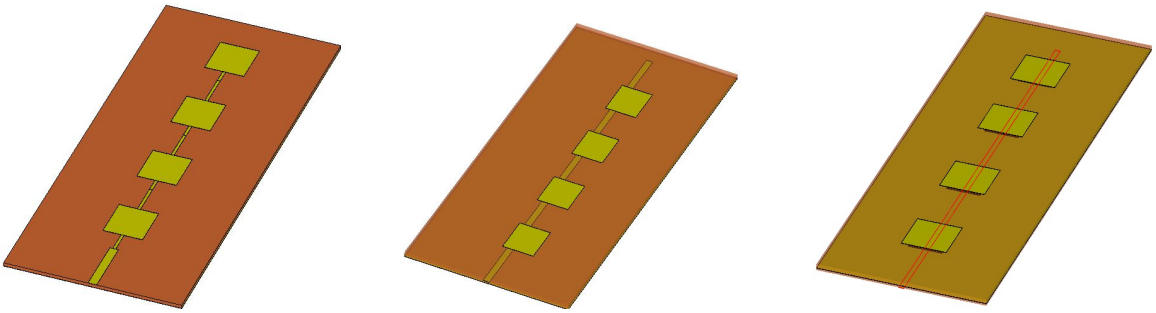
(c) Parallel- und Serienschaltung der Antennen.

Abb. 5.7: Drei verschiedene Arten von Speisenetzwerken für Gruppenantennen [94].

Eine größere Anwendung findet sich in der parallelen Speisung von Gruppenantennen wieder. Die Abstände der Antennen können variiert werden, damit lässt sich die Entkopplung zwischen den Radiatoren besser handhaben. Die symmetrische Anordnung der parallelen Speisung führt zu einer konstanten Amplituden- und Phasenanregung an den jeweiligen Antennenfußpunkten. Bei der seriellen Speisung werden die einzelnen Antennen mit einer durchgehenden Leitung elektrisch verbunden. Dadurch ergibt sich eine kompaktere Bauweise bei seriell gespeisten Gruppenantennen. Ein weiterer Vorteil ist, dass die Hauptkeule durch eine Frequenzänderung geschwenkt werden kann. Dies ist abhängig von der Bandbreite der Gruppenantenne und wird z. B. bei der Doppler-Reflektometrie angewendet [95]. Jedoch bewirken die Leitungen eine Dämpfung im System, welche beim Entwurf einer seriell gespeisten Gruppenantenne mitberücksichtigt werden müssen. Eine Mischung der beiden Speisetechniken stellt die Grafik 5.7 **(c)** dar. Es können Phasenschieber in den jeweiligen Strängen verwendet werden, um eine schwenkbare Richtcharakteristik zu erlangen. Die Speisetechnik findet besonders Anwendung im automobilen Radar [96].

5.2 Konzeptuntersuchung von Antennengruppen für die 5G-Technologie

Die Nutzung der 5G-Technik zusammen mit der passiven Radartechnologie bietet eine Möglichkeit, um die Verkehrssicherheit zu unterstützen [97]. Die höheren Frequenzen der neuen Mobilfunkkommunikation eröffnen neue Möglichkeiten verschiedene Positionierungen auf dem Fahrzeug zu verwenden. Es sollen nun drei verschiedene Sorten von direktiven Antennen vorgestellt und auf ihre Eignung für eine Anwendung in der neuen Kommunikationstechnologie überprüft werden.



(a) Serielle Speisung. **(b)** Kapazitive Kopplung. **(c)** Apertur Kopplung

Abb. 5.8: Drei verschiedene Mikrostreifenleiterantennen-Typen.

Die Gruppenantennen besitzen jeweils vier Strahler und werden unterschiedlich angeregt. Die kapazitiv gekoppelte Mikrostreifenleiterantenne besteht aus zwei Substrat-Schichten. In der obersten Lage befinden sich die Patch-Antennen, in der Mitte die Streifenleitung und auf der Unterseite ist die Massefläche vorhanden. Die Kopplung der Zuleitung mit der Antenne bewirkt die Anregung der einzelnen Strahler. Die Apertur gekoppelte Mikrostreifenleiterantenne besteht aus zwei verschiedenen Substraten. In der Mitte befindet sich die metallische Zwischenschicht, welche die Aperturen aufweist. In der Unterseite ist die Mikrostreifenleitung vorhanden. Die Speisung der Antennen wird durch die Schlitze in der Zwischenmetallisierung realisiert. Dabei sollten die Aperturen nicht resonant sein, da ansonsten eine Strahlung entsteht, die auf die Rückseite der Mikrostreifenleiterantenne gerichtet ist. In der Grafik 5.9 werden die Eingangsreflexionsfaktoren der drei Antennenvarianten vorgestellt.

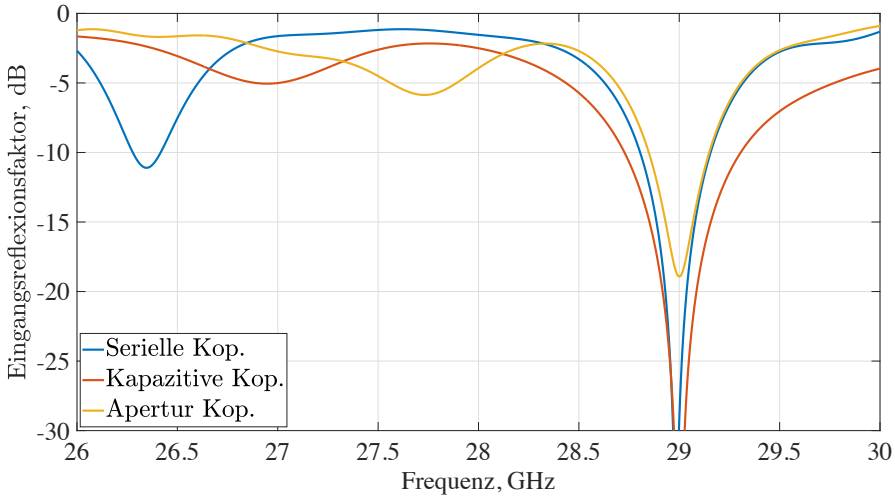


Abb. 5.9: Reflexionsfaktoren der Mikrostreifenleiter-Gruppenantennen.

Die Eingangsreflexionsfaktoren zeigen, dass die Gruppenantennen bei 29 GHz eine natürliche Resonanz besitzen. Die Antennen weisen eine 10 dB-Bandbreite von 300-600 MHz auf. Eine größere Bandbreite ist nur zu erlangen, wenn die Antennen in der Gruppe jeweils unterschiedliche Resonanzen aufweisen und diese im Band 24.25-29.5 GHz aufgeteilt sind. Der Nachteil ist, dass im Allgemeinen keine höhere Direktivität aus der Gruppenantennenanordnung gewonnen werden kann. Die Fernfeldcharakteristika werden in der Abbildung 5.10 zusammengefasst.

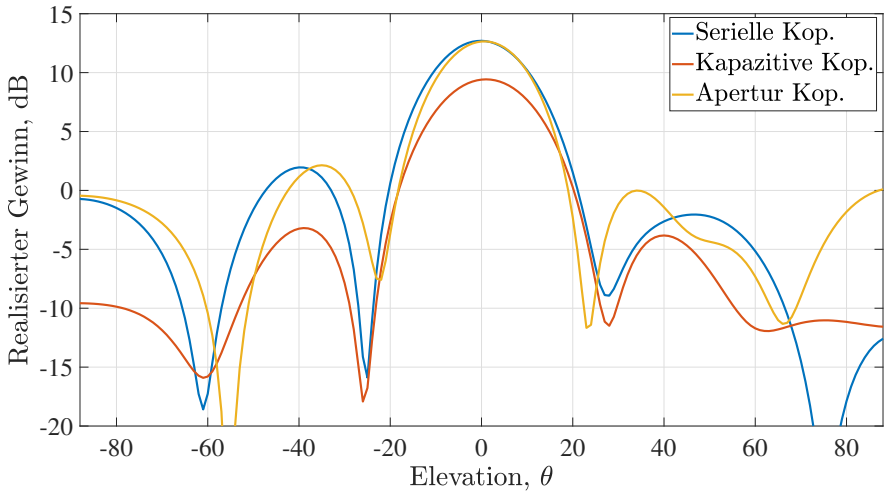


Abb. 5.10: Fernfeldcharakteristika bei 29 GHz der Gruppenantennen in der Ludwig 3 Horizontal Darstellung bei einem Schnitt des Azimutwinkels von $\phi = 0°$.

Die Gruppenantennen haben einen realisierten Gewinn von 9.5-12.7 dB. Die kapazitiv gekoppelte Antenne hat einen geringeren Gewinn gegenüber den anderen beiden Modellen. Der Grund ist, dass der kapazitiv gekoppelte Gruppenstrahler bei einem Schnitt des Azimutwinkels von $\phi = 90°$ zu niedrigeren

Elevationswinkeln hin eine nahezu gleichbleibende Abstrahlung besitzt. Die Verwendung von zwei übereinander geschichteten Substraten vergrößert die Substratdicke und die elektromagnetischen Wellen können sich zu den Enden des Substrats mehr ausbreiten.
Die Fernfeldcharakteristik zeigt in dem betrachteten Frequenzbereich zwischen 26 und 30 GHz deutliche Variationen. Die hohe Empfindlichkeit gegenüber Änderungen in der Eingangsphase sind der Grund für eine nicht konstante Richtcharakteristik über einen weiten Frequenzbereich. Aufgrund der hohen Frequenzen können mehrere Gruppenantennen für verschiedene Frequenzbänder entworfen werden, jedoch würden höhere Kosten für ein derartiges Antennensystem entstehen. Eine real einsetzbare Gruppenantenne sollte in der neuen 5G-Technologie die gesamte Bandbreite abdecken und eine omnidirektionale Fernfeldcharakteristik mit horizontaler Hauptstrahlrichtung mit einem möglichst großen und konstanten Gewinn in dem gewünschten Frequenzbereich besitzen. Im nächsten Unterkapitel wird eine derartige Antenne vorgestellt, welche dieses Ziel erreichen soll

5.3 Breitbandige Gruppenantenne für die 5G-Technologie

5.3.1 Entwurf einer einzeiligen Strahlergruppe

In diesem Abschnitt wird eine 5G-Antennenanordnung für die Anwendung auf dem Automobil vorgestellt, die die Frequenzbänder zwischen 24.25-29.5 GHz abdeckt. Der Gruppenantenne basiert auf parallelen Antennenelementen, die jeweils aus einer vertikalen kollinearen Anordnung von konischen Dipolantennen bestehen. Die lineare Gruppenantenne ist senkrecht über der Massefläche angebracht, die in ein metallisches Gehäuse integriert werden kann. Die realisierte Antennenanordnung ist in Grafik 5.11 dargestellt [11].

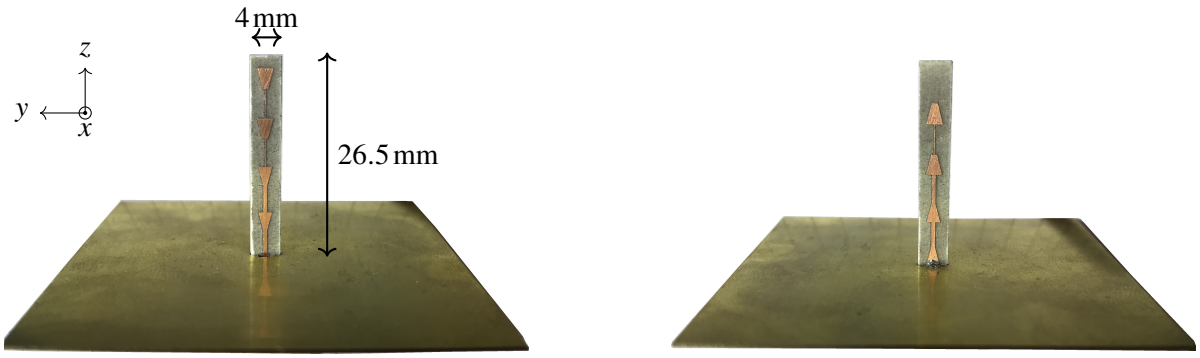


Abb. 5.11: Vorder- und Rückansicht der 5G-Gruppenantenne.

Die Gruppenantenne besteht aus vier konischen Antennen, die in einer Linie übereinander in einer seriell gespeisten kollinearen Konstellation angeordnet sind [98]. Die konische Struktur hat eine breitbandige Eigenschaft, welche hier genutzt wird, um das betrachtete Frequenzband zwischen 24.25-29.5 GHz zu erfüllen. Die Gruppenantenne ist vertikal polarisiert mit einer omnidirektionalen Charakteristik in Richtung $\theta = 90°$. Auf der Vorder- und Rückseite der Gruppenantenne ist nur ein Zweig einer Dipolantenne realisiert. Die Interaktion zwischen der vorderen und hinteren Seite des Substrates bringt eine Dipolcharakteristik hervor. Ein Dipolast auf der Rückseite der Antennenstruktur wurde mit der Masse elektrisch verbunden. Der Grund für diese Verbindung ist, dass für den Betrieb eines Dipols ein Balun benötigt wird, damit keine parasitären Effekte die Eigenschaft der Dipolantenne stören. Die Massefläche

verhindert die Entstehung einer Mantelwelle [45]. Das Antennensystem besteht aus Dipolantennen, jedoch bewirkt die Verbindung mit der Masse eine Monopol-artige Struktur, damit ein höherer Gewinn in der azimutalen Ebene vorhanden ist. Eine parallele Speisung wurde bewusst vermieden, da eine größere Substratfläche benötigt werden würde. Ein breiteres Substrat würde eine Führung der Wellen mit sich bringen und sich somit auf die Omnidirektionalität der Gruppenantenne auswirken, womit eine höhere Direktivität in der y-Ebene vorhanden wäre. Bei einer Anordnung von mehreren Strahlergruppen ist mit einer parallel gespeisten Antenne ein größerer Abstand zwischen den Gruppen vorhanden, was zu parasitären Nebenkeulen im System und Verlusten im Gewinn der Gruppenantenne führen kann. Die konische Antennenanordnung ist auf einem RO4350B Substrat realisiert worden [99], die eine Dielektrizitätskonstante von $\epsilon_r = 3.66$ und eine Dicke von 0.5 mm aufweist. Der 5G-Gruppenstrahler wird mit einer 50 Ω-Leitung, die eine Breite von 1.1 mm besitzt, gespeist. Die Wahl eines geeigneten Substrates spielt eine große Rolle beim Entwurf einer gedruckten Streifenleiterantenne. Sie hat einen Einfluss auf die Reproduzierbarkeit, Größe der Gruppenantenne und Fernfeldcharakteristik. Ein Substrat mit einer höheren Dielektrizitätskonstante kann empfindlicher gegenüber Fertigungstoleranzen sein, da die Strukturen bei größeren Permittivitäten kleiner werden und dadurch Änderungen in der Oberfläche im Toleranzbereich sich in der Impedanz auswirken können. Eine höhere Permittivität würde auch eine geringere Antennenbreite mit sich bringen, damit wäre eine stabile Konstruktion nicht möglich. Aus diesem Grund wurde ein Substrat mit einer moderaten Dielektrizitätskonstante von 3.66 gewählt. Das Substrat wird für die Anwendungen, Automobilradar, RFID-Tags, LNB's für die Satellitenkommunikation genutzt und ist geeignet für die Entwicklung neuer Antennengruppen in der 5G-Technologie [99]. Die Dicke von 0.5 mm ist gewählt worden, um Oberflächenwellen höherer Ordnung zu unterdrücken, da sich in Mikrostreifenleitungen neben der Grundwelle auch parasitäre Oberflächenwellen ausbreiten können. Die Verkopplung der Grundwelle mit der Oberflächenwelle entzieht dem Nutzsignal die Leistung, vor allem wenn Antennen oder Schaltungen bei hohen Frequenzen betrieben werden. Ein weiterer Nachteil ist, dass an den Enden des Substrates eine Abstrahlung stattfindet, diese macht sich in der Fernfeldcharakteristik bemerkbar. So kann eine geringere Nebenkeulenunterdrückung aufgrund der parasitären Wellen entstehen [44], [100]. Der Eingangsreflexionsfaktor der Gruppenantenne wird in der nächsten Grafik 5.12 dargestellt.

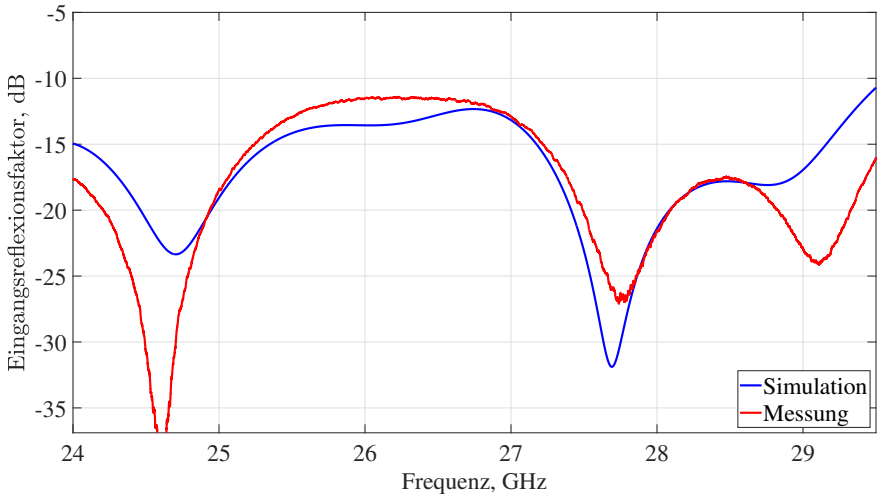


Abb. 5.12: Gemessener und simulierter Reflexionsfaktor der 5G-Gruppenantenne.

Der simulierte und der gemessene Eingangsreflexionsfaktor stimmen sehr gut überein. Eine Abweichung ist im Frequenzbereich von 28.7-29.5 GHz vorhanden. Die Messung zeigt in einigen Abschnitten einen besseren Reflexionsfaktor im Vergleich zur Simulation. Im gesamten Frequenzband von 24.25 – 29.5 GHz befindet sich der Reflexionsparameter unter −10 dB, wodurch die Antenne als hinreichend angepasst bezeichnend werden kann. In der Abbildung 5.13 soll die Amplituden- und Phasenbelegung der Gruppenantenne vorgestellt werden.

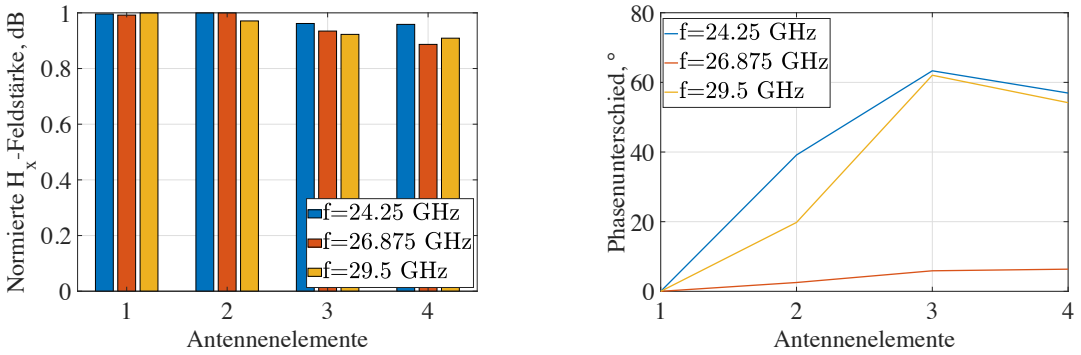


Abb. 5.13: Normierter Verlauf der H_x-Feldstärke und die Abweichung der Eingangsphasen der Einzelstrahler.

Die magnetische Feldstärke wurde im Substrat evaluiert. Die drei Frequenzen zeigen eine nahezu konstante rechteckförmige Amplitudenbelegung. Die letzten beiden Strahler besitzen im Schnitt eine leicht geringere magnetische Feldstärke. Die ersten beiden Radiatoren haben eine geringfügig höhere Feldstärkenverteilung. Die Antennengruppe wurde für die Mittenfrequenz 26.875 GHz abgestimmt und die Ergebnisse zeigen eine Abweichung von höchstens 6°, wobei die Eingangsphase der Antennengruppe sich auf das erste Strahlerelement bezieht. Die Start- und Endfrequenzen haben einen maximalen Unterschied der Phase von 62° – 63°. Die Amplituden- und Phasenbelegungen legen die Fernfeldcharakteristik der Gruppenantenne fest. Die Fernfeldcharakteristika 5.14 sollen nun vorgestellt werden.

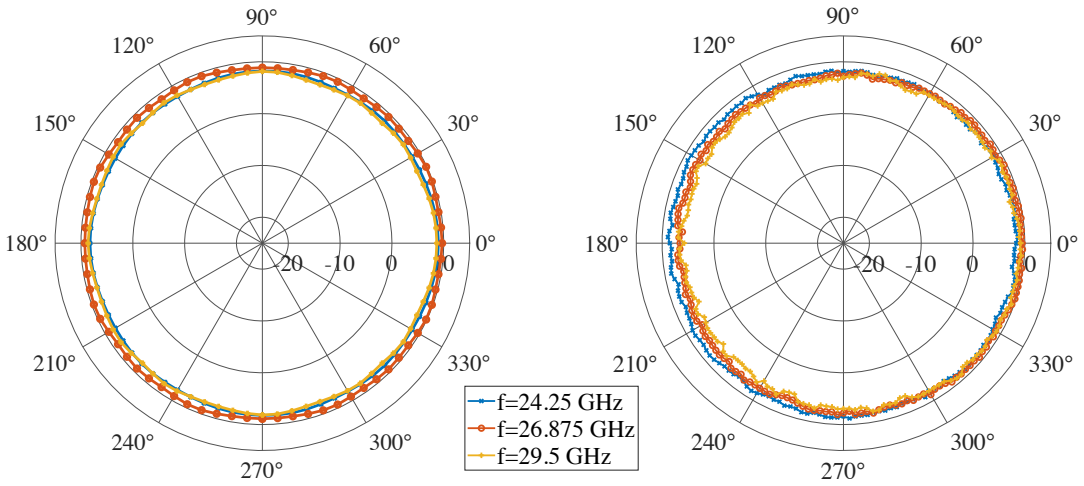


Abb. 5.14: Fernfeldcharakteristik der simulierten und gemessenen einzeiligen Gruppenantenne bei einem Azimutschnitt von $\theta = 90°$, wobei die Simulation im linken Bild und die Messung im rechten Diagramm dargestellt ist.

Die Ergebnisse veranschaulichen den Gewinn der Antennengruppe. Im Vergleich zeigen die Fernfeldcharakteristika einen sehr ähnlichen Verlauf. Bei $\phi = 0°$ ist ein höherer Gewinn von 8.4-9.4 dB und in der entgegengesetzten Richtung ist ein Gewinn im Bereich von 5.7-8.5 dB vorhanden. Das Strahlungsdiagramm zeigt in der azimutalen Ebene eine gute Sende- und Empfangsfähigkeit.

5.3.2 5G-Kommunikationssystem

Das konzipierte 5G-System soll bei LOS sowie auch bei NLOS Szenarien funktionieren. Das Antennensystem sollte gewährleisten, dass die beiden Verfahren MIMO und Beamforming anwendbar sind. Eine hohe Entkopplung der Antennengruppe und eine Distanz $< \lambda/2$ zwischen den einzelnen Antennengruppen sollte vorhanden sein. Eine zielgerichtete Schwenkung der Hauptkeule kann im Gegensatz zu einer omnidirektionalen Abstrahlung eine höhere Leistung und somit ein größeres Signal-zu-Rausch Verhältnis mit sich bringen. Die Sendeleistung wird nicht gleichmäßig in der azimutalen Ebene verteilt empfangen oder gesendet, sondern die Hauptkeule des Fernfeldes wird gezielt auf den Nutzer oder die Basisstation gerichtet, um eine bessere Übertragung zu erreichen. In diesem Unterkapitel werden zwei mögliche Antennensysteme für ein Automobil vorgestellt. Die Systeme unterscheiden sich durch ihre Speisung, wobei die Strahlerelemente identisch sind.

Rechtwinklige Speisung des 5G-Kommunikationssystems

Die Zuleitung zwischen der Antennengruppe und der elektronischen Steuerungseinheit sollte möglichst kurz dimensioniert werden, um Verluste im System zu vermeiden. In der Abbildung 5.15 ist eine schematische Darstellung des Systems präsentiert.

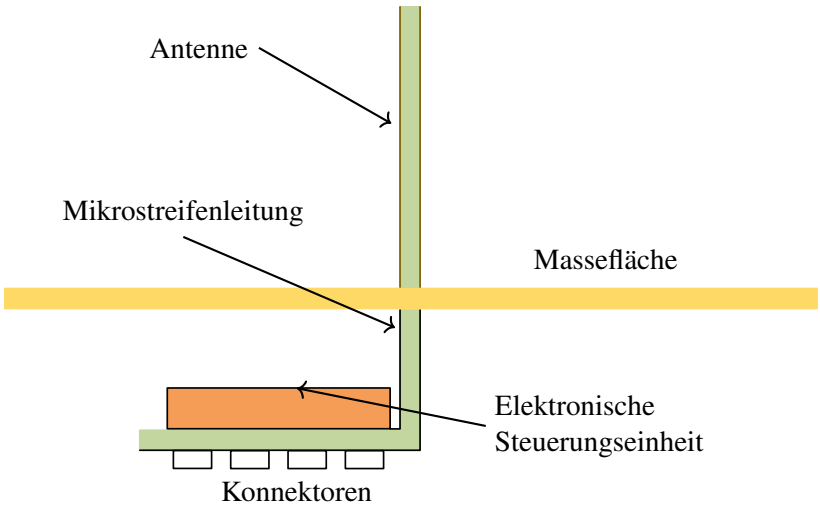


Abb. 5.15: Eine schematische Darstellung eines 5G-Kommunikationssystems.

Die elektronische Steuerungseinheit beinhaltet die verschiedenen Komponenten, die für eine MIMO- und Beamforming-Fähigkeit benötigt werden. Die Bestandteile sind Verstärker, Phasenschieber, Leistungsteiler und -kombinierer, Mischer, Filter sowie auch ein Sende- und Empfangsmodul in dem die Algorithmen

implementiert und die Daten verarbeitet werden können. Die Mikrostreifenleitung verbindet die Antenneneinheit mit der Steuerungseinheit und sollte sehr kurz gehalten werden, um Verluste zu vermeiden. Die gefertigte Antennengruppe ist in der Grafik 5.16 abgebildet [11].

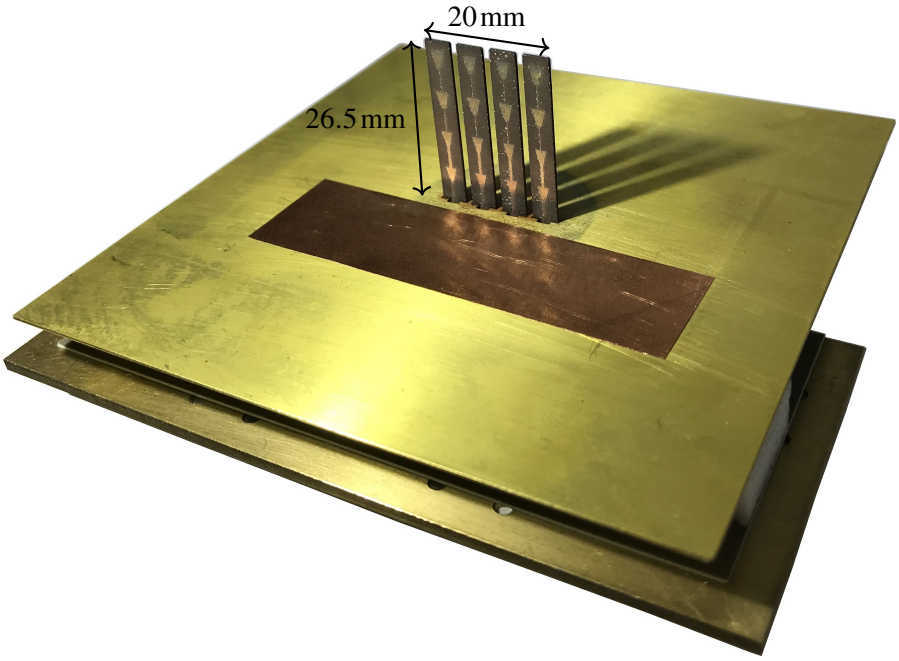


Abb. 5.16: Vorderansicht des realisierten 5G-Antennenarrays.

Die Abbildung zeigt eine 1×4 Gruppenantennen Konstellation, wobei andere Antennen-Anordnungen gewählt werden können. Die Distanz zwischen den Kanten der Antennen beträgt 1 mm ($\approx \lambda/10$ bei 29.5 GHz) und es ist ein Abstand von 5 mm ($\approx \lambda/2$ bei 29.5 GHz) vom Mittelpunkt zweier benachbarter Antennen vorhanden. Die Einspeisung erfolgt mit einem Konnektor, der sich unterhalb des Substrates befindet. Darüber hinaus wird die horizontal liegende Mikrostreifenleitung mit der vertikalen verbunden, um die Gruppenantennen einspeisen zu können. Die Anbindung des Konnektors mit der Mikrostreifenleitung wird in der Abbildung 5.17 dargestellt.

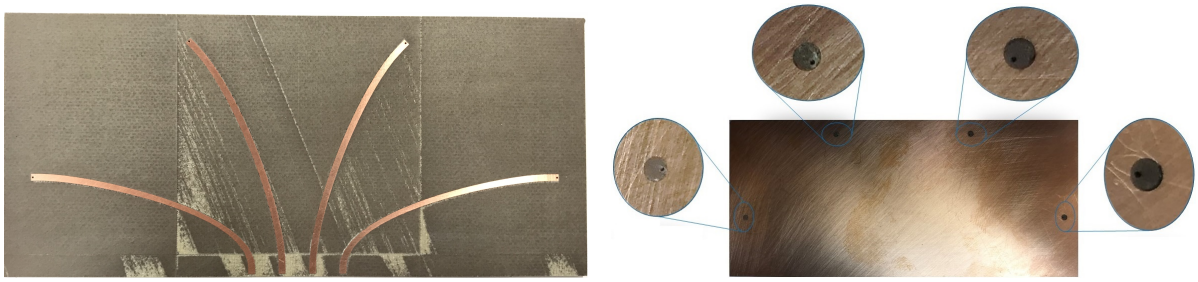


Abb. 5.17: Vorder- und Rückansicht der koaxialen Speisepunkte und die Mikrostreifenleitungen.

Die senkrechten Koaxial-Mikrostreifenverbindungen können parasitäre Störungen verursachen. Die verursachten Effekte müssen im Design kompensiert werden. Der größte Einfluss dieser Art von

Übergängen wird durch die Induktivität der kreisförmigen Öffnung auf der Massefläche bestimmt. Der Durchmesser der Öffnung kann kleiner dimensioniert werden, jedoch wäre eine höhere Kapazität beim Übergang vorhanden. Eine Möglichkeit ist, die Aussparung in der Massefläche zu verschieben. Damit können die parasitären Einflüsse genutzt werden, um einen optimalen Übergang zu gestalten [101]. Die Grafik 5.18 zeigt den Eingangsreflexionsfaktor des Koaxialleitungsübergangs.

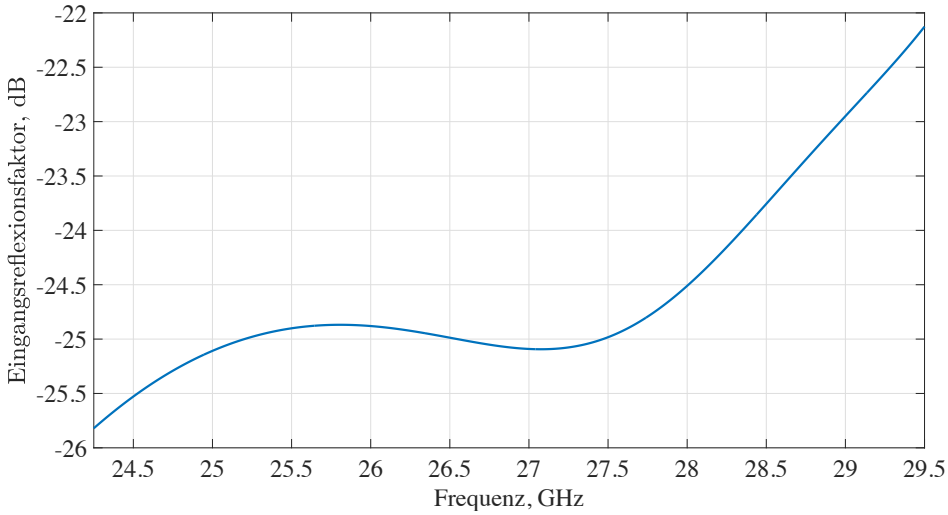


Abb. 5.18: Reflexionsfaktor des Koaxial-Mikrostreifenübergangs.

Die Eingangsimpedanz zeigt einen Reflexionsparameter, der unter −20 dB im gesamten Frequenzbereich liegt. Die Positionierung des Konnektorpins spielt eine große Rolle bei der Anpassung des Übergangs. Eine optimale Position ist am äußeren Ende der Mikrostreifenleitung gegeben. Der Streuparameter des gesamten Moduls wird in der Grafik 5.19 dargestellt.

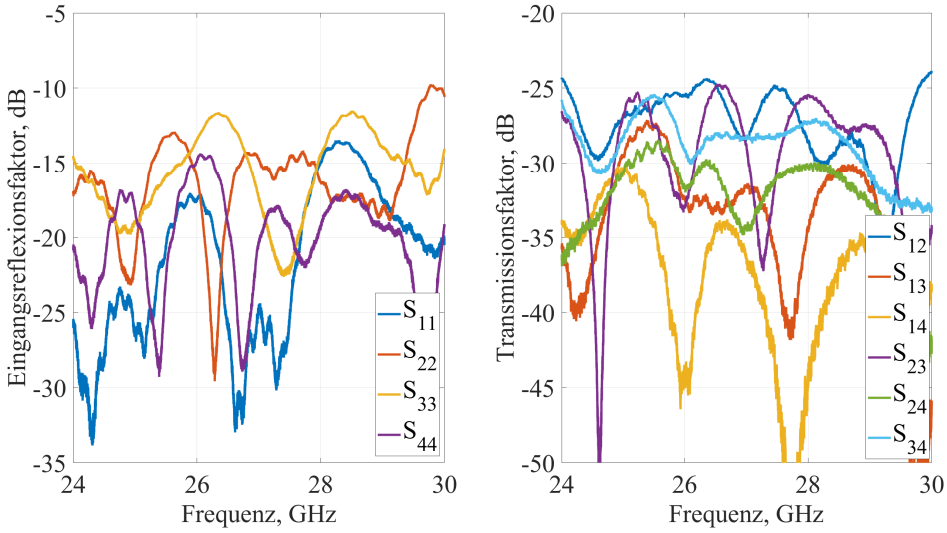


Abb. 5.19: Streuparameter der 1 × 4 Antennengruppe.

Die Radiatoren in der Gruppe werden nach der Reihe nummeriert, d. h. die Antenne links außen besitzt die Nummer eins und die rechts außen die Zahl vier. Die äußeren Strahler (1 & 4) sind symmetrisch und sollten die gleiche Eingangsimpedanz aufweisen, jedoch entstehen aufgrund der Fertigung Unterschiede zwischen den einzelnen Strahlern. Die Ergebnisse zeigen einen Eingangsreflexionsfaktor unter −10 dB im gesamten Frequenzband. Der Transmissionsparameter zwischen den Antenneneingängen liegt unter −25 dB bis 29.5 GHz. Es ist zu sehen, dass eine hohe Entkopplung zwischen den Antennen erreicht worden ist. Das Speisenetzwerk erzeugt keine Phasenverschiebung zwischen den Antennen und somit werden alle Strahler mit der gleichen Phase angeregt. Eine sehr geringe Verkopplung ist wichtig, um eine gute Funktionalität für MIMO- und Beamforming-Anwendungen zu erreichen. Eine schlechte Entkopplung kann zu blinden Winkeln bei der Strahlschwenkung führen.
Die Fernfeldcharakteristik wird im nächsten Unterkapitel vorgestellt, da die beiden Konzepte sich nur in der Speisung variieren und nicht in der Strahlerstruktur.

Die gerade Speisung des 5G-Kommunikationssystems

Die gesamte Antennen- und Elektronikeinheit soll nun auf ein gemeinsames Substrat aufgebracht werden. Ein mögliches Gesamtsystem wird in der Abbildung 5.20 vorgestellt.

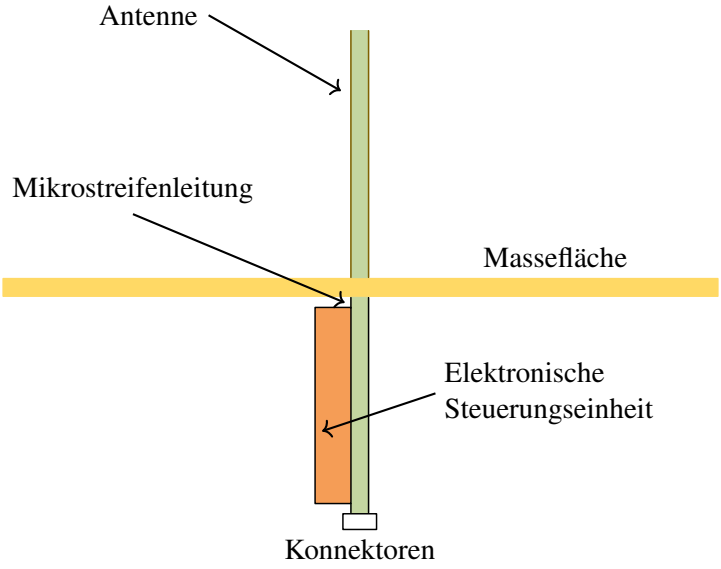


Abb. 5.20: Eine schematische Darstellung eines gerade gespeisten 5G-Kommunikationssystems.

Die elektronische Steuerungseinheit befindet sich in nächster Nähe zu der strahlenden Struktur. Die Mikrostreifenleitung und die damit einhergehenden Verluste werden mithilfe dieser Anordnung vermieden. Die Positionierung des Konnektors kann variabel gewählt werden, eine weitere Möglichkeit ist, die Speisung direkt unterhalb der elektronischen Steuerungseinheit zu legen, ähnlich dem Arrangement in Abbildung 5.15. Die realisierte Struktur ist in der Grafik 5.21 dargestellt.
Die Mikrostreifenleitungen sind mit Steckverbindern verbunden [102], welche mit dem Substrat befestigt werden. Die Konnektoren haben eine Grenzfrequenz bei $f_c = 40\,\text{GHz}$. Der Pin des Konnektors besitzt einen Durchmesser von 0.25 mm. Der Hochfrequenz-Steckverbinder hat einen erheblichen Einfluss auf

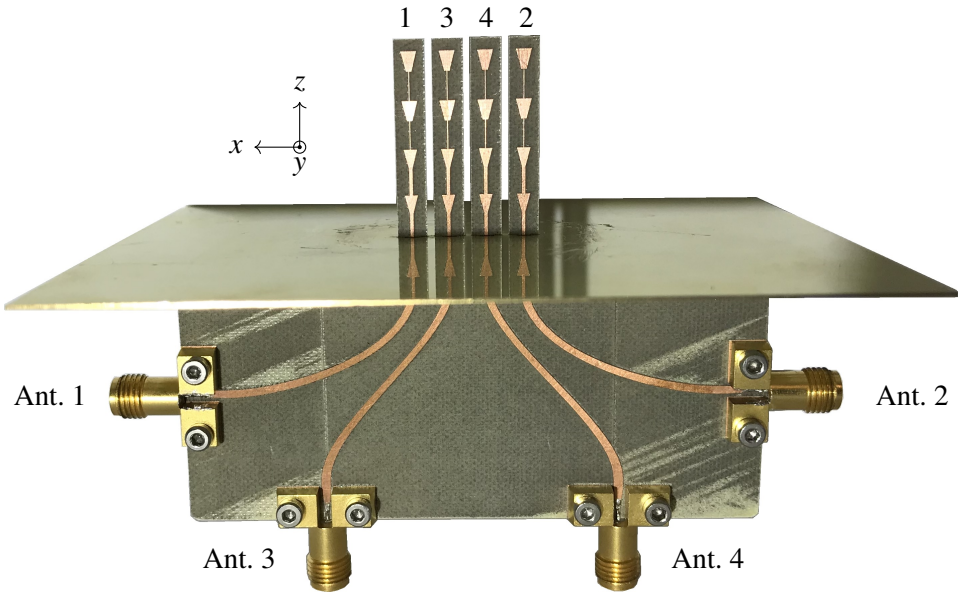


Abb. 5.21: Realisierte Teststruktur mit 5G-Antennenarray und 2.92 mm-Konnektoren [102].

die Anpassung und Abstrahlverhalten der Antennenstruktur. Die Grafik 5.22 zeigt den Übergang des 2.92 mm-Konnektors zu der Mikrostreifenleitung.

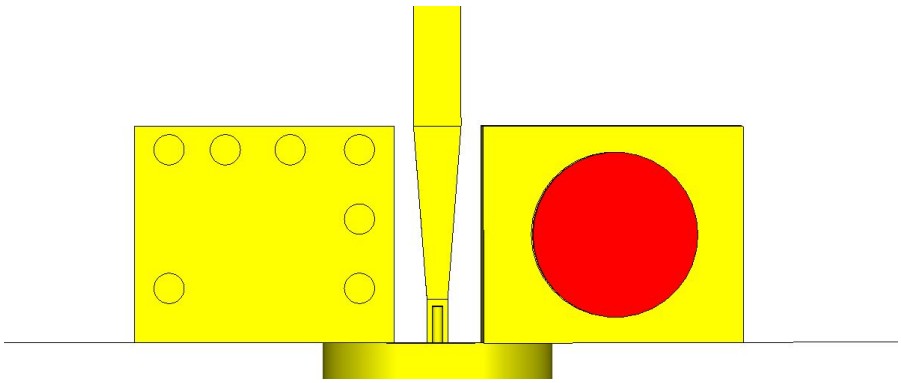


Abb. 5.22: Verbindung des Koaxial-Steckverbinders mit der Mikrostreifenleitung.

Der Steckverbinder besitzt zwei metallische Blöcke, die den Halt des Steckers auf dem Substrat gewährleisten sollen. Diese werden mit einer Unterlage, die sich auf der Massefläche befindet verschraubt. Auf der vorderen Seite des Substrates sind zwei metallisierte Flächen und Durchkontaktierungen zu der Masse vorhanden. Der Massekontakt für die Halterung ist essenziell, da sonst eine parasitäre Strahlung, aufgrund der elektromagnetischen Kopplung der Mikrostreifenleitung mit den metallischen Blöcken entstehen kann [103]. Die Dimensionierung der Mikrostreifenleitung hat einen Einfluss auf den Übergang, dieser wird nun in der Grafik 5.23 vorgestellt.
Der Übergang zwischen dem Stecker und der Mikrostreifenleitung kann zu einem kapazitiven Verhalten führen, welches von den unterschiedlichen Abmessungen des Pins und der Breite der Mikrostreifenleitung abhängig ist [103]. Die Mikrostreifenleiterbreite am Übergang wird in der Grafik 5.23 variiert,

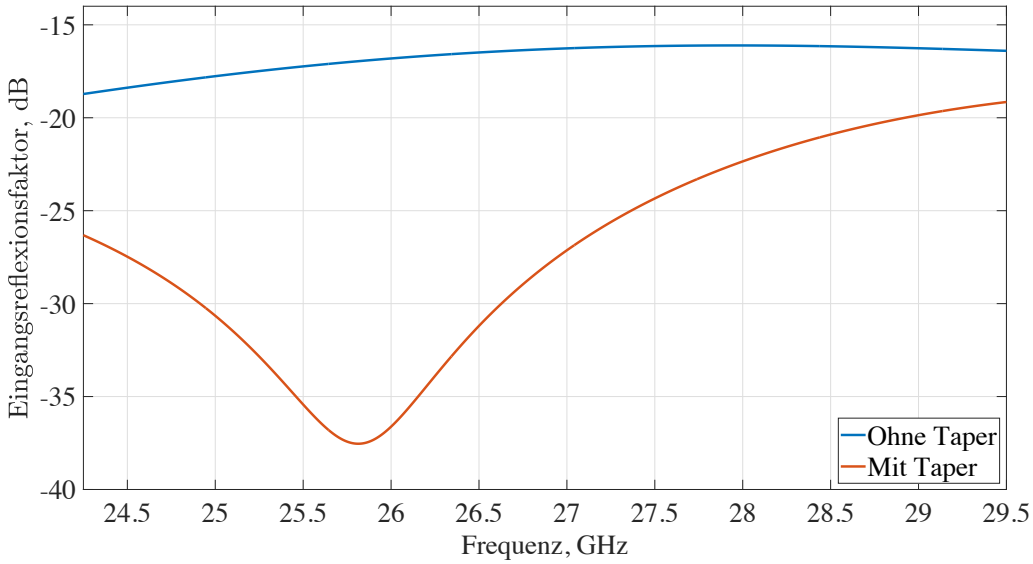


Abb. 5.23: Vergleich zwischen einer Mikrostreifenleitung mit und ohne Taper.

wobei eine 50 Ω- mit einer 70 Ω-Leitung verglichen wird. Der Übergang ist mit der getaperten Variante besser im Vergleich zu einer durchgängigen 50 Ω-Leitung. Die Eingangsreflexionsfaktor liegt im gesamten Frequenzbereich unter −18 dB. Die Abbildung 5.24 zeigt den Eingangsreflexionsfaktor der Antennenanordnung im Vergleich zwischen Simulation und Messung.

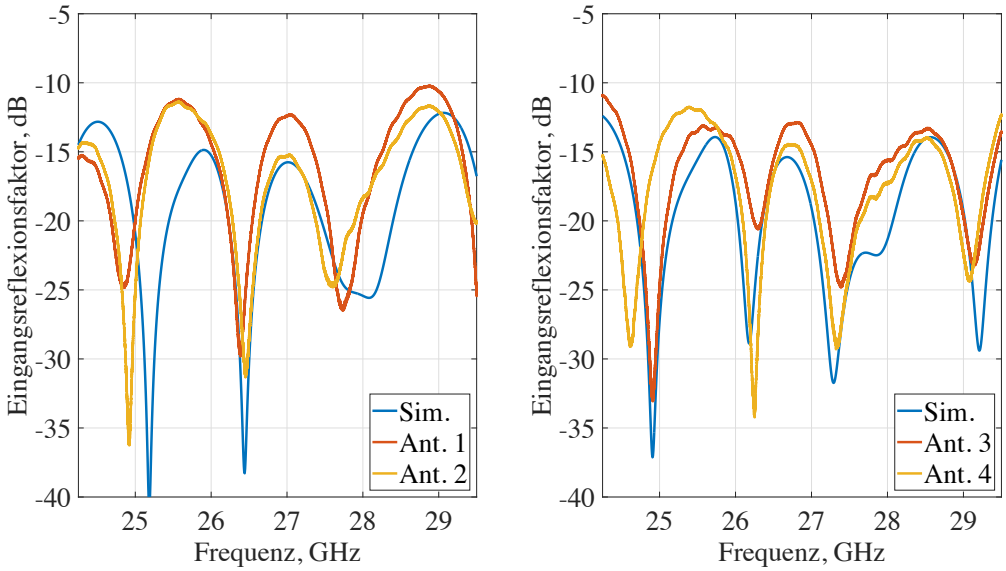


Abb. 5.24: Simulierter und gemessener Eingangsreflexionsfaktor der Antennengruppe.

Die Eingangsreflexionsfaktoren der Antennen zeigen, dass sich der Reflexionsparameter unterhalb −10 dB im gesamten Frequenzband befindet. Eine gute Übereinstimmung ist zwischen Messung und Simulation erlangt worden. Es sind Unterschiede aufgrund der Fertigungstoleranzen entstanden. Die elektrische Verbindung der Strahler mit der Masse und des Steckverbinders mit der Mikrostreifenleitung bringen Ungenauigkeiten mit sich. In der Grafik 5.25 werden die Transmissionsfaktoren der Antennen vorgestellt.

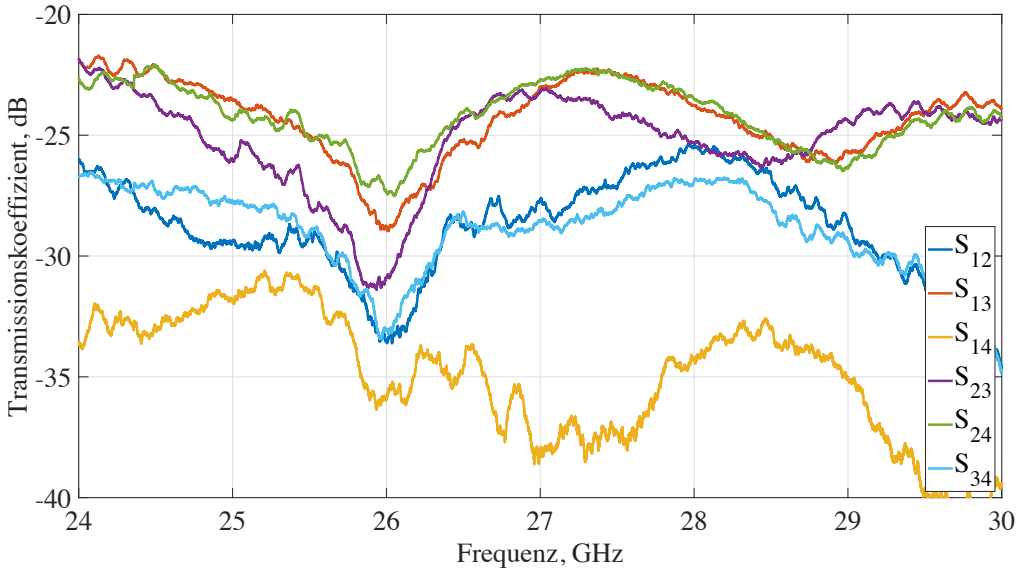
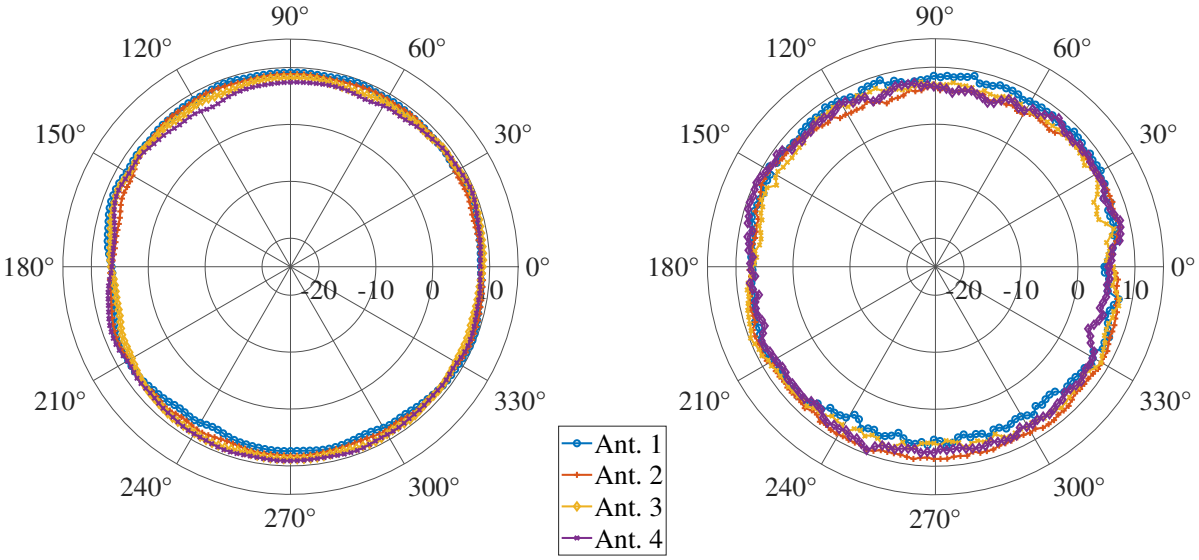
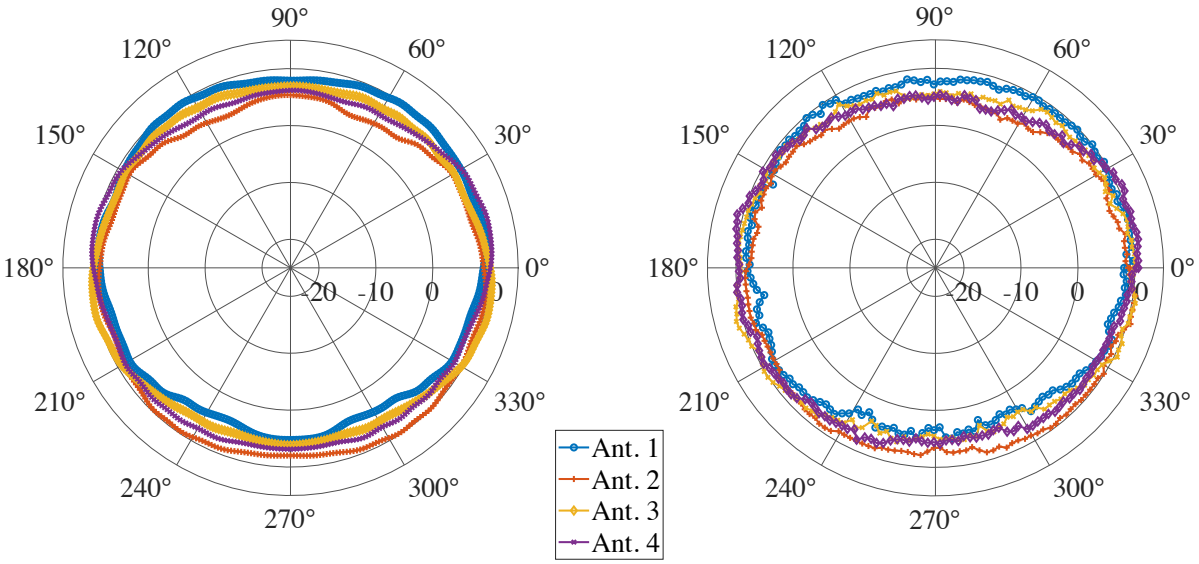


Abb. 5.25: Gemessener Transmissionsfaktor der 5G-Teststruktur.

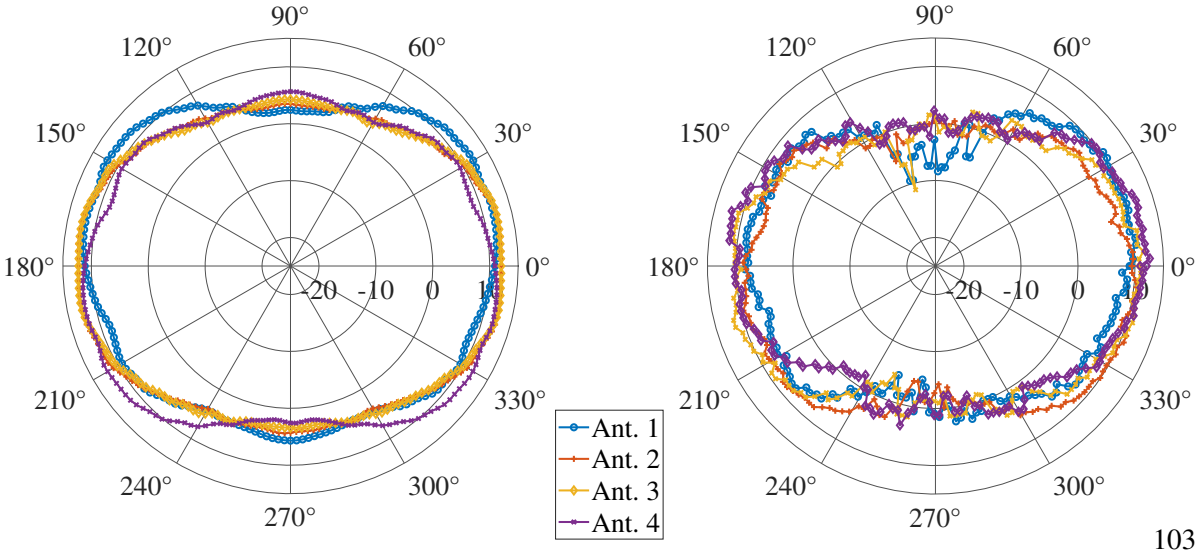
Die gemessenen Transmissionsfaktoren liegen im gesamten Frequenzband unter −20 dB. Dies zeigt eine hohe Entkopplung der Antennen zueinander. Der Strahlerabstand untereinander ist der Grund für die hohe Entkopplung. Bei 24.25 GHz beträgt die Wellenlänge 12.36 mm, dies bedeutet, dass die Antennen eine Distanz von $d = 0.4\lambda$ besitzen. Die Untersuchung in der Grafik 4.5 zeigt bei diesen Abständen einen geringen Korrelationskoeffizienten und eine hohe Entkopplung. In der Abbildung 5.26 sollen die Fernfelddiagramme des 5G-Antennenarrays vorgestellt werden.
Im Vergleich zeigen die simulierten und gemessenen Fernfeldcharakteristika einen annähernd exakten Verlauf. Der Gewinn liegt bei den Frequenzen 24.25-26.875 GHz im kompletten Azimutbereich bei nahezu 10 dB. Die gesamte azimutale Ebene ist mit dem Fernfeld der Antenne abgedeckt. Es ist eine elliptische Richtcharakteristik bei 29.5 GHz vorhanden. Das Fernfeld zeigt jeweils in Richtung der unmittelbar benachbarten Antennen eine geringere Abstrahlung. Der simulierte Gewinn befindet sich zwischen 2.4-12 dB, wobei die gemessenen Werte zwischen −8-12.6 dB liegen.



(a) Richtdiagramm bei 24.25 GHz.



(b) Richtdiagramm bei 26.875 GHz.



(c) Richtdiagramm bei 29.5 GHz.

Abb. 5.26: Fernfeldcharakteristika der 5G-Antennenstruktur bei verschiedenen Frequenzen. Vergleich von Simulation und Messung für ein Elevationswinkel von $\theta = 90°$. Im linken Diagramm sind die simulierten und in der rechten Grafik die gemessenen Fernfeldcharakteristika dargestellt.

5.3.3 Untersuchung der Strahlschwenkungseigenschaften der 5G-Antennenstruktur

Die Beamforming-Eigenschaften sollen nun näher analysiert werden. Die Antennen besitzen einen omnidirektionalen Fernfeldverlauf, d. h. die Hauptkeule kann in der azimutalen Ebene geschwenkt werden. Die hohe Entkopplung zwischen den Radiatoren ist essenziell für Antennensysteme, bei denen Beamforming angewendet werden soll. Die Abbildung 5.27 zeigt die Eingangsreflexionsfaktoren für verschiedene Eingangsphasen der Antennen.

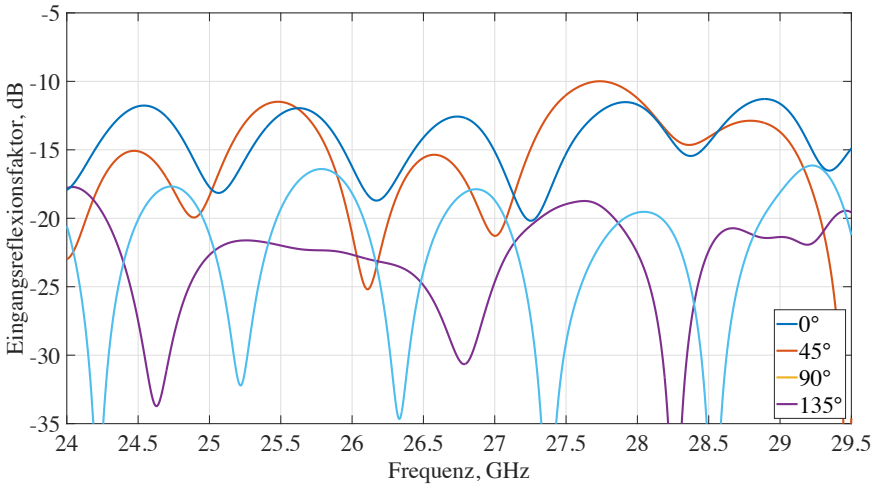


Abb. 5.27: Reflexionsfaktor für unterschiedliche Eingangsphasen der Einzelstrahler.

Der Eingangsreflexionsfaktor des Antennensystems mit den unterschiedlich gephasten Strahlergruppen befindet sich unter −10 dB für das gesamte Frequenzband. Die Leistungsfähigkeit der gesamten Antennenstruktur ist mit den verschiedenen Anregungsphasen nicht beeinträchtigt. Ein Längsstrahler ist mit einem Phasenunterschied von 135° zwischen den einzelnen Strahlern vorhanden. Die Grafik 5.28 stellt die Auswirkungen der Phaseneinstellungen bei der Mittenfrequenz von 26.875 GHz dar.

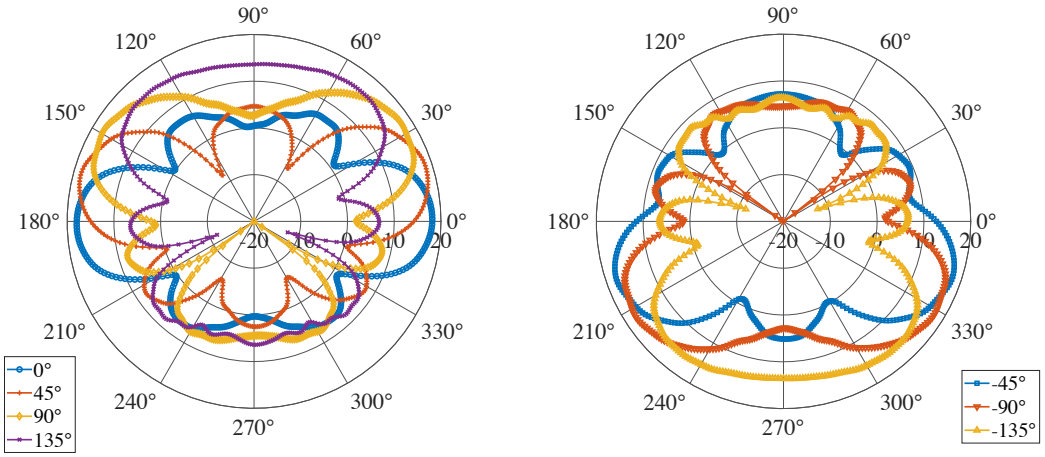


Abb. 5.28: Simulierte Fernfeldcharakteristika des 5G-Antennenarrays für unterschiedliche Eingangsphasen bei 26.875 GHz. Das Diagramm wird bei einem Azimutschnitt von $\theta = 90°$ dargestellt.

Die Antennen werden mit unterschiedlichen Phasen von 0° bis 135° in Schritten von 45° gespeist. Die verschiedenen Kombinationen zeigen Werte von 18 dB bei $\phi = 0°, 180°$ und 13.6 dB bei $\phi = 90°, 270°$. Der maximale Gewinn entsteht bei einem Azimutwinkel von 0°, dieser sollte in Fahrtrichtung zeigen, um einen optimalen Empfang entlang der Strecke gewährleisten zu können. Die Strahlschwenkung des 5G-Kommunikationssystems deckt die gesamte azimutale Ebene mit einem hohen Gewinn ab.

6 Kommunikations- und Navigationsmodule für die Anwendung im Automobil

Die zunehmende Anwendung immer anspruchsvoller Fahrerassistenz-, Navigations- und Kommunikationssysteme führt zu einer zunehmenden Anzahl von Antennen, die in einem Automobil benötigt werden. Die dichten Einbaupositionen der Module führen dazu, dass die Antennen sich in nächster Nähe zueinander befinden und deshalb eine gegenseitige Beeinflussung vorhanden ist. Die Herausforderung besteht darin die gegenseitigen Einflüsse im Modul gering zu halten, sodass die unterschiedlichen Dienste im System funktionsfähig sind.
In diesem Kapitel wird die Zusammenführung der terrestrischen Antennen und Satellitenantennen zu einem Modul thematisiert. Dabei gibt der erste Unterabschnitt eine theoretische Einführung zu den Skarabäus-Ringantennen, indem das elektromagnetische Verhalten der Antenne näher untersucht wird. Die Kombination der 5G-Antennengruppe mit den verschiedenen Ringantennen wird im nächsten Abschnitt besprochen. Am Schluss werden die konischen Breitbandstrahler, Satellitenantennen und die 5G-Antennengruppe zu einem Modul zusammengeführt und die Eigenschaften werden analysiert. Mit diesem System können die Kommunikations- und Satellitendienste in einem Modul abgedeckt werden. Im letzten Unterkapitel wird ein Antennenmodul für terrestrische Dienste vorgestellt. Das System deckt die FM- und LTE/5G/V2X/WLAN-Dienste ab, dabei bilden die Antennen eine zusammenhängende Struktur in Folientechnik für eine Positionierung auf dem Dach eines Automobils.

6.1 Elektromagnetische Eigenschaften der Skarabäus-Ringantennen

Die Skarabäus-Ringantennen werden für den Empfang von Satellitendiensten in Fahrzeugen verwendet. Eine Besonderheit dieser Art von Antennen ist die leichte Herstellung. Sie besteht aus einem Stück Metall und kann mit einem Stanz- und Biegeverfahren hergestellt werden. Der Ringleiter befindet sich über der Massefläche. Dieser wird über mehrere senkrechte Leiterelemente kapazitiv an die Masse gekoppelt, wobei eines der senkrechten Leiterelemente kapazitiv an einem Anschlußpad verbunden ist. Der Abstand zwischen dem Pad und der Antenne wird mit der Halterung eingestellt. Die Fassung besteht z. B. aus Kunstharz und wird mit einem 3D-Drucker hergestellt. In die Fassung wird die Ringantenne eingeführt und rastet mithilfe von kleinen Halterungen in der gewünschten Position ein. Die Satellitenantennen müssen eine hohe Polarisationsreinheit, Effizienz und einen niedrigen Eingangsreflexionsfaktor aufweisen. Dies ist mit der Skarabäus-Ringantenne möglich und wird in der Grafik 6.1 dargestellt [104].
Die Antenne ist auf einer FR4-Platine platziert und wird auf der Rückseite mit einem Semi-Rigid Koaxialverbinder gespeist [105]. Auf der Oberseite des FR4-Substrates befindet sich die Massefläche. Die Speisung erfolgt an der oberen linken Ecke des Ringstrahlers. Die restlichen drei Beine der Ringantenne sind kapazitiv mit der Masse verbunden, damit kann die Struktur aufgrund der reaktiven Anpassung im Nahfeld kleiner dimensioniert werden. Die erste natürliche Resonanz entsteht bei einer Länge und Breite der Antenne von $\leq \lambda/2$. Die kapazitive Kopplung der Antennenstruktur sorgt für die kompaktere

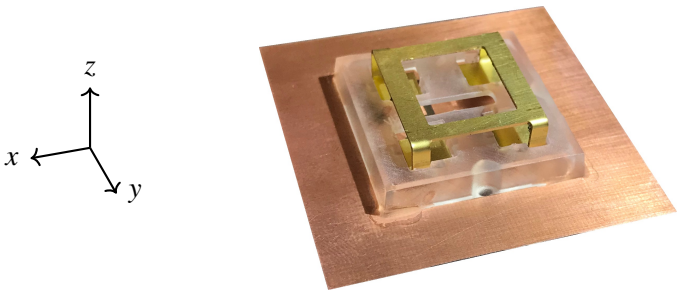
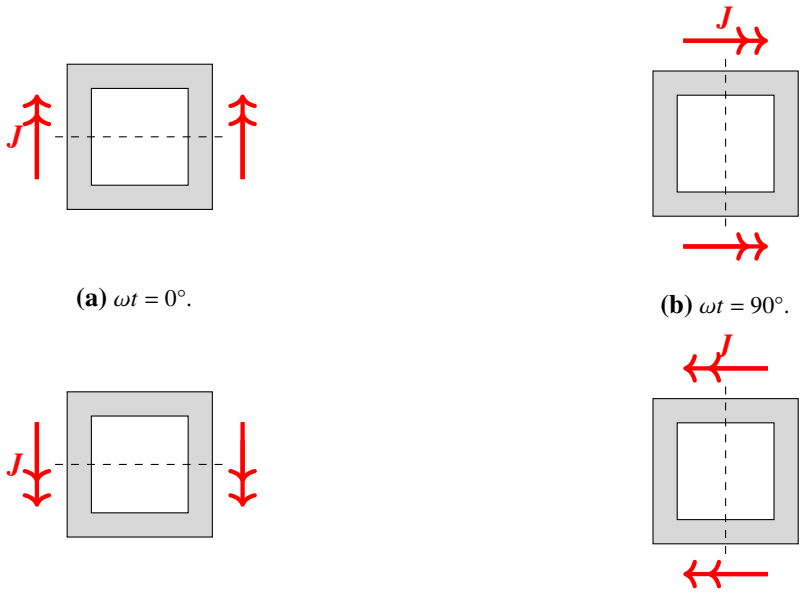


Abb. 6.1: Beispiel einer Skarabäus-Ringantenne.

Form der Ringantenne. Eine hohe Effizienz ist gegeben, da die strahlende Fläche aus Metall besteht. Die Verluste entstehen aufgrund des Oberflächenwiderstandes des Metalls und der kurzen Zuleitung auf dem Substrat. Die Ringstrahler können in vielen Variationen aufgebaut werden und sind z. B. beschrieben in [104], [106], [107], [108].
Im Folgenden soll nun das elektromagnetische Verhalten des Ringstrahlers näher betrachtet werden. Dazu werden in der Grafik 6.2 die verschiedenen Oberflächenströme abhängig von der Phasenlage auf der Ringstruktur dargestellt.



(a) $\omega t = 0°$.

(b) $\omega t = 90°$.

(c) $\omega t = 180°$.

(d) $\omega t = 270°$.

Abb. 6.2: Verteilung der Oberflächenströme bei verschiedenen Eingangsphasen.

Die zeitlichen Abfolgen der Stromverteilungen zeigen einen links zirkular polarisierten Strahler. Die gestrichelten Linien stellen die Symmetrieachsen der Ringantenne dar. Im Maximum des Oberflächenstroms besitzt das elektrische Feld eine Nullstelle. In den Symmetrieebenen hat die Antenne somit einen Bereich, in dem das elektrische Feld ein Minimum aufweist. Die Grafik 6.3 zeigt das vertikale elektrische Feld der Symmetrieachse in der x-z-Ebene.

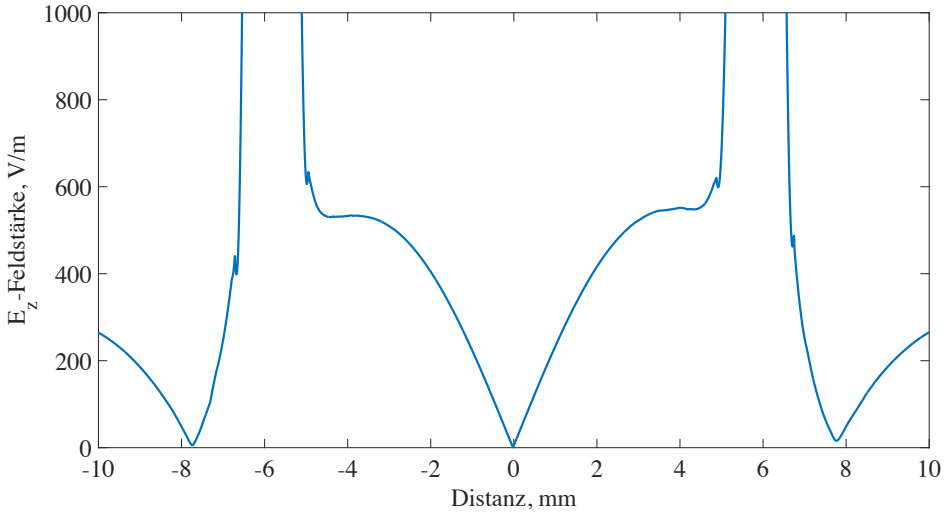


Abb. 6.3: Elektrisches Feld E_z in der Symmetrieachse der Ringantenne.

Die E_z-Feldstärke weist in der Mitte und außerhalb des Ringstrahlers Minima auf. Die zwei Maxima stellen den Rahmen des Ringradiators im Querschnitt dar. Der Grund für die Entstehung der Nullstellen ist, dass die elektrische Feldstärke an diesen Orten keine vertikalen Komponenten besitzt und parallel zu der Massefläche ausgerichtet ist. In der Mitte des Ringstrahlers kann eine vertikal polarisierte Antenne in z-Richtung aufgestellt werden, ohne dass ein Übersprechen zwischen den Antennen stattfindet. Die Abbildung beweist, dass verschiedene Strahler ineinander platziert werden können und erlaubt somit eine kompaktere Integration des Moduls. Die Grafik 6.4 zeigt die Fernfeldcharakteristik des Radiators.

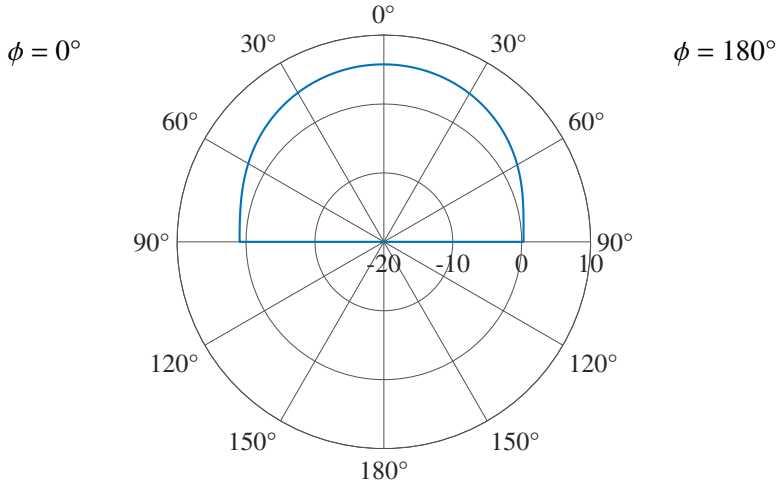


Abb. 6.4: Simulierte Richtcharakteristik einer Skarabäus-Ringantenne in ihrer ersten natürlichen Resonanz.

Die Richtcharakteristik ist bei einem Elevationsschnitt von $\phi = 0°, 180°$ aufgenommen und auf einer unendlich ausgedehnten Massefläche simuliert worden. Im Maximum weist die Ringantenne eine Direktivität von 5.8 dB mit einer Hauptstrahlrichtung im Zenit auf. Zudem besitzt der Strahler bis zu

den hohen Elevationswinkeln einen Gewinn von über 0 dB.

6.2 5G-Kommunikationsmodul in Kombination mit den Satellitendiensten

6.2.1 GPS-5G-Kombination

Auch für zukünftige Systeme der Mobilkommunikation wird es notwendig sein, deren Antennen auf engem Raum zusammen mit Antennen für Satellitendienste oder Punkt-zu-Punkt Verbindungen zu integrieren. Aus diesem Grund soll die gegenseitige Beeinflussung von unterschiedlichen Antennen im System analysiert werden, wenn diese in unmittelbarer Nähe zueinander positioniert sind. In der Abbildung 6.5 ist ein integrierter 5G-Einzelstrahler in einer GPS-Ringantenne für den L1-Band dargestellt [104].

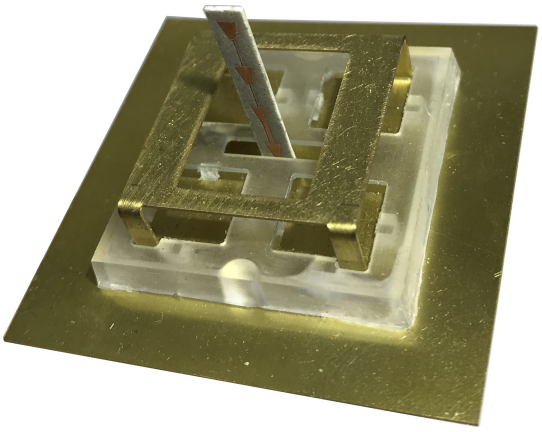
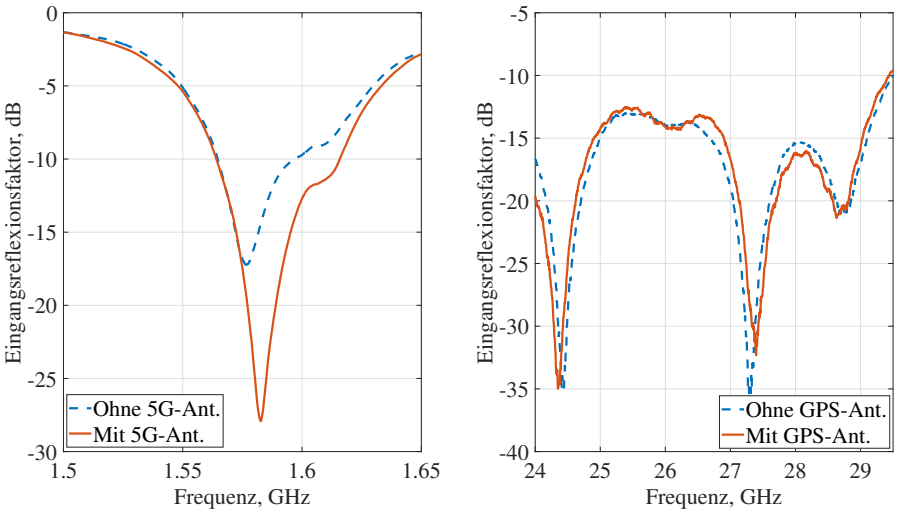
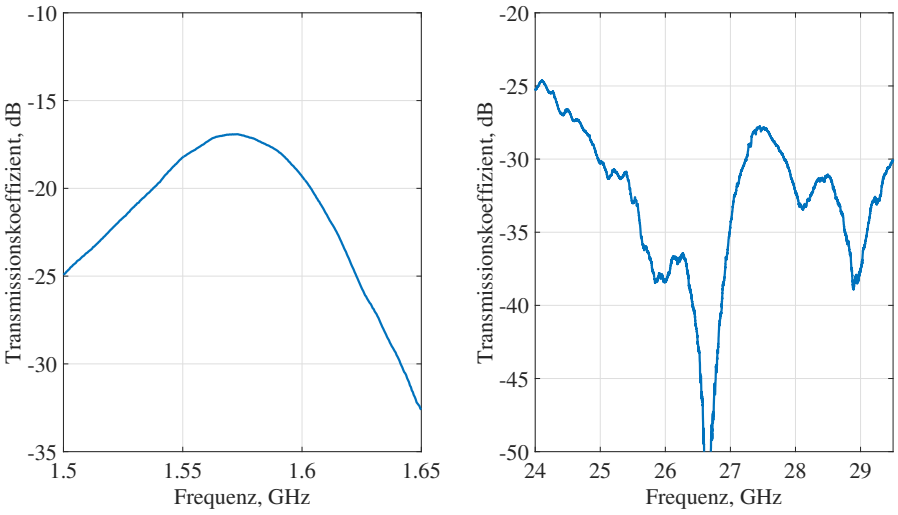


Abb. 6.5: 5G-Einzelantenne in einer GPS-Ringantenne.

Der Ringstrahler besitzt die Abmessungen $25 \times 25 \times 10.5$ mm. Der Abstand zwischen dem Rahmen der Ringantenne und dem 5G-Gruppenradiator beträgt 7.15 mm und 10.2 mm. Die Kunststofffassung der GNSS-Antenne hat eine Dielektrizitätskonstante von $\epsilon_r = 2.7$. Die Streuparameter sind in der Abbildung 6.6 illustriert.
Die Ergebnisse für das integrierte System zeigen einen sehr ähnlichen Verlauf gegenüber den Einzelmessungen. In Kombination und als Einzelantenne besitzt der GPS-Strahler einen Reflexionsfaktor, der unter −10 dB liegt. Einen kleinen Unterschied weist das integrierte System gegenüber der Einzelantenne bei den GPS-L1-Frequenzen auf, jedoch hat die 5G-Gruppenantenne einen positiven Effekt auf den Reflexionsfaktor, da eine breitbandigere Anpassung nun vorhanden ist. Die Kombination der 5G-Antenne mit dem GPS-Strahler zeigt bei den 5G-Frequenzen vernachlässigbar geringe Unterschiede auf. Die Abweichungen entstehen durch die Fassung der GPS-Antenne, die sich in nächster Nähe zu dem 5G-Einzelstrahler befindet. Die Verkopplung hat im GPS L1-Band einen maximalen Wert von −17 dB. Eine Leistungsübertragung von 2 % ist von der GPS-Antenne zu dem 5G-Einzelstrahler vorhanden. Eine hohe Entkopplung ist zwischen den beiden Antennen im GPS-Frequenzbereich erreicht worden, bei den 5G-Frequenzen liegt der maximale Wert der Transmission bei −24.6 dB. Eine sehr geringe Verkopplung ist zwischen den Strahlern im oberen 5G-Band existent. In der Abbildung 6.7 sollen die



(a) Eingangsreflexionsfaktor der Antennen im Vergleich zu den Einzelmessungen.



(b) Transmissionsfaktor der Ring- und 5G-Gruppenantenne.

Abb. 6.6: Streuparameter der integrierten 5G- und GPS-Strahler.

Fernfelddiagramme der Antennenkombination betrachtet werden.

Das Fernfelddiagramm der GPS-Antenne zeigt im Vergleich mit und ohne dem 5G-Radiator nahezu denselben Verlauf. Ein kleiner Unterschied von 1 dB ist im Zenit vorhanden. Die 5G-Antenne besitzt im GPS L1-Band keine natürliche Resonanz und befindet sich in einem Bereich, indem das vertikale elektrische Feld des GPS-Strahlers sehr niedrig ist. Diese beiden Gründe sorgen für eine sehr geringe Verkopplung zwischen den Antennen. Die GPS-Antenne besitzt elektrische Feldanteile in x- und y-Richtung, da die 5G-Struktur einen Einfluss auf die $\boldsymbol{E}_{\mathrm{x}}, \boldsymbol{E}_{\mathrm{y}}$-Felder hat, enstehen die sehr geringen Variationen im Fernfeld des GPS-Radiators. Die 5G-Antenne zeigt geringe Unterschiede in der Abstrahlung im Gegensatz zu einer allein stehenden Einzelstrahler-Anordnung. Eine omnidirektionale Richtcharakteristik

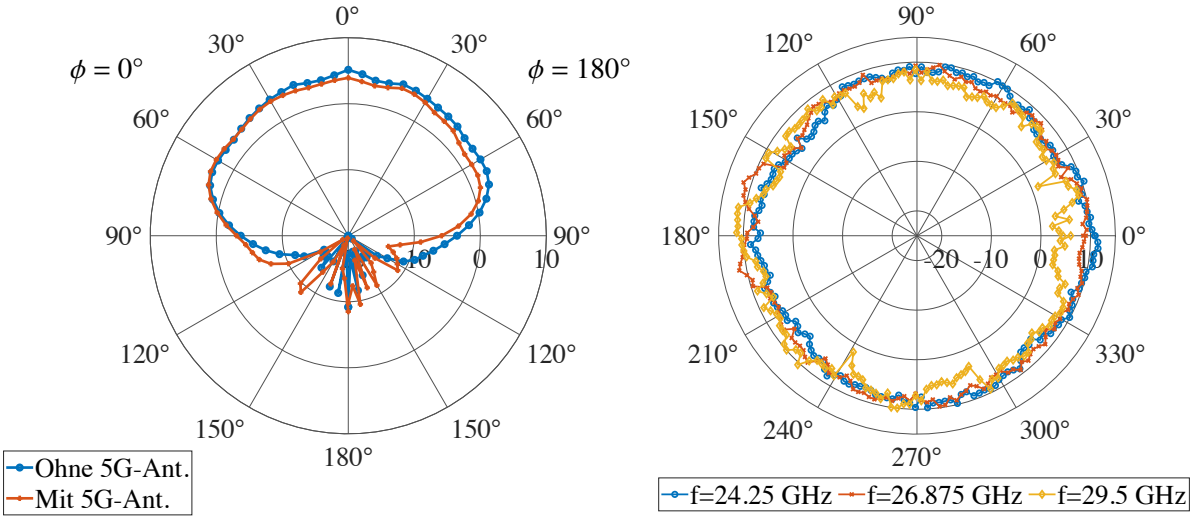


Abb. 6.7: Fernfeldcharakteristika der Antennen im GPS-5G-System. Das linke Bild zeigt die GPS-Antenne bei einem Elevationsschnitt von $\phi = 0°, 180°$ und in der Mittenfrequenz des GPS-L1-Bandes bei 1.575 GHz. Das rechte Diagramm illustriert die 5G-Gruppenantenne bei einem Azimutschnitt von $\theta = 90°$.

ist bei den vorgestellten Frequenzen vorhanden. Der Gewinn variiert zwischen 4-12 dB. Dennoch ist die Funktion des 5G-Strahlers nicht eingeschränkt und deckt die gesamte azimutale Ebene bei hohen Elevationswinkeln ab.

6.2.2 SDARS-5G-Kombination

Ein rechteckiger SDARS-Strahler mit einer 5G-Einzelantenne

Eine SDARS-Ringantenne soll nun mit einem 5G-Einzelstrahler kombiniert analysiert werden. Die Abbildung 6.8 zeigt die beiden integrierten Strahler [10].

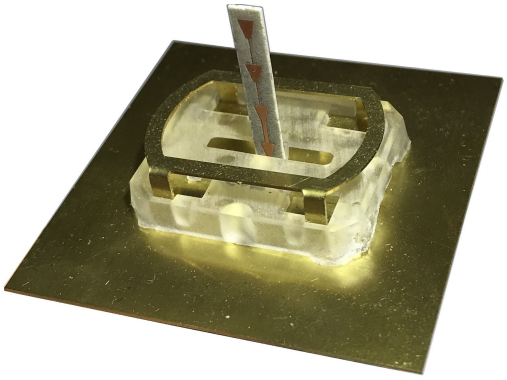
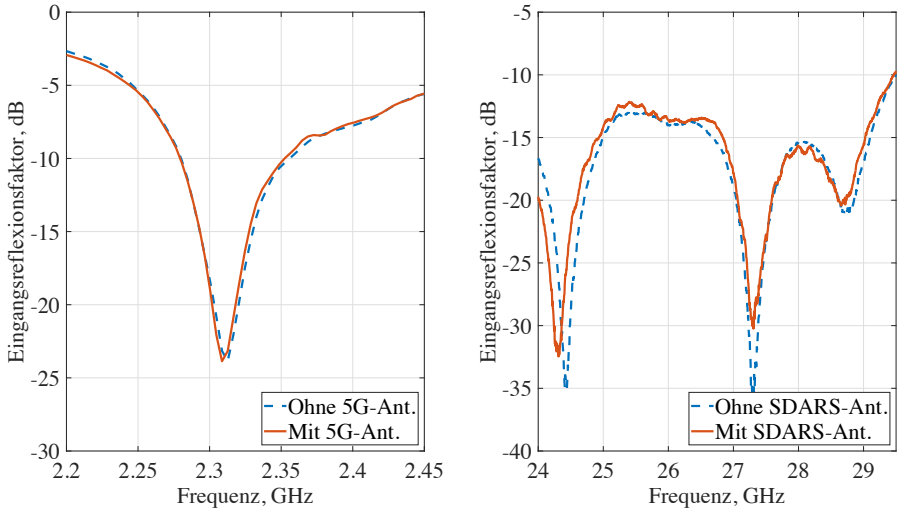


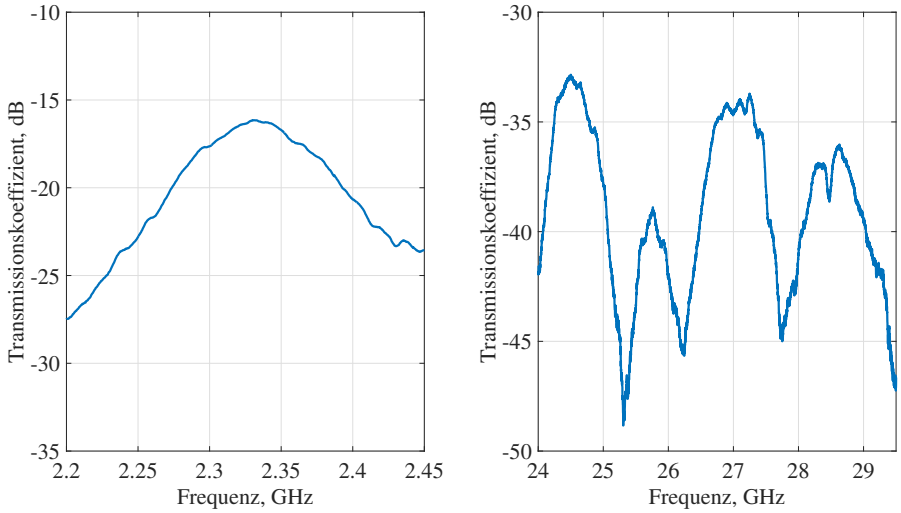
Abb. 6.8: 5G-Antenne mit einem SDARS-Ringstrahler.

Der Ringstrahler besitzt die folgenden geometrischen Abmessungen $29 \times 19 \times 8$ mm. Der metallische Rahmen des Ringradiators hat einen Abstand zu dem 5G-Einzelstrahler von 12.8 mm und 7.6 mm. Das strahlende Element ist rechteckig konstruiert, dabei hat ein Kantenpaar eine radial geformte Struktur.

Das Trägersubstrat besteht aus FR4 [105]. Der gegenseitige Einfluss der Antennen soll mithilfe der Streuparameter analysiert werden.



(a) Reflexionsfaktoren $|S_{11,22}|$ der SDARS- und 5G-Antenne im Vergleich zu ihren jeweiligen Einzelmessungen.



(b) Transmissionsfaktor $|S_{21}|$ der Ring- und 5G-Gruppenantenne.

Abb. 6.9: Streuparameter der integrierten 5G- und SDARS-Strahler.

Der Eingangsreflexionsfaktor des integrierten Systems zeigt im Vergleich mit der Einzelmessung nahezu identische Ergebnisse. Die Positionierung der 5G-Antenne in die Mitte des Ringstrahlers hat keine Auswirkungen auf die Eingangsimpedanz der SDARS-Antenne. Der Reflexionsfaktor des 5G-Einzelstrahlers weist kleine Unterschiede auf. Diese entstehen durch die Fassung der Ringantenne. Im integrierten System zeigt die 5G-Gruppenantenne eine Anpassung mit $|S_{11}| < -10\,\text{dB}$ im gesamten 5G-Band auf. Die Entkopplung zwischen der SDARS- und 5G-Antenne im SDARS-Band beträgt im Maximum $|S_{21}| = -17\,\text{dB}$. Eine sehr geringe Verkopplung ist im 5G-Frequenzband vorhanden. Die

Transmission liegt mit $|S_{21}| < -30\,\text{dB}$ im gesamten Frequenzbereich. Die Fernfeldcharakteristika der Antennen werden in der Grafik 6.10 vorgestellt.

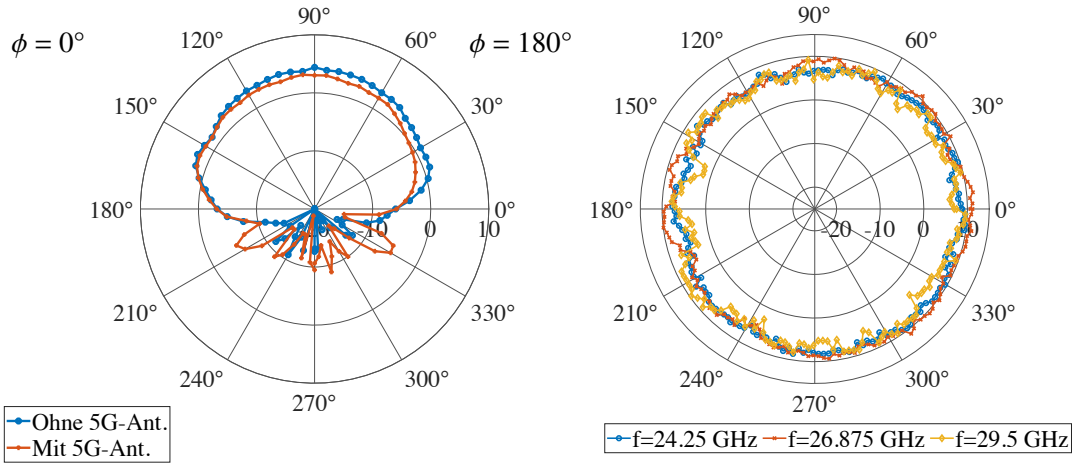


Abb. 6.10: Fernfeldcharakteristika der Strahler im SDARS-5G-System. Im linken Diagramm ist die SDARS-Antenne bei einem Elevationsschnitt von $\phi = 0°, 180°$ und in der Mittenfrequenz des SDARS-Bandes bei 2.33 GHz dargestellt. Das rechte Bild zeigt den 5G-Gruppenradiator bei einem Azimutschnitt von $\theta = 90°$.

Im Vergleich zeigt die SDARS-Einzelmessung mit dem integrierten System einen sehr ähnlichen Verlauf. Im Zenit besitzt der Ringstrahler ohne 5G-Antenne einen Gewinn von 4.4 dB und mit dem 5G-Einzelradiator ist ein Wert von 3.1 dB vorhanden, womit sich ein Unterschied von 1.3 dB ergibt. Das Antennensystem in integrierter Form weist eine höhere Rückstrahlung auf. Dies ist der Grund für den geringen Gewinn in Hauptstrahlrichtung. Das Fernfeld der 5G-Einzelantenne zeigt keine erkennbare Beeinflussung des SDARS-Ringstrahlers. Die Abstrahlung ist im Azimut omnidirektional und eine Abschattung oder Deformierung der Fernfeldcharakteristik ist nicht vorhanden. Die Antennen weisen im System keine Änderungen in der Eingangsimpedanz sowie auch im Fernfeld auf und sind für eine Nutzung in integrierter Form sehr gut geeignet.

Ein quadratischer SDARS-Strahler mit einer 5G-Einzelantenne

Eine weitere SDARS-Antenne wird mit der 5G-Antenne im System betrachtet. Die Konstellation der Radiatoren ist im Bild 6.11 zu sehen [104].

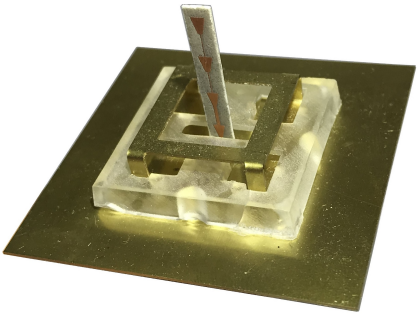
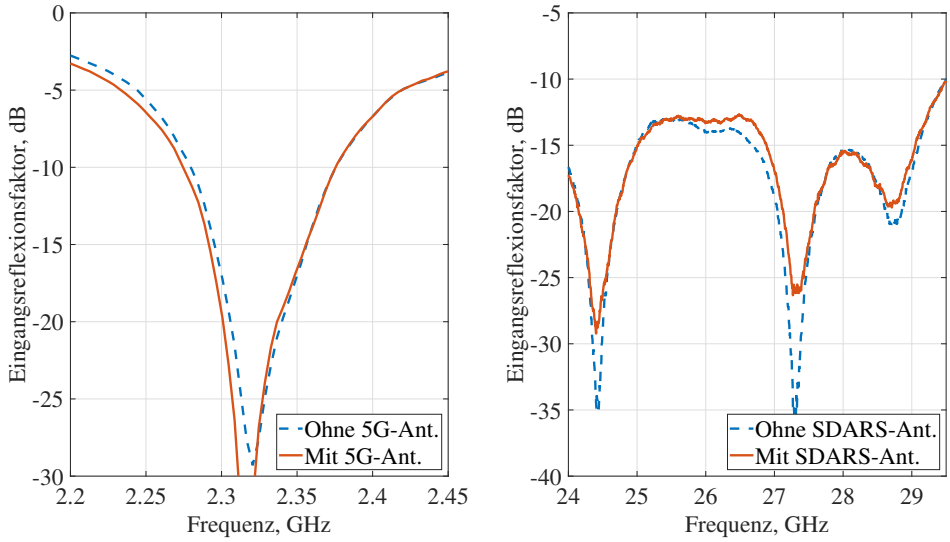
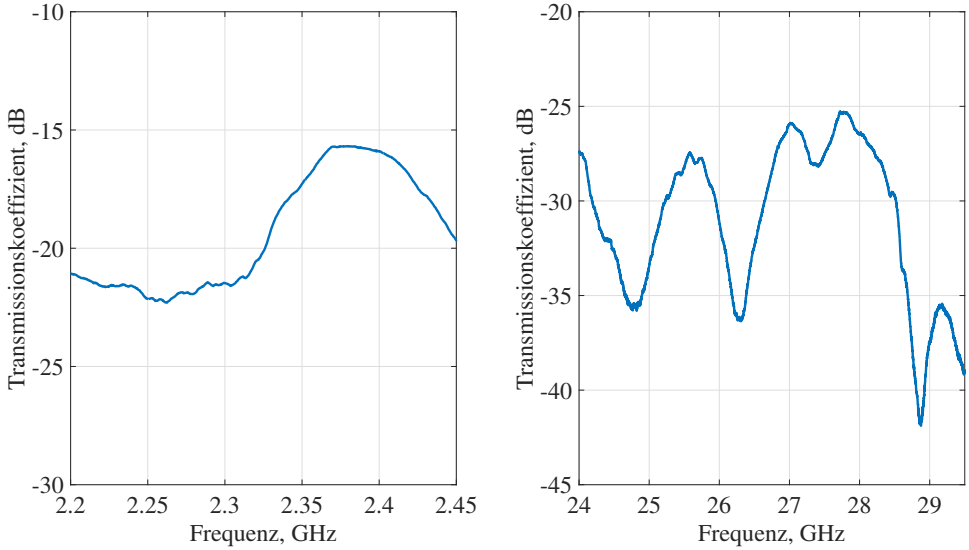


Abb. 6.11: 5G-Antenne mit einem Skarabäus-Strahler für den SDARS-Dienst.

Die Abmessungen der Skarabäus-Antenne für den SDARS-Dienst betragen $20 \times 20 \times 8$ mm. Die 5G-Antenne hat zu dem metallischen Rahmen des Ringstrahlers eine Distanz von 8 mm. Zu der Kunststoffassung ist ein Abstand der 5G-Antenne von 1.5 mm und 3.7 mm vorhanden. In der Abbildung 6.12 werden die Streuparameter des Moduls vorgestellt.



(a) Reflexionsfaktoren $|S_{11,22}|$ der SDARS- und 5G-Antenne im Vergleich zu ihren jeweiligen Einzelmessungen.



(b) Transmissionsfaktor $|S_{21}|$ der Ring- und 5G-Gruppenantenne.

Abb. 6.12: Streuparameter des integrierten 5G- und SDARS-Strahlers.

Die SDARS-Antenne zeigt in der Einzelmessung gegenüber dem integrierten System geringfügig kleine Änderungen im Eingangsreflexionsfaktor. Die natürliche Resonanz der Antennenstruktur ist nicht verschoben und hat somit zusammen mit dem Gruppenstrahler für die 5G-Technologie nahezu unveränderte

Eigenschaften. Im 5G-Band ist eine leichte Änderung der Impedanz zu sehen. Die Anpassung liegt bei $|S_{11}| < -10\,\text{dB}$ im gesamten Band. Die Kunststoff-Fassung sowie auch die Skarabäus-Antenne selbst haben nahezu keinen Einfluss auf die Eingangsimpedanz des 5G-Strahlers. Die Transmission zwischen den beiden Antennen im SDARS-Band befindet sich unterhalb −15 dB. Eine sehr geringe Verkopplung ist somit gegeben. Im 5G-Frequenzband zeigt der Transmissionskoeffizient Werte zwischen −25 dB und −42 dB, aufgrund dessen ist eine sehr große Entkopplung zwischen den beiden Antennen erreicht worden. In Grafik 6.13 werden die Richtdiagramme vorgestellt.

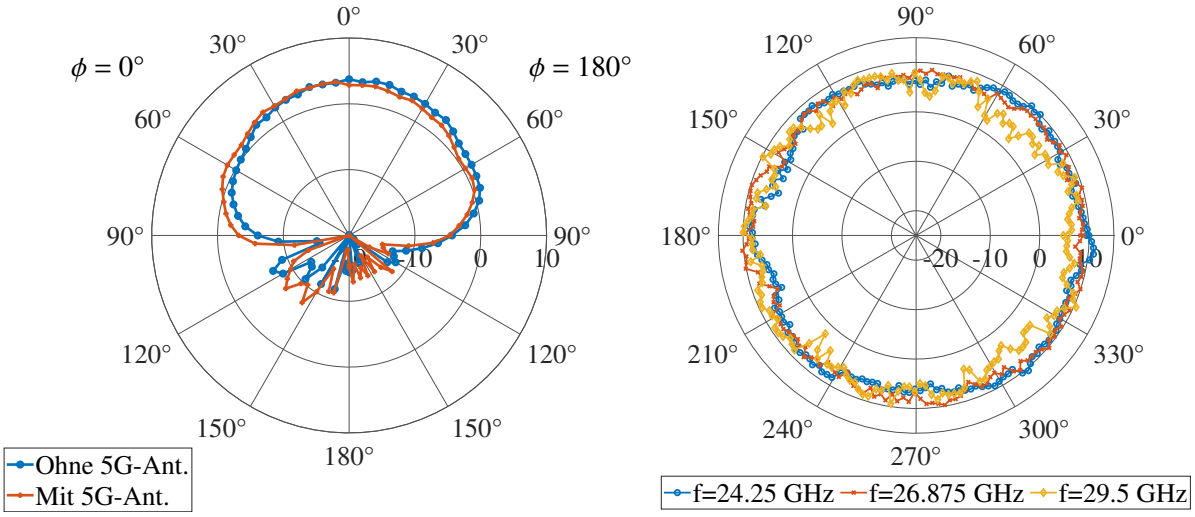


Abb. 6.13: Fernfeldcharakteristika der Antennen im SDARS-5G-System. Das linke Diagramm zeigt die SDARS-Antenne bei einem Elevationsschnitt von $\phi = 0°, 180°$ und in der Mittenfrequenz des SDARS-Bandes bei 2.33 GHz. Die rechte Grafik stellt den 5G-Gruppenradiator bei einem Azimutschnitt von $\theta = 90°$ dar.

Das Fernfelddiagramm der SDARS-Antenne zeigt im Vergleich zu der Einzelmessung und dem integrierten System eine geringe Abweichung. Im Zenit ist ein Unterschied von 0.9 dB vorhanden. Die integrierte 5G-Gruppenantenne weist eine omnidirektionale Richtcharakteristik und keine Beeinflussung des SDARS-Ringradiators auf. Bei der Frequenz von 29.5 GHz sind in Richtung der kapazitiv gekoppelten Beine der Ringantenne kleinere Gewinndefizite von $\approx 2\,\text{dB}$ erkennbar.
Die drei Kombinationen zeigen, dass die Integration einer 5G-Gruppenantenne in einem Ringstrahler ohne Auswirkungen auf den Eingangsreflektionsfaktor, Verkopplung oder Fernfeldcharakteristik möglich ist. Damit eignet sich die Position der 5G-Antennengruppe in der Mitte des Ringstrahlers optimal, um kompaktere Module realisieren zu können.

6.3 Gesamtes Kommunikations- und Navigationsmodul

Im Gegensatz zu den bisherigen Betrachtungen soll nun eine breitbandige LTE/WLAN/V2X-Antenne mit berücksichtigt werden. Für zukünftige Mobilfunksysteme werden Anwendungen von 617 MHz bis 29.5 GHz zu erwarten sein, wobei die unteren Bänder nur durch eine breitbandig voluminöse Antenne abgedeckt werden können. Die vollständige 5G-Gruppenantenne wird in einem SDARS-Ringradiator integriert, wobei sich in unmittelbarer Nähe eine kapazitiv gekoppelte Konus-Antenne befindet. Die Abbildung 6.14 stellt das gesamte Kommunikations- und Navigationsmodul dar [12].

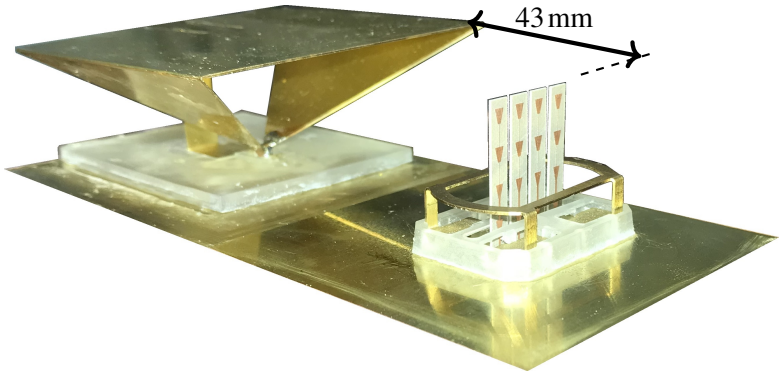


Abb. 6.14: 5G-Antennenanordnung mit einem LTE/WLAN/V2X-Radiator und einem SDARS-Strahler.

Die 5G-Gruppenantenne basiert auf vier Antennen, die jeweils aus vier vertikalen kollinear angeordneten Dipolen bestehen, die einen hohen Gewinn bei hohen Elevationswinkeln gewährleisten. Um die elektromagnetischen Eigenschaften der einzelnen Antennen näher analysieren zu können, ist das komplette Antennen-Set realisiert worden. Interessant ist in dieser Anordnung die Fernfeldcharakteristik der 5G-Gruppenantenne. Die vorgestellten Ergebnisse zeigen, dass der Eingangsreflektionsfaktor der Skarabäus-Strahler und der 5G-Gruppenantenne nahezu identisch sind gegenüber ihrer jeweiligen Einzelmessungen. In der Grafik 6.15 sollen die Fernfelddiagramme des Ringstrahlers und der 5G-Antennengruppe vorgestellt werden.

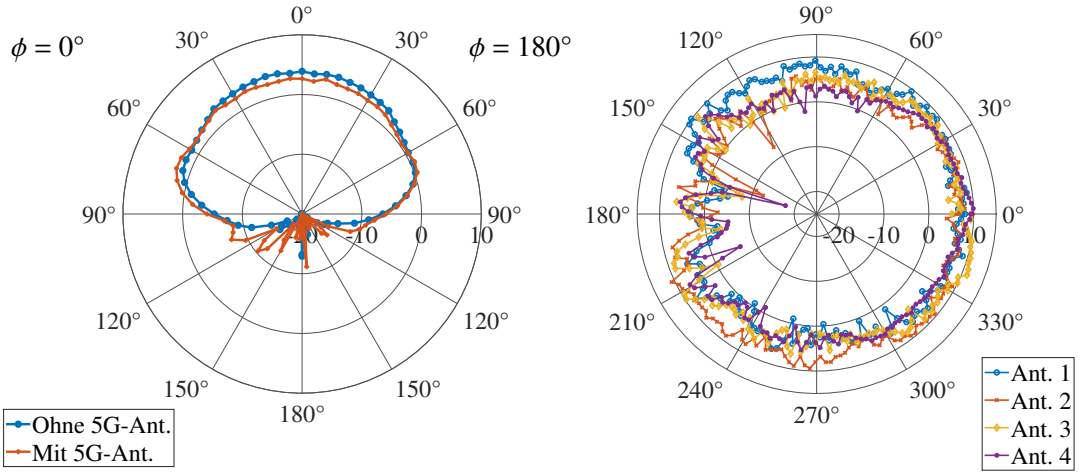


Abb. 6.15: Richtcharakteristika der SDARS- und 5G-Gruppenantenne bei 2.33 GHz und 26.875 GHz. Das linke Bild zeigt einen Elevationsschnitt bei $\phi = 0°, 180°$ und das rechte Diagramm einen Azimutschnitt bei $\theta = 90°$.

In der Grafik 5.21 ist die Bezifferung der Antennen abgebildet, die äußeren Einzelstrahler besitzen die Nummern 1 und 2, die inneren Radiatoren 3 und 4. Die GNSS-Antenne weist eine geringe Veränderung im Fernfeld auf. In Hauptstrahlrichtung ist eine Differenz zwischen der Einzel-Ringantenne und dem integrierten 5G/SDARS-System von 1.1 dB vorhanden. Bei höheren Elevationswinkel besitzt die SDARS-Antenne im System einen größeren Gewinn. Im Fernfeld der 5G-Gruppenantennen ist eine Beeinflussung des kapazitiv gekoppelten Strahlers vorhanden. Im Azimutwinkel von $\phi = 180°$

ist eine Dämpfung der elektromagnetischen Wellen existent. Der Antennengewinn in Richtung der Konus-Antenne beträgt im Mittel 0 dB.
In städtischen Umgebungen ist meistens eine keine direkte Sichtverbindung zur Basisstation vorhanden. Dabei können destruktive Überlagerungen bei der Empfangsantenne dazu führen, dass keine Nachrichten vom Sender zum Empfänger übertragen werden. Eine Verbesserung der Empfangsqualität erreichen Mehrantennensysteme, da räumlich unterschiedlich positionierte Antennen eine höhere Wahrscheinlichkeit aufweisen, dass bei einem der Strahler keine destruktive Überlagerung vorhanden ist. Die intelligente Zusammenschaltung von Mehrantennensystemen wird Antennendiversität (*engl. Antenna diversity*) genannt und ermöglicht eine stabile Verbindung zwischen einem Sender und Empfänger. Die Antennendiversität kann auf unterschiedliche Weise implementiert werden. Eine Möglichkeit ist, dass die Antennen miteinander verglichen werden und jeweils der Strahler mit der größeren Abstrahlung im Raumwinkel ausgewählt wird. Diese Methode wird als selektive Kombinierung (*engl.: Selection Combining*) bezeichnet. Eine andere Anwendung ist die maximale Verhältniskombination (*engl.: Maximum Ratio Combining*). Hier wird die Empfangsleistung jeder Antenne gewichtet und mit diesem Gewichtungsfaktor multipliziert. D.h. ein Strahler mit einer höheren Leistung wird verstärkt und eine Antenne mit einer niedrigeren Signalstärke wird gedämpft [73]. Die vorgestellte Methode soll nun bei der 5G-Gruppenantenne verwendet werden. Die nächste Abbildung 6.16 stellt die maximale Verhältniskombination dar.

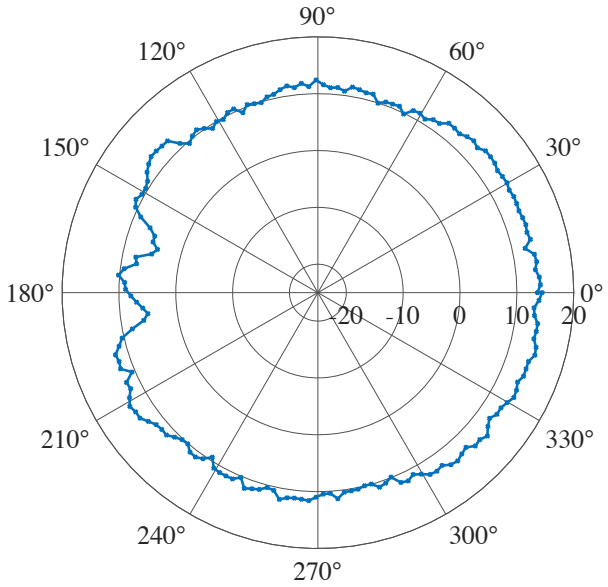


Abb. 6.16: Kombinierte Fernfeldcharakteristik der 5G-Gruppenantenne bei 26.875 GHz bei einem Azimutschnitt von $\theta = 90°$

In der kombinierten Richtcharakteristik sind wesentlich kleinere Einbrüche zu beobachten. Im Azimutwinkel von $\phi = 0°$ ist ein Richtfaktor von 14.4 dB vorhanden. Die Einbrüche im Fernfeld befinden sich bei $\phi = 164°, 187°$ und verfügen über einen Gewinn von 4.2 dB und 5.1 dB. Die Fernfeldcharakteristik besitzt an den Seiten ($\phi = 90°, 180°$) einen Gewinn von 11-12 dB. Die Anwendung der Diversität-Technik ermöglicht eine omnidirektionale Abstrahlung der 5G-Gruppenantenne. Eine leichte Beeinflussung des Fernfelddiagrammes ist aufgrund der Konus-Antenne zu beobachten, jedoch ohne Auswirkungen auf die Sende- und Empfangsfähigkeit des Gruppenstrahlers.

6.4 Kompaktes Mehrfachantennensystem

Antennen für die Kommunikations- und Navigationssysteme können in unterschiedlichen Positionen auf oder in einem Fahrzeug positioniert werden [56], [109], [110]. In diesem Unterkapitel wird ein Antennensystem dargestellt und untersucht, welche unter einem Haifischflossen-förmigen Dachradom verwendet werden kann. Dabei beinhaltet das System eine Rundfunkantenne und zwei 5G-Strahler, die zusammen funktionieren müssen. Die Besonderheit des Systems ist, dass sie aus einer gemeinsamen Struktur besteht und in ihrer Ausführung sehr kompakt entworfen ist um verschiedene Telekommunikationsdienste in einem Strahler zu vereinen.

FM/LTE/5G/WLAN-Kombinationsantenne

Ein häufig gewählter Ort zur Positionierung von Kommunikationsantennen befindet sich auf dem Dach des Automobils. Die Antennen werden in der Regel mit einer Kunststoffhaube abgedeckt, welche aerodynamisch sowie auch ästhetisch geformt ist und die Strahler vor äußeren Einflüssen schützen soll. Das folgende System erfüllt die terrestrischen Kommunikationsstandards LTE/5G/WLAN und FM-Rundfunk. Die Grafik 6.17 zeigt das CST-Modell der Kombinationsantenne und dessen Struktur.

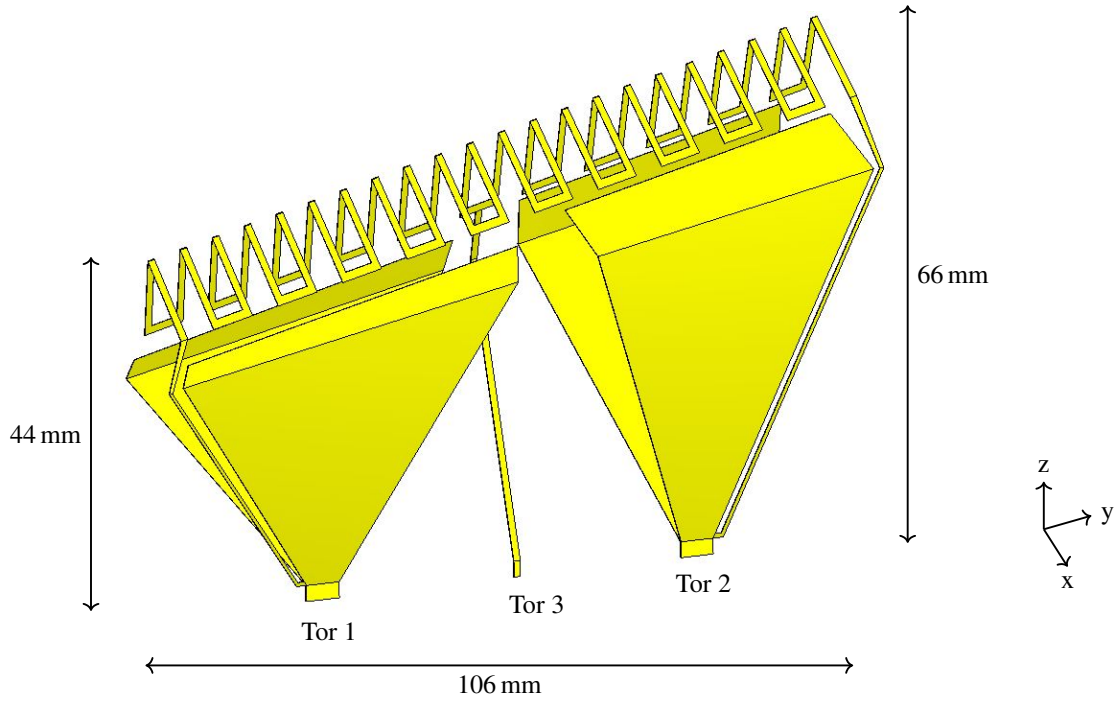


Abb. 6.17: Kombinationsantenne aus zwei LTE/5G/WLAN- und einem FM-Strahler.

Die Antennenstruktur ist so beschaffen, dass sie durch ein einfaches Beschichtungsverfahren komplett auf einer flexiblen Leiterplatte realisiert werden kann. Durch paarweise verbundene Dreiecksflächen werden zwei Konusantennen gebildet, welche für die Abdeckung der breiten Frequenzbänder von ca. 1.4-6 GHz geeignet sind. Diese können für LTE an den Toren (1 & 2) gespeist werden. Für die Abdeckung des tieferen LTE-Bandes ab ca. 0.7 GHz sind diese zusätzlich induktiv mit einer mäander-förmigen

Dachkapazität verbunden. Da diese ebenfalls induktiv wirkt, entsteht dennoch eine Entkopplung an den Toren 1 und 2. Die Dachkapazität kann jedoch auch für eine dritte Anwendung im UKW-Band genutzt werden, welche über Tor 3 ausgekoppelt wird. Das Erzeugen einer Induktivität ist essenziell, damit bei der FM-Antenne eine natürliche Resonanz erzeugt werden kann. Die Struktur ist mit ihrer geringen Höhe bei den FM-Frequenzen, als elektrisch klein anzusehen. Damit können nur niedrige Werte im Realteil des FM-Strahlers erreicht werden, jedoch kann mithilfe eines Hochimpedanz-Verstärkers ein funktionsfähiger FM-Empfang gewährleistet werden [111]. Die konischen Antennen sind seitlich mit dem FM-Strahler verbunden. Die Verbindung mit der konischen Antenne befindet sich in der Nähe des Fußpunktes, dies bringt zwei Vorteile mit sich. Der erste Vorteil ist, dass die dünne Leitung eine größere Induktivität besitzt und diese bei höheren Frequenzen einen Leerlauf bildet. Der zweite Vorteil ist, dass der zu verbindende Arm mit der Mäander-Struktur eine Verlängerung des Stromweges für die unteren LTE-Frequenzen darstellt. Damit kann eine natürliche Resonanz erzeugt werden, welche sich vorteilhaft für eine Impedanzanpassung eignen würde. Zudem stellt die Mäander-Form eine Dachkapazität für die konischen Antennen dar, da die FM-Antenne bei LTE-Frequenzen einen Kurzschluss bildet. Damit lassen sich die konischen Antennen auch bei einer geringen Höhe von 44 mm ab 700 MHz und 64 mm bei einer Anfangsfrequenz von 617 MHz realisieren. In der Grafik 6.18 ist die Anpassschaltung des Antennensystems dargestellt.

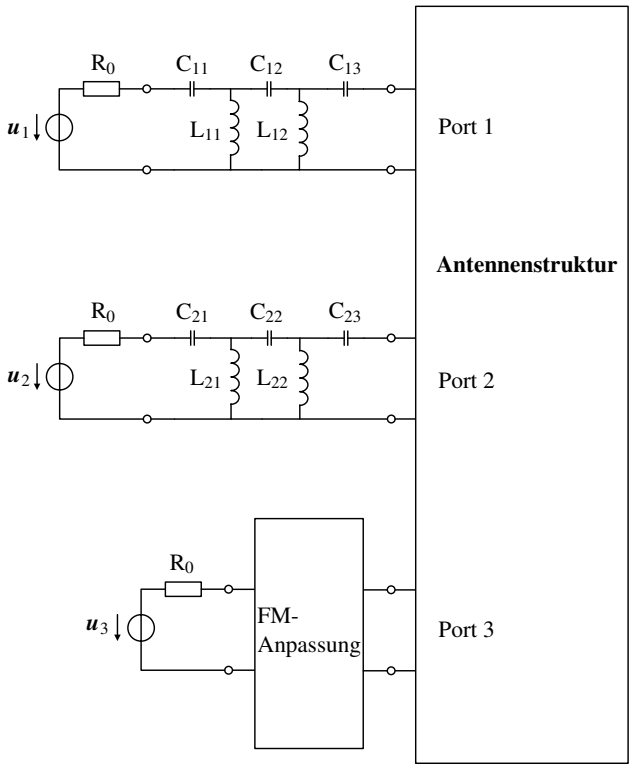


Abb. 6.18: Impedanzanpassung der FM/LTE/5G/WLAN-Kombinationsantenne.

Die beiden Konus-Antennen besitzen die gleiche Netzwerk-Topologie für die Leistungsanpassung. Die Hochpass-Struktur sperrt bei FM-Frequenzen die beiden Eingänge der Mobilfunkantennen. Damit kann keine Leistung aus der FM-Antenne zu den beiden konischen Strahlern gelangen und die Strahlungseffizienz der FM-Struktur verringern. Die dimensionierten Bauelemente und Grenzfrequenzen der beiden Schaltungen sind in der Tabelle 6.1 zusammengefasst.

Tabelle 6.1: Werte der einzelnen passiven Elemente im Anpassnetzwerk und die dazugehörige Grenzfrequenz der Hochpass-Struktur.

Bauelemente	C_{11}	C_{12}	C_{13}	L_{11}	L_{12}	C_{21}	C_{22}	C_{23}	L_{21}	L_{22}
Werte	4.7 pF	2.4 pF	11 pF	8.2 nH	6.8 nH	5 pF	2.4 pF	5 pF	10 nH	10 nH
Grenzfrequenz	$f_g = 666$ MHz					$f_g = 546$ MHz				

Die 3 dB-Definition wird für die Grenzfrequenz genutzt. Diese wird aus dem Transmissionsfaktor S_{21} ermittelt, an dem die Leistung des Eingangssignals um die Hälfte gedämpft wird. Bei den FM-Frequenzen liegt die Durchgangsdämpfung der beiden Schaltungen nahezu bei −90 dB. In der nächsten Grafik 6.19 werden die Streuparameter der Kombinationsantenne mit und ohne Anpassschaltung dargestellt.

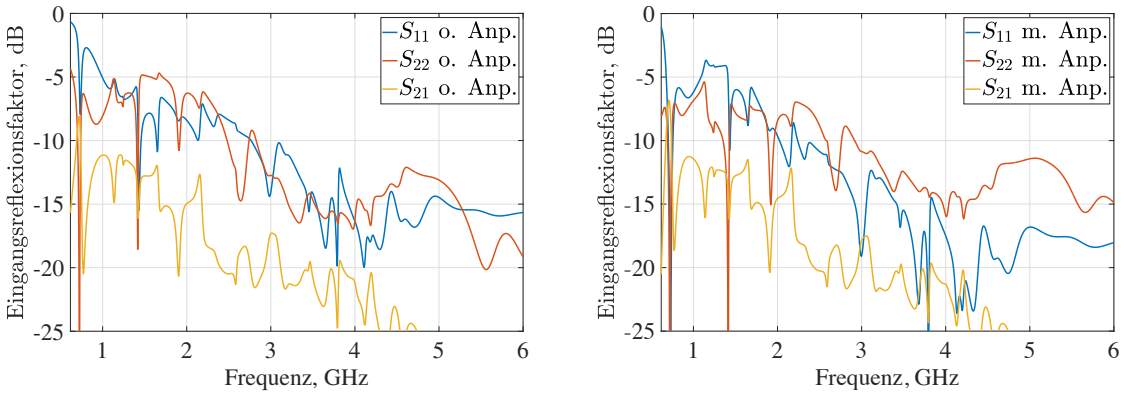


Abb. 6.19: Reflexions- und Transmissionsfaktoren der konischen Antennen. Im linken Diagramm sind die Streuparamter ohne und im rechten Bild mit Impedanzanpassung dargestellt. Die Streuparameter sind in einem Frequenzbereich von 0.617-6 GHz abgebildet.

Im linken Bild 6.19 liegt das untere und mittlere LTE-Band bei beiden Antennen außerhalb der gewünschten Anpassung von $|S_{21}| \leq -6$ dB. Mit der Anpassschaltung ist ein besserer Eingangsreflexionsfaktor bei den Mobilfunkantennen erreicht worden. Die unteren LTE-Frequenzen (617-960 MHz), das mittlere Band des LTE-Standards (1.43-1.511 GHz) sowie auch alle anderen Bänder liegen unterhalb −6 dB. In einem Frequenzbereich von 1.1-1.41 GHz weist Port 1 eine nicht auszureichende Anpassung auf, jedoch besitzt es ab einer Frequenz von 1.42 GHz ein Reflexionsfaktor unter −6 dB. In der Grafik 6.20 werden die Fernfeldcharakteristika der Strahler illustriert.
Die Antennenstruktur wurde in CST-Microwave Studio [51] auf einer unendlich großen horizontalen in der x-y-Ebene liegenden Massefläche simuliert. Die Strahlerstruktur ist auf einer Folie so angeordnet, dass diese in eine Haifischflossen-förmige Antennenabdeckung passt, wobei die Fahrtrichtung in negativer y-Richtung bei $\phi = 270°$ gegeben ist. Die beiden Strahler besitzen bis 3.6 GHz eine omnidirektionale bis elliptische Abstrahlung. Bei der Fahrzeug-zu-Fahrzeug- und WLAN-Kommunikation haben die

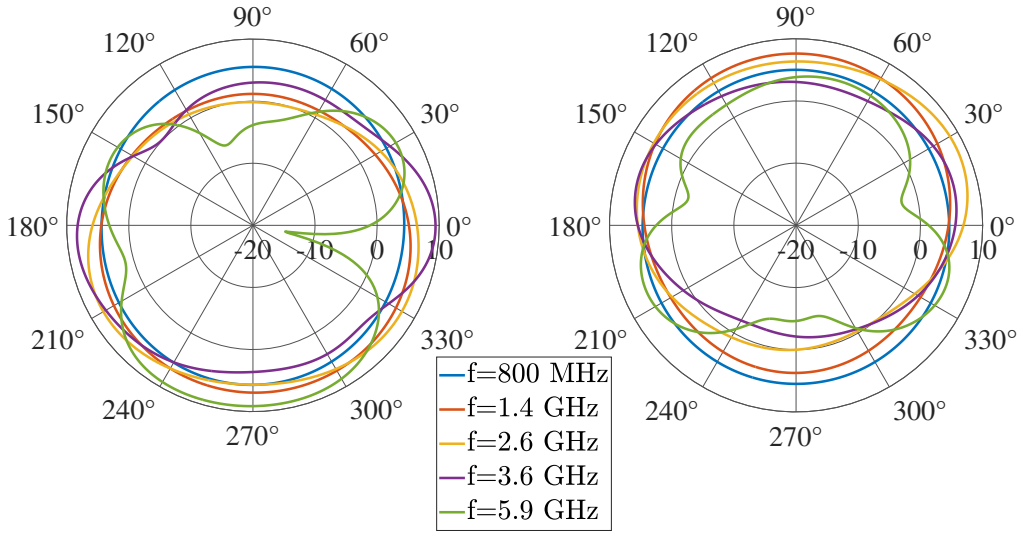


Abb. 6.20: Direktivität der Strahler bei einem Azimutschnitt von $\theta = 90°$. Im linken Bild ist die kleinere Antenne (Port 1) und im rechten Diagramm der größere Radiator (Port 2) dargestellt.

Strahler eine leicht direktive Eigenschaft. Die kleinere Antenne besitzt bei den Winkelmaßen von $\phi = 30°, 150°, 270°$ eine höhere Direktivität, jedoch ist ein Einzug bis -14.7 dB bei $\phi = 352°$ vorhanden. Im Gegensatz dazu hat die größere Antenne in den Bereichen an dem eine geringere Direktivität bei der kleinen Antenne vorhanden ist, eine höhere Abstrahlung. Die Kombination der beiden Fernfeldcharakteristika ergibt im gesamten Frequenzband eine omnidirektionale Abstrahlung. Dies wird in Grafik 6.21 dargestellt.

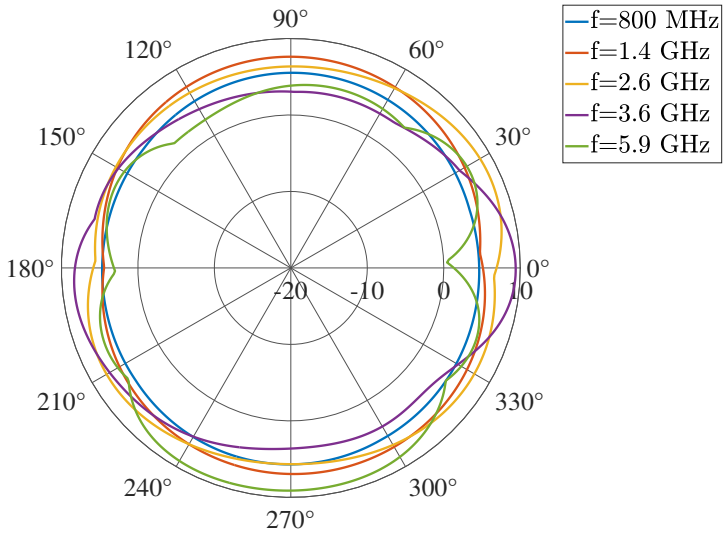


Abb. 6.21: Selektive Kombination der Fernfeldcharakteristika bei einem Azimutschnitt von $\theta = 90°$.

Die Fernfeldcharakteristika der beiden LTE/5G-Antennen zeigen bei den vorgestellten Frequenzen ein omnidirektionales Verhalten. Für die Fahrzeug-zu-Fahrzeug Kommunikation wird ein runderes

kombiniertes Diagramm erreicht, obwohl die einzelnen Fernfeldcharakteristika größere Einzüge bei bestimmten Winkeln aufzeigen. Eine optimale omnidirektionale Abstrahlung ist mit dem Antennensystem bewerkstelligt worden. Zusätzlich kann eine geringe Korrelation zwischen den Antennen erreicht werden, welche in der Grafik 6.22 illustriert ist.

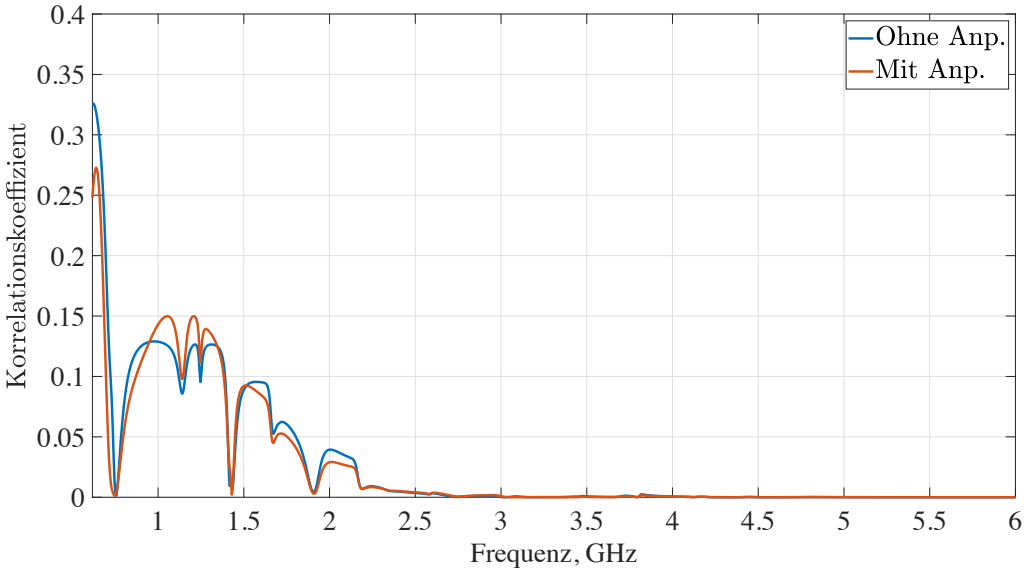


Abb. 6.22: Korrelationskoeffizient der untersuchten konischen Antennen mit und ohne Impdanzanpassung.

Die Korrelation wurde mithilfe der Gleichung 4.19 berechnet und zeigt im Maximum einen Wert von 0.33 bei 0.617 GHz. Im Vergleich ist zu beobachten, dass das angepasste Antennensystem eine geringere Korrelation aufweist. Der Höchstwert liegt hier bei 0.27. Die Leistungsanpassung bewirkt, dass die Antennen im Reflexionsfaktor besser angepasst sind, jedoch die Entkopplung unverändert bleibt. Es wird eine Verbesserung um etwa 20 % erreicht. Weitere Verbesserungen können mit einem Entkoppelnetzwerk erlangt werden. Der Eingangsreflexionsfaktor zeigt mit einer Anpassschaltung in Hochpass-Struktur, die für die FM-Frequenzen als Sperre verwendet wird, eine Leistungsanpassung, die im gesamten Frequenzbereich unter −6 dB liegt. Zudem besitzen die kombinierten Fernfelddiagramme eine omnidirektionale Charakteristik und sind ideal für den Einsatz auf dem Automobil geeignet.

7 Zusammenfassung

In dieser Arbeit werden terrestrische Antennen und deren Kombinationen für den automobilen Gebrauch vorgestellt und analysiert. Dabei werden unterschiedliche Radiatoren für gegenwärtige und zukünftige Telekommunikationsdienste in einem Frequenzbereich von 0.7-29.5 GHz entworfen und auf ihre elektromagnetischen Eigenschaften hin überprüft. Im Besonderen liegt der Schwerpunkt der Dissertation in der Integration der verschiedenen Kommunikations- und Navigationsdienste in eng bemaßte Bauräume für die Anwendung in einem Automobil. Die Interaktion der Antennen zueinander wird untersucht, damit eine optimale Sende- und Empfangsfähigkeit in einer städtischen Umgebung gewährleistet werden kann. In den unteren terrestrischen Frequenzbändern bis 6 GHz werden Variationen von Konusantennen mit kapazitiver und induktiver Ankopplung zur Masse untersucht, während für die oberen Bänder von 24.25-29.5 GHz Gruppen kollinearer Dipol-Konusstrahler betrachtet werden.
Die realisierten Konus-Antennen sind im Sub-6 GHz Bereich funktionsfähig. Die Radiatoren werden alle im reaktiven Nahfeld angepasst, dabei unterteilen sie sich in induktiv und kapazitiv gekoppelte Strukturen. Trotz der tiefen unteren Frequenzgrenze von 0.7 GHz und der hohen Bandbreite von 5.3 GHz konnte das Bauvolumen der Antennen auf eine flache Form von 29 mm Höhe über einer Grundfläche von ca. $80 \times 60\,\mathrm{mm}^2$ beschränkt werden. Die zwei entworfenen Anordnungen zeigen in einem Frequenzbereich von 0.7-6 GHz einen Eingangsreflexionsfaktor, der sich unterhalb von -6 dB befindet, welches den meisten Anforderungen für die Mobilfunkdienste im Fahrzeug entspricht. Das Fernfeld hat eine omnidirektionale bis leicht direktive Richtcharakteristik. Der gemittelte Gewinn im gewünschten Frequenzbereich liegt in einem Bereich von 0.5-4.1 dB. Die rein metallische Konstruktion der Antennen führt zu einem hohen Wirkungsgrad, der im Maximum eine Effizienz von 2 dB aufweist. Des Weiteren wird eine neuartige Fertigungstechnik für die Herstellung von Konus-Antennen verwendet. Der kapazitiv gekoppelte Konus-Strahler wird mit einer Halterung gefertigt, die mithilfe eines 3D-Druckers erstellt wird. Die Antenne und die Halterung haben die Abmessungen $70\,\mathrm{mm} \times 70\,\mathrm{mm} \times 29\,\mathrm{mm}$. Der Radiator benötigt kein Hochfrequenz-Substrat für die Speisung. Ein SMA-Konnektor wird genutzt, um die Antennenstruktur zu speisen. Der Reflexionsfaktor liegt unter den geforderten -6 dB im gewünschten Frequenzbereich. Das Fernfeld zeigt eine omnidirektionale Charakteristik und weist im Mittel ein Gewinn von 0.6-4.1 dB im LTE/5G- und V2X-Band auf. Die Konstruktion der Antenne ohne ein HF-Substrat bringt eine effizientere Struktur mit sich, wobei der Wirkungsgrad über -1.5 dB im gesamten Frequenzbereich liegt.
Die Funktionsfähigkeit der terrestrischen Strahler konnte im Kommunikationsmodul zusammen mit hemisphärischen Antennen gezeigt werden. Dabei wurden zwei terrestrische und hemisphärische Strahler in einem Modul zusammengeführt. Der Eingangsreflexionsfaktor weist keine Veränderungen im Vergleich zur Einzelmessung auf und die Radiatoren erfüllen die geforderten Spezifikationen im gesamten Frequenzbereich. Die Entkopplung der beiden terrestrischen Strahler liegt im Maximum bei -18 dB. Zudem weisen die Konus-Antennen eine ebenfalls geringe Verkopplung zu den Satellitenstrahlern auf, es wurden Transmissionsfaktoren zwischen den Antenneneingängen von weniger als -19.3 dB in allen Frequenzbändern erreicht. Die selektive Kombination der Antennen bewirkt eine nahezu omnidirektionale Fernfeldcharakteristik, trotz der nahen Positionierung der Strahler zueinander.

Des Weiteren wurde ein Drei-Antennen-System mit kapazitiv gekoppelten Konus-Antennen betrachtet. Die Eingangsreflexionsfaktoren zeigen keine Veränderungen gegenüber der Einzelmessung und die Verkopplung zwischen den benachbarten Radiatoren beträgt im Maximum −11.2 dB. Die Fernfelddiagramme besitzen einen omnidirektionalen Verlauf mit Einbrüchen bei bestimmten Azimutwinkeln. Trotz geringer Einbrüche ist es mithilfe selektiver Kombination möglich, eine omnidirektionale Richtcharakteristik zu erreichen. Die Antennendiagramme ergänzen sich optimal im eingebetteten Bauraum und eignen sich für die Nutzung als Automobilantennen.
Die Fernfeldmessung der kapazitiv gekoppelten Konus-Antennen auf einem Fahrzeug zeigt, dass aufgrund der Dachkrümmung und des Einbauraumes des Automobils in Fahrtrichtung ein geringerer Gewinn ermittelt worden ist. Im Vergleich mit perfekt für das jeweilige Band angepassten Referenzantennen sind Unterschiede im Gewinn von 0.5-2.9 dB vorhanden. Somit unterliegen auch die Referenzstrahler den gleichen Änderungen genau so wie die Konus-Antennen und beweist damit, dass die kapazitiv gekoppelten Konus-Strahler trotz ihrer kompakten Bauweise eine vergleichbare Richtcharakteristik gegenüber Referenzstrahler aufweisen.
Eine reale Systemkapazitätsmessung wurde in einer Messkampagne in der Stadt München durchgeführt. Dabei wurden die Konus-Strahler für die Messungen ausgewählt und einer elektromagnetischen Evaluation unterzogen. Die Strahler besitzen unterschiedliche Abstände von 85 mm und 210 mm. Die Eingangsreflexionsfaktoren liegen in den gewünschten Bändern unter −6 dB und ein maximaler Korrelationskoeffizient von 0.16 ist vorhanden. In aufeinander folgenden Messungen wurden zunächst das Fahrzeugdach und danach das Armaturenbrett für die Positionierung der Antennenmodule ausgewählt. Auf dem Dach konnte eine nahezu omnidirektionale Charakteristik ermittelt werden, während auf dem Armaturenbrett eine direktivere Abstrahlung zu beobachten ist. Im Mittel zeigt die Fernfeldcharakteristik auf dem Dach einen Gewinn, der bis zu 5.8 dB höher ist gegenüber der Positionierung auf dem Armaturenbrett. Die Systemkapazitätsmessungen werden mit einem Referenzsystem verglichen. Die Referenzantennen sind in einem Abstand von 210 mm voneinander positioniert. Die aufgenommenen Übertragungsraten auf dem Dach des Fahrzeugs weisen nahezu identische Ergebnisse mit dem Referenzantennensystem auf. Auf dem Armaturenbrett sind deutlich geringere Übertragungsraten im Gegensatz zu einer Positionierung auf dem Dach eines Automobils vorhanden. Eine 2.5-3-fach niedrigere Datenrate sind auf dem Armaturenbrett im Vergleich zu der Dach-Positionierung ermittelt worden.
Aufgrund des großen Abstandes der 5G-Frequenzbänder wurden die Antennen in zwei separaten Strukturen realisiert. Durch Anordnung mehrerer Dipolantennen in einer kollinearen fest verschalteten Gruppe kann die Direktivität in der horizontalen Ebene durch stärkere vertikale Bündelung erhöht werden. Somit kann mithilfe einer höheren Direktivität eine größere Freiraumdämpfung kompensiert werden. Die Einführung von vier solchen Gruppen ermöglicht zudem eine Strahlschwenkung und ein MIMO-Betrieb. Eine kollineare Gruppenantenne mit vier Radiatoren strukturiert auf einem RO4350B-Substrat erfüllt die gewünschte Bandbreite mit einem Eingangsreflexionsfaktor, der sich unterhalb −10 dB befindet. Ein Ast des Dipol-Strahlers ist auf der Vorder- und Rückseite des Substrats realisiert. Die gegenseitige Interaktion der beiden Äste bringt ein Dipol-Verhalten mit sich, die eine omnidirektionale Abstrahlung aufweist. Eine Gruppenantenne weist einen Gewinn im Schnitt von 7.2-8.3 dB im gewünschten Frequenzbereich auf. Bei der Untersuchung von zwei verschiedenen 5G-Kommunikationssystemen zeigen die Streuparameter eine Anpassung unter −10 dB und ein Transmissionsfaktor zwischen den Strahlergruppen, der maximal ein Wert von −22 dB im 5G-Band aufweist. In der Gruppenanordnung ist eine omnidirektionale bis leicht elliptische Fernfeldcharakteristik vorhanden, die einen hohen Gewinn in Fahrtrichtung hat. Bei der Analyse der Beamforming-Eigenschaften des 5G-Kommunikationssystems ist zu sehen, dass bei den verschiedenen Phasenstellungen keine blinden Winkel auftreten. In den Fernfelddiagrammen ist ein

Gewinn von 13.6-18 dB vorhanden.
Die Zusammenführung der 5G-Technologie mit gegenwärtigen Systemen soll in einem Modul analysiert werden. Es werden drei verschiedene Skarabäus-Ringantennen für den SDARS- und GPS-Dienst mit einer 5G-Antenne kombiniert. Die Skarabäus-Antennen besitzen unterschiedliche Abmessungen, sodass der Einfluss auf den 5G-Radiator untersucht werden kann. Die Analyse zeigt bei den drei Kombinationen keine Veränderungen im Eingangsreflexionsfaktor und im Fernfelddiagramm der Ring- und Gruppenantenne. Die beiden Antennenstrukturen ergänzen sich optimal und die 5G-Antenne kann in den Ringstrahler integriert werden. Darüber hinaus wird das 5G-Kommunikationssystem in einer Ringantenne zusammen mit einem Konus-Strahler in ein Modul integriert. Eine Änderung der Richtcharakteristik bei dem Ringradiator ist nicht vorhanden, jedoch zeigt die 5G-Fernfeldcharakteristik geringe Einbrüche in Richtung der Konus-Antenne. Mit einer maximalen Verhältniskombination ist eine nahezu omnidirektionale Charakteristik dennoch zu erreichen, sodass eine Zusammenführung der 5G-Gruppenantenne in gegenwärtige Systeme ohne Leistungseinbrüche bewerkstelligt werden kann.
Im Rahmen dieser Arbeit konnte gezeigt werden, dass Antennen für einen Frequenzbereich von 0.7-6 GHz mit ihrer kompakten Ausführung für nicht sichtbare Einbauvolumina in Automobilen eingesetzt werden konnten. Die hemispäherischen und terrestrischen Antennen konnten im System integriert werden, trotz der nahen Positionierung der unterschiedlichen Strahler zueinander. Die kapazitiv koppelten Konus-Antennen zeigten bei Systemkapazitätsmessungen nahezu gleiche Übertragungsraten im Vergleich zu Referenzstrahlern. Somit konnte bewiesen werden, dass die kompakten Konus-Antennen für begrenzte Bauräume keine Defizite gegenüber Referenzradiatoren besitzen. Zudem konnte eine 5G-Gruppenantenne für einen breiten Frequenzband zwischen 24.25-29.5 GHz entwickelt werden, die eine omnidirektionale Richtcharakteristik mit einem hohen Gewinn besitzt. Die 5G-Gruppenantenne konnte erfolgreich in Skarabäus-Antennen integriert werden, ohne eine Beeinflussung der Strahler untereinander. Des Weiteren konnte eine konische Antenne mit einer 5G-Gruppenantenne und einem Skarabäus-Strahler zu einem Modul zusammengeführt werden, die sich als zukünftiges Antennensystem für Anwendungen in einem Automobil eignet.
Das Unterbringen von Kommunikationsantennen benötigt einen bestimmten Bauraum in oder auf einem Automobil. Es ist möglich, dass bei zukünftigen Fahrzeugen dieser Bauraum nicht mehr vorhanden sein könnte. Deshalb wäre es essenziell, andere Einbauflächen zu analysieren. Eine Alternative stellt die Strukturierung von Mobilkommunikationsantennen in Front- und Heckscheiben dar. Es bietet sich die Möglichkeit, aufgrund der größeren Fläche der Front- und Heckscheibe mehrere breitbandige Strahler für die verschiedenen Frequenzbereiche aufzubringen.

Literaturverzeichnis

[1] James Clerk Maxwell: „A Dynamical Thoery of the Electrodynamic Field“. In: 1864. URL: https://royalsocietypublishing.org/doi/pdf/10.1098/rstl.1865.0008.

[2] John D. Kraus, Ronald J. Marhefka und Ahmad S. Khan: *Antennas and Wave Propagation*. Fourth Edition. New York: McGraw Hill, 2010.

[3] John L. Volakis: *Antenna Engineering Handbook*. 4. Aufl. McGraw Hill Professional, 2007. ISBN: 978-0-071-51116-2.

[4] C. Zhu, C. Bamann, P. Henkel und C. Günther: „Common field-of-view of cameras in robotic swarms“. In: *2013 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*. 2013, S. 5559–5564.

[5] Werner Mansfeld: *Satellitenortung und Navigation - Grundlagen und Anwendung globaler Satellitennavigationssysteme*. 2. Aufl. Berlin Heidelberg New York: Springer-Verlag, 2013. ISBN: 978-3-322-92917-4.

[6] 3rd Generation Partnership Project: *Technical Specification Group Radio Access Network, NR*. URL: https://portal.3gpp.org/desktopmodules/Specifications/SpecificationDetails.aspx?specificationId=3202.

[7] T. S. Rappaport, S. Sun, R. Mayzus, H. Zhao, Y. Azar, K. Wang, G. N. Wong, J. K. Schulz, M. Samimi und F. Gutierrez: „Millimeter Wave Mobile Communications for 5G Cellular: It Will Work!“ In: *IEEE Access* 1 (2013), S. 335–349. ISSN: 2169-3536.

[8] 3GPP Mobile Competence Centre: *3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Services and System Aspects; Release 15 Description; Summary of Rel-15 Work Items (Release 15)*. URL: https://www.3gpp.org/release-15.

[9] S. Lindenmeier, I. Goncharova, S. Hastürkoğlu und M. B. Diez: „Antennas for terrestrial communication in vehicles and their interaction with antennas for satellite services“. In: *2017 IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC)*. 2017, S. 334–337.

[10] Iuliia Goncharova: „Compact Microwave Antennas and Antenna Combinations for Terrestrial and Satellite Services on Vehicles“. Dissertation. Universität der Bundeswehr München.

[11] S. Hastürkoğlu und S. Lindenmeier: „An Automotive Antenna Set at 26.5 GHz for 5G-Mobile Communication“. In: *2018 IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM)*. 2018, S. 1–4.

[12] S. Hasturkoğlu und S. Lindenmeier: „Antenna Module with New Wideband 5G-Antenna Array at 28 GHz in Combination with GNSS- and 4G/WLAN/DSRC in Automotive Environment“. In: *2018 48th European Microwave Conference (EuMC)*. 2018, S. 1073–1076.

[13] Cisco: *VNI Mobile Forecast Highlights - Global - 2022 Forecast Highlights*. URL: https://www.cisco.com/c/dam/assets/sol/sp/vni/forecast_highlights_mobile/pdf/Global_2022_Forecast_Highlights.pdf.

[14] Cisco: *VNI Mobile Forecast Highlights - Germany - Mobile Network Type*. URL: https://www.cisco.com/c/dam/assets/sol/sp/vni/forecast_highlights_mobile/pdf/Western_Europe_Mobile_Network_Type.pdf.

[15] Cisco: *VNI Mobile Forecast Highlights - Global - Mobile Wi-Fi Traffic Profiles*. URL: https://www.cisco.com/c/dam/assets/sol/sp/vni/forecast_highlights_mobile/pdf/Global_Mobile_Wi-Fi_Traffic_Profiles.pdf.

[16] 5GAA Automotive Association: *Final Report for 5GAA - Socio-Economic Benefits of Cellular V2X*. URL: http://5gaa.org/wp-content/uploads/2017/12/Final-report-for-5GAA-on-cellular-V2X-socio-economic-benefits-051217_FINAL.pdf.

[17] 5GAA Automotive Association: *Toward fully connected vehicles: Edge computing for advanced automotive communications - White Paper*. URL: http://5gaa.org/wp-content/uploads/2017/12/5GAA_T-170219-whitepaper-EdgeComputing_5GAA.pdf.

[18] Deutsche Telekom: *Mobilfunk 4G ist startklar*. URL: https://www.telekom.com/de/konzern/details/mobilfunk-4g-ist-startklar-336866.

[19] LTE-Anbieter.info: *LTE Release-Versionen und Gerätekategorien - Übersicht der LTE Entwicklungsstufen und Kategorien der Endgeräte*. URL: https://www.lte-anbieter.info/technik/kategorien-und-3gpp-release.php.

[20] Jeanette Wannstrom: *LTE-Advanced*. URL: https://www.3gpp.org/technologies/keywords-acronyms/97-lte-advanced.

[21] Victor Rabinovich, Nikolai Alexandrov und Basim Alkhateeb: *Automotive Antenna Design and Applications -*. Boca Raton, Florida: CRC Press, 2010.

[22] IEEE Computer Society: *Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 4: Enhancements for Very High Throughput for Operation in Bands below 6 GHz*. URL: https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7797535.

[23] IEEE Computer Society: *Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 3: Enhancements for Very High Throughput in the 60 GHz Band*. URL: https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6392842.

[24] Karl D. Kammeyer: *Nachrichtenübertragung*. Berlin Heidelberg New York: Springer-Verlag, 2013.

[25] 5G Automotive Association: *The Case for Cellular V2X for Safety and Cooperative Driving*. URL: http://5gaa.org/wp-content/uploads/2017/10/5GAA-whitepaper-23-Nov-2016.pdf.

[26] NGMN Alliance: *V2X White Paper*. URL: http://5gaa.org/wp-content/uploads/2018/08/V2X_white_paper_v1_0.pdf.

[27] P. Marsch, Ö. Bulakçı, O. Queseth und M. Boldi: *5G System Design*. 1. Aufl. John Wiley und Sons Ltd, 2018.

[28] Peter von Butovitsch, David Astely, Christer Friberg, Anders Furuskär, Bo Göransson, Billy Hogan, Jonas Karlsson und Erik Larsson: *Advanced antenna systems for 5G networks*. URL: https://www.ericsson.com/en/reports-and-papers/white-papers/advanced-antenna-systems-for-5g-networks.

[29] Brendan D. Pell, Edin Sulic, Wayne S. T. Rowe, Kamran Ghorbani und Sabu John: „Advancements in Automotive Antennas“. In: *New Trends and Developments in Automotive System Engineering*. Rijeka: IntechOpen, 2011.

[30] I. Egorov und Zhinong Ying: „A non-uniform helical antenna for dual-band cellular phones“. In: Bd. 2. 2000, S. 652–655.

[31] G. Zhou: „A non-uniform pitch dual band helix antenna“. In: Bd. 1. 2000, S. 274–277.

[32] A. Friedrich, B. Geck, O. Klemp und H. Kellermann: „On the design of a 3D LTE antenna for automotive applications based on MID technology“. In: *2013 European Microwave Conference*. 2013, S. 640–643.

[33] B. Sanz-Izquierdo, S. Jun, J. Heirons und N. Acharya: „Inkjet printed and folded LTE antenna for vehicular application“. In: *2016 46th European Microwave Conference (EuMC)*. 2016, S. 88–91.

[34] N. Guan, H. Tayama, M. Ueyama, Y. Yoshijima und H. Chiba: „A roof automobile module for LTE-MIMO antennas“. In: *2015 IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC)*. 2015, S. 387–391.

[35] V. Franchina, A. Michel, P. Nepa, M. Gallo, R. Parolari, A. P. Filisan und D. Zamberlan: „A compact 3D antenna for automotive LTE MIMO applications“. In: *2017 IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC)*. 2017, S. 326–329.

[36] V. Franchina, A. Michel, P. Nepa, R. Parolari, I. Moro, A. P. Filisan und D. Zamberlan: „A 3D LTE antenna for vehicular applications“. In: *2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting*. 2017, S. 637–638.

[37] K. Klionovski, A. Shamim und M. S. Sharawi: „5G antenna array with wide-angle beam steering and dual linear polarizations“. In: *2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting*. 2017, S. 1469–1470.

[38] N. Ojaroudiparchin, M. Shen und G. F. Pedersen: „Design of Vivaldi antenna array with end-fire beam steering function for 5G mobile terminals“. In: *2015 23rd Telecommunications Forum Telfor (TELFOR)*. 2015, S. 587–590.

[39] X. Yang, Y. Liu und S. Gong: „Design of a Wideband Omnidirectional Antenna With Characteristic Mode Analysis“. In: *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 17.6 (2018), S. 993–997. ISSN: 1536-1225.

[40] J. Park, S. Y. Lee, Y. Kim, J. Lee und W. Hong: „Hybrid Antenna Module Concept for 28 GHz 5G Beamsteering Cellular Devices“. In: *2018 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on 5G Hardware and System Technologies (IMWS-5G)*. 2018, S. 1–3.

[41] J. Bang, Y. Hong und J. Choi: „MM-wave phased array antenna for whole-metal-covered 5G mobile phone applications“. In: *2017 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*. 2017, S. 1–2.

[42] S. F. Jilani, Q. H. Abbasi und A. Alomainy: „Inkjet-Printed Millimetre-Wave PET-Based Flexible Antenna for 5G Wireless Applications“. In: *2018 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on 5G Hardware and System Technologies (IMWS-5G)*. 2018, S. 1–3.

[43] H. R. D. Filgueiras, I. F. da Costa, A. Cerqueira S., J. R. Kelly und P. Xiao: „A Novel Approach for Designing Omnidirectional Slotted-Waveguide Antenna Arrays“. In: *2018 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA)*. 2018, S. 64–67.

[44] Klaus W. Kark: *Antennen und Strahlungsfelder - Elektromagnetische Wellen auf Leitungen, im Freiraum und ihre Abstrahlung*. 3. Aufl. Berlin Heidelberg New York: Springer-Verlag, 2016.

[45] Constantine A. Balanis: *Antenna Theory - Analysis and Design*. 3. Aufl. New York: John Wiley und Sons, 2012.

[46] Victor H. Rumsey: *Frequency Independent Antennas*. Urbana-Champaign: University of Illinois, 1954.

[47] Y. Mushiake: „Self-complementary antennas“. In: *IEEE Antennas and Propagation Magazine* 34.6 (1992), S. 23–29. ISSN: 1045-9243.

[48] C. H. Papas und R. King: „Input Impedance of Wide-Angle Conical Antennas Fed by a Coaxial Line“. In: *Proceedings of the IRE* 37.11 (1949), S. 1269–1271. ISSN: 0096-8390.

[49] Otto Zinke und Heinrich Brunswig: *Hochfrequenztechnik 1 - Hochfrequenzfilter, Leitungen, Antennen*. Berlin Heidelberg New York: Springer-Verlag, 1990.

[50] A. D. Yaghjian und S. R. Best: „Impedance, bandwidth, and Q of antennas“. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 53.4 (2005), S. 1298–1324. ISSN: 0018-926X.

[51] *CST Microwave Studio*. URL: `www.cst.com`.

[52] R. F. Harrington: „Effect of Antenna Size on Gain, Bandwidth, and Efficiency“. In: *Journal of Research of the National Bureau of Standards* 64D.1 (1960), S. 1–12.

[53] M. Gustafsson und S. Nordebo: „Bandwidth, Q factor, and resonance models of antennas“. In: (2005), S. 207–210.

[54] Edward Conrad Jordan: *Electromagnetic Waves and Radiating Systems*. New York: Prentice-Hall, 1950.

[55] Ronold King, C. Harrison und D. Denton: „Transmission-line missile antennas“. In: *IRE Transactions on Antennas and Propagation* 8.1 (1960), S. 88–90. ISSN: 0096-1973.

[56] M. B. Diez, P. Plitt, W. Pascher und S. Lindenmeier: „Antenna placement and wave propagation for Car-to-Car communication“. In: (2015), S. 207–210.

[57] M. T. Ivrlač und J. A. Nossek: „A multiport theory of communications“. In: *2010 International ITG Conference on Source and Channel Coding (SCC)*. 2010, S. 1–5.

[58] David Tse und Pramod Viswanath: *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge: Cambridge University Press, 2005.

[59] Michel T. Ivrlač: *Network Theory for Communications*. Munich, Germany: TUM, 2013.

[60] M. T. Ivrlač und J. A. Nossek: „On multistreaming with compact antenna arrays“. In: *2011 International ITG Workshop on Smart Antennas*. 2011, S. 1–8.

[61] Vitold Belevitch: *Classical Network Theory*. San Francisco: Holden-Day, 1968.

[62] B. Lehmeyer, M. T. Ivrlac, A. Mezghani, J. A. Nossek und B. Lankl: „On Matching Strategies for Wireless Receivers“. In: *WSA 2014; 18th International ITG Workshop on Smart Antennas*. 2014, S. 1–6.

[63] D. Nie, B. M. Hochwald und E. Stauffer: „Systematic Design of Large-Scale Multiport Decoupling Networks“. In: *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers* (2014), S. 2172–2181.

[64] I. Emre Telatar: „Capacity of multi-antenna Gaussian channels“. In: *European Transactions On Telecommunications* 10 (1999), S. 585–595.

[65] S. Blanch, J. Romeu und I. Corbella: „Exact representation of antenna system diversity performance from input parameter description“. In: *Electronics Letters* 39.9 (2003), S. 705–707.

[66] X. Chen, P. Kildal und J. Carlsson: „Simple calculation of ergodic capacity of lossless two-port antenna system using only S-parameters - Comparison with common Z-parameter approach“. In: *2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*. 2011, S. 1885–1888.

[67] Theodore S. Rappaport: *Wireless Communications: Principles And Practice*. Amsterdam: Pearson Education, 2010.

[68] J. W. Wallace und M. A. Jensen: „Mutual coupling in MIMO wireless systems: a rigorous network theory analysis“. In: *IEEE Transactions on Wireless Communications* 3.4 (2004), S. 1317–1325.

[69] P. Kildal und K. Rosengren: „Correlation and capacity of MIMO systems and mutual coupling, radiation efficiency, and diversity gain of their antennas: simulations and measurements in a reverberation chamber“. In: *IEEE Communications Magazine* 42.12 (2004), S. 104–112.

[70] G. Levin und S. Loyka: „From Multi-Keyholes to Measure of Correlation and Power Imbalance in MIMO Channels: Outage Capacity Analysis“. In: *IEEE Transactions on Information Theory* 57.6 (2011), S. 3515–3529.

[71] X. Chen, P. Kildal und J. Carlsson: „Revisiting the complex correlation in a MIMO system“. In: *The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014)*. 2014, S. 2735–2739.

[72] R. Harrington und J. Mautz: „Theory of characteristic modes for conducting bodies“. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 19.5 (1971), S. 622–628.

[73] William C. Jakes: *Microwave mobile communications*. New York: IEEE Press, 1974.

[74] *BICONILOGS 3142E BiConiLog Antenna*. URL: `http://www.ets-lindgren.com/datasheet/antennas/biconilogs/4012/401202`.

[75] Levent Y. Ekiz: „Vehicular service delivery via hybrid access and antennas“. Dissertation. Technische Universität Wien.

[76] *Rohde und Schwarz ROMES4*. URL: `https://www.rohde-schwarz.com/de/produkt/romes-produkt-startseite_63493-8650.html`.

[77] *Rohde und Schwarz TSME*. URL: `https://www.rohde-schwarz.com/at/produkt/tsmx-produkt-startseite_63493-526400.html`.

[78] M. Almarashli, S. Hastürkoğlu und S. Lindenmeier: „Evaluation of Advantgeous LTE MIMO Nefer Antenna in Real Test Drives and in Reproducible Half Virtual Test Drives“. In: *GeMiC - German Microwave Conference*. 2019.

[79] *PCTEL Performance Critical Telecom Technology Solutions*. URL: `http://www.pctel.com/`.

[80] Norbert Geng und Werner Wiesbeck: *Planungsmethoden für die Mobilkommunikation - Funknetzplanung unter realen physikalischen Ausbreitungsbedingungen*. 1. Aufl. Berlin Heidelberg New York: Springer-Verlag, 2013.

[81] S. Hastürkoğlu, M. Almarashli und S. Lindenmeier: „A Compact Wideband Terrestial MIMO-Antenna Set for 4G, 5G, WLAN and V2X and Evaluation of its LTE-Performance in an Urban Region“. In: *EuCAP - European Conference on Antennas and Propagation*. 2019.

[82] M. Almarashli: „Verfahren zur Evaluierung von 4G Mobilfunkantennen im Fahrzeug in realen und virtuellen urbanen Testzenarien“. Dissertation. Universität der Bundeswehr München.

[83] L. Ekiz, A. Thiel, O. Klemp und C. F. Mecklenbräuker: „MIMO performance evaluation of automotive qualified LTE antennas“. In: *2013 7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*. 2013, S. 1412–1416.

[84] *ITU-T 5G technology and human exposure to RF EMF*. URL: `https://www.itu.int/rec/T-REC-K.Sup9-201711-I`.

[85] X. Ge, J. Yang, H. Gharavi und Y. Sun: „Energy Efficiency Challenges of 5G Small Cell Networks“. In: *IEEE Communications Magazine* 55.5 (2017), S. 184–191. ISSN: 0163-6804.

[86] Robert E. Collin und Francis J. Zucker: *Antenna Theory Part 1*. New York: McGraw-Hill, 1969.

[87] I. N. Bronstein, K. A. Semendjajew, G. Musiol und H. Mühlig: *Taschenbuch der Mathematik*. Dresden, Moskau: Harri Deutsch Verlag, 2012.

[88] M. T. Ivrlač und J. A. Nossek: „High-efficiency super-gain antenna arrays“. In: *2010 International ITG Workshop on Smart Antennas (WSA)*. 2010, S. 369–374.

[89] S. A. Schelkunoff: „A mathematical theory of linear arrays“. In: *The Bell System Technical Journal* 22.1 (1943), S. 80–107.

[90] P. M. Woodward: „A method of calculating the field over a plane aperture required to produce a given polar diagram“. In: *Journal of the Institution of Electrical Engineers - Part IIIA: Radiolocation* 93.10 (1946), S. 1554–1558.

[91] P. M. Woodward und J. D. Lawson: „The Theoretical Precision with which an Arbitrary Radiation-Pattern may be Obtained from a Source of Finite Size“. In: *Journal of the Institution of Electrical Engineers - Part III: Radio and Communication Engineering* 95.37 (1948), S. 363–370.

[92] T. T. Taylor: „Design of line-source antennas for narrow beamwidth and low side lobes“. In: *Transactions of the IRE Professional Group on Antennas and Propagation* 3.1 (1955), S. 16–28.

[93] D. Cheng und M. Ma: „A new mathematical approach for linear array analysis“. In: *IRE Transactions on Antennas and Propagation* 8.3 (1960), S. 255–259.

[94] W. Stutzman und G. A. Thiele: *Antenna Theory and Design*. New York: John Wiley und Sons, 2012.

[95] P. Rohmann, S. Wolf, W. Kasparek, B. Plaum und J. Hesselbarth: „A 32-element frequency-steered array antenna for reflectometry in W-band“. In: *2013 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology*. 2013, S. 559–563.

[96] Joerg Schoebel und Pablo Herrero: „Planar Antenna Technology for mm-Wave Automotive Radar, Sensing, and Communications“. In: *Radar Technology*. Rijeka: IntechOpen, 2010. Kap. 15.

[97] Reiner S. Thomä, Carsten Andrich, Giovanni Del Galdo, Michael Döbereiner, Matthias A. Hein, Martin Käske, Günter Schäfer, Steffen Schieler, Christian Schneider, Andreas Schwind und Philip Wendland: *Cooperative Passive Coherent Location: A Promising 5G Service to Support Road Safety*. 2018.

[98] H. Wheeler: „A vertical antenna made of transposed sections of coaxial cable“. In: *1958 IRE International Convention Record*. Bd. 4. 1956, S. 160–164.

[99] *RO4000 Series High Frequency Circuit Materials*. URL: `https://www.rogerscorp.com/documents/726/acm/RO4000-Laminates---Data-sheet.pdf`.

[100] R. K. Hoffmann: *Integrierte Mikrowellenschaltungen - Elektrische Grundlagen, Dimensionierung, technische Ausführung, Technologien*. Berlin Heidelberg New York: Springer-Verlag, 2013.

[101] M. Morgan und S. Weinreb: „A millimeter-wave perpendicular coax-to-microstrip transition“. In: *2002 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.02CH37278)*. Bd. 2. 2002, 817–820 vol.2.

[102] *Rosenberger 02K243-40ME3 right angle jack PCB*. URL: `https://catalog.rosenberger.com/u/detail?itemID=1165`.

[103] Eric Holzman: *Essentials of RF and Microwave Grounding* -. Norwood: Artech House, 2006.

[104] I. Goncharova und S. Lindenmeier: „A high efficient automotive roof-antenna concept for LTE, DAB-L, GNSS and SDARS with low mutual coupling“. In: *2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*. 2015, S. 1–5.

[105] *Original Bungard fotobeschichtetes Basismaterial FR4 mit UV blocker*. URL: `http://www.bungard.de/downloads/IPC4101D.pdf`.

[106] I. Goncharova und S. Lindenmeier: „An interoperable antenna for GPS and GLONASS services on a car“. In: *2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting*. 2015, S. 15–16.

[107] I. Goncharova und S. Lindenmeier: „A compact satellite antenna module for GPS, Galileo, GLONASS, BeiDou and SDARS in automotive application“. In: *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*. 2017, S. 3639–3643.

[108] J. Kammerer und S. Lindenmeier: „Invisible antenna combination embedded in the roof of a car with high efficiency for reception of SDARS - and GPS - signals“. In: *2013 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*. 2013, S. 2075–2076.

[109] S. Senega, J. Röber, A. Nassar, R. Weigel, C. Heuer und S. Lindenmeier: „New Compact Antenna Diversity with a Fully Integrated Microwave Circuit for Automotive Satellite Radio Reception“. In: *2018 13th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC)*. 2018, S. 369–372.

[110] M. B. Diez und S. Lindenmeier: „Antenna micro-diversity systems hidden underneath the car roof for vehicle-to-x applications“. In: *12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2018)*. 2018, S. 1–5.

[111] A. Boege, L. Reiter und S. Lindenmeier: „High-impedance amplifier enabling an easy implementable interface for a diversity system of window-printed antennas“. In: *2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting*. 2015, S. 1560–1561.

[112] S. Hastürkoğlu und S. Lindenmeier: „A wideband automotive antenna for actual and future mobile communication 5G/LTE/WLAN with low profile“. In: *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*. 2017, S. 602–605.

[113] S. Schelkunoff: *Antennas - Theory and Practice (Classic Reprint)*. Frankfurt am Main: Forgotten Books, 2017.

[114] A. Michel, P. Nepa, M. Gallo, I. Moro, A. P. Filisan und D. Zamberlan: „Printed Wideband Antenna for LTE-Band Automotive Applications“. In: *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 16 (2017), S. 1245–1248.