

Westsächsische Hochschule Zwickau
University of Applied Sciences

DIPLOMARBEIT

Entwicklung einer Telemetrieinheit auf Basis des IEEE 802.15.4
Standards (2,45 GHz) und Analyse der anwendungsspezifischen
Sende- und Empfangseigenschaften

zur Erlangung des
akademischen Grades

Diplom-Ingenieur für Informationstechnik (FH)

eingereicht von

André Winkler

geboren am 25.04.1985 in Plauen

Betreuer Hochschule: Prof. Dr.-Ing. Matthias Richter

Betreuer Firma BITSz: Dipl. Ing. Dirk Sieber

Zwickau, Januar 2013

Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis	III
Tabellenverzeichnis	VIII
Kurzzeichenverzeichnis.....	IX
Abkürzungsverzeichnis	XI
1. Einführung.....	1
1.1 Einleitung	1
1.2 Hintergrund.....	2
1.3 Problemstellung und Zielsetzung.....	3
2. smardwatch System	4
2.1 Systembeschreibung	4
2.2 Lifesensor	5
2.3 Basisstation	6
2.4 Kommunikationsstruktur.....	7
2.5 Übertragungstechnologie.....	8
2.5.1 Historische Entwicklung.....	9
2.5.2 Aufbau von IEEE 802.15.4 und ZigBee	10
2.5.3 Netzwerkstruktur.....	11
2.5.4 Kanalaufteilung.....	12
2.5.5 Phasenumtastung.....	13
2.5.6 Quadraturphasenumtastung mit Offset.....	14
2.5.7 Spreizverfahren	15
3. Antennen und Wellenausbreitung	18
3.1 Schwingungen und Wellen.....	18
3.2 Antennen.....	20
3.2.1 Strahlungsdiagramm, Richtfaktor und Gewinn	22
3.2.2 Stehwellenverhältnis, Rückflussdämpfung und Bandbreite	23
3.2.3 Streuparameter	25
3.2.4 Anpassung	26

3.3	Microstrip Antennen	27
3.3.1	Abstrahlung	28
3.3.2	Resonanzfrequenz und geometrische Berechnung.....	30
3.3.3	Speisearten	31
3.3.4	Topologien.....	32
3.3.5	Materialeigenschaften	33
4.	Entwicklung und Optimierung der Telemetrieinheit.....	35
4.1	Lösungsansatz	35
4.2	Antennen- und Prototypenentwicklung	38
4.2.1	Anforderungsanalyse.....	38
4.2.2	Elektromagnetische Simulation	39
4.2.3	Erster Entwicklungsschritt	40
4.2.4	Zweiter Entwicklungsschritt	45
4.2.5	Dritter Entwicklungsschritt	47
4.2.6	Analyse der anwendungsspezifischen Eigenschaften.....	56
4.2.7	Prototypenentwicklung	63
4.3	Messtechnische Verifikation	66
4.3.1	Messmethodik	66
4.3.2	Messung Rückflussdämpfung	66
4.3.3	Messung Strahlungscharakteristik.....	77
4.3.4	Messung Wellenwiderstand der Leiterbahn.....	86
5.	Zusammenfassung	90
6.	Ausblick.....	92
	Literaturverzeichnis	93
	Anhang	A-1
A.	Abbildungen	A-1
B.	Datenträgerverzeichnis.....	B-1

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1-1 smardwatch Sensor- und Akku-Modul [5].....	3
Abbildung 2-1 Übertragungsstrecke smardwatch	4
Abbildung 2-2 Blockschaltbild smardwatch Modul.....	5
Abbildung 2-3 Lifesensor	6
Abbildung 2-4 Basisstation [5]	7
Abbildung 2-5 beispielhafte Netzwerkstruktur.....	8
Abbildung 2-6 ZigBee Funktionsmodell [9]	10
Abbildung 2-7 Grundaufbau des 802.15.4 Standards.....	11
Abbildung 2-8 Stern- und Peer-to-Peer Topologie [9].....	11
Abbildung 2-9 Cluster Tree [9].....	12
Abbildung 2-10 Kanalaufteilung für das 2,4GHz ISM Band [9]	12
Abbildung 2-11 binäre Phasenumtastung [14].....	14
Abbildung 2-12 QPSK Konstellationsdiagramm [15]	15
Abbildung 2-13 Funktionsweise DSSS [10]	16
Abbildung 3-1 Offener- und geschlossener Schwingkreis	20
Abbildung 3-2 Fußpunktimpedanz einer Antenne [23].....	21
Abbildung 3-3 horizontales Richtdiagramm einer Yagi Antenne [25].....	22
Abbildung 3-4 horizontale und vertikale Polarisation	22
Abbildung 3-5 Streuparameter eines Zweitorts in einpoliger Darstellung [29]	25
Abbildung 3-6 Geometrie einer rechteckigen Microstrip Antenne [29].....	27
Abbildung 3-7 Stromdichte Verteilung einer rechteckigen Patch Antenne [29].....	28
Abbildung 3-8 elektrische Feldverteilung bei Resonanz [29]	29
Abbildung 3-9 Abstrahlung elektromagnetischer Wellen [29]	29
Abbildung 3-10 quaderförmiger Hohlraumresonator [29].....	29
Abbildung 3-11 effektive relative Permittivität	30
Abbildung 3-12 Speisearten von Patchantennen [23].....	32
Abbildung 3-13 geometrische Formen von Patch-Antennen	33
Abbildung 4-1 Blockschaltbild Prinzip der Dezentralisierung	35

Abbildung 4-2 Blockschaltbild der dezentralisierten Telemetrieinheit im Detail	36
Abbildung 4-3 a) Pixie 2.4GHz Zigbee Transceiver Modul [35]	37
Abbildung 4-4 FEKO Logo [37].....	39
Abbildung 4-5 Simulationsschritte [37]	40
Abbildung 4-6 rechteckiges Patch a) mit Speisung durch eine Microstreifenleitung.....	40
Abbildung 4-7 a) rechteckiges- b) dreieckiges Patch-Element	41
Abbildung 4-8 rundes Patch-Element mit koaxialer Speisung [38]	41
Abbildung 4-9 geometrische Gegebenheiten – rundes Patch	42
Abbildung 4-10 Durchmesser Patch in Abhängigkeit der Frequenz	43
Abbildung 4-11 rundes Patch-Element mit koaxialer Speisung	43
Abbildung 4-12 rundes Patch - Vergleich Rückflusdämpfung	44
Abbildung 4-13 geometrische Gegebenheiten – recheckiges Patch	45
Abbildung 4-14 rechteckiges Patch-Element mit koaxialer Speisung.....	45
Abbildung 4-15 Vergleich rechteckiges Patch-Element.....	46
Abbildung 4-16 Prinzip der Strompfadänderung.....	47
Abbildung 4-17 geometrische Gegebenheiten – quadratisches Patch	48
Abbildung 4-18 quadratisches Patch a) ohne- b) mit Aussparungen.....	48
Abbildung 4-19 quadratisches Patch (mit und ohne Aussparungen)	49
Abbildung 4-20 Simulationsmodell a) ohne b) mit Vernetzung	50
Abbildung 4-21 zweidimensionales Strahlungsdiagramm in polarer Darstellung.....	51
Abbildung 4-22 dreidimensionales Strahlungsdiagramm.....	51
Abbildung 4-23 Oberflächenstromverteilung - quadratisches Patch mit Speisung auf	52
Abbildung 4-24 Oberflächenstromverteilung und -pfade	52
Abbildung 4-25 quadratisches Patch mit Aussparungen	53
Abbildung 4-26 quadratisches Patch mit Aussparungen Variation Dielektrizitätszahl	54
Abbildung 4-27 quadratisches Patch mit Aussparungen	54
Abbildung 4-28 Vergleich quadratisches Patch mit Aussparungen	55
Abbildung 4-29 Schichtenmodell des biologischen Objektes	56
Abbildung 4-30 modellierte Geometrie - quadratisches Patch mit Aussparungen.....	57
Abbildung 4-31 zweidimensionales Strahlungsdiagramm	57

Abbildung 4-32 dreidimensionales Strahlungsdiagramm (auf bio. Objekt)	58
Abbildung 4-33 Kleingehäuse aus Acrylnitril-Butadien-Styrol [42]	58
Abbildung 4-34 modellierte Geometrie - quadratisches Patch mit Aussparungen	59
Abbildung 4-35 dreidimensionales Strahlungsdiagramm (in Gehäuse)	59
Abbildung 4-36 zweidimensionales Strahlungsdiagramm	60
Abbildung 4-37 modellierte Geometrie - quadratisches Patch mit Aussparungen	60
Abbildung 4-38 dreidimensionales Strahlungsdiagramm	61
Abbildung 4-39 zweidimensionales Strahlungsdiagramm in polarer Form	61
Abbildung 4-40 quadratisches Patch mit Aussparungen	62
Abbildung 4-41 invertierte F Antenne (IFA) [43]	63
Abbildung 4-42 ProAnt OnBoard™ 2.4 GHz – WLAN Dual Frequenz Antenne	63
Abbildung 4-43 Prototypen-Platinen TI IFA im Layout-Editor der	64
Abbildung 4-44 Prototypen-Platinen ProAnt Antenne im Layout-Editor der	64
Abbildung 4-45 Prototypen-Platine - MQPA	65
Abbildung 4-46 SMA Connector	65
Abbildung 4-47 schematischer Messaufbau - Rückflusdämpfung - S11 Parameter	66
Abbildung 4-48 Rückflusdämpfung MQPA (nur Antenne)	68
Abbildung 4-49 Rückflusdämpfung MQPA (Antenne in Gehäuse)	68
Abbildung 4-50 Rückflusdämpfung MQPA (Antenne auf biologischem Objekt)	69
Abbildung 4-51 Rückflusdämpfung MQPA	70
Abbildung 4-52 Vergleich der Messwerte der QPA	70
Abbildung 4-53 Rückflusdämpfung (nur Antenne)	72
Abbildung 4-54 Rückflusdämpfung (Antenne in Gehäuse)	72
Abbildung 4-55 Rückflusdämpfung (Antenne auf biologischem Objekt)	73
Abbildung 4-56 Rückflusdämpfung (in Gehäuse auf bio. Objekt)	74
Abbildung 4-57 Rückflusdämpfung invertierte F Antenne	74
Abbildung 4-58 ProAnt OnBoard™ 2.4 GHz – WLAN	76
Abbildung 4-59 Nah- und Fernfeldverteilung [10]	77
Abbildung 4-60 schematischer Messaufbau - Transmissionsmessung - S21 Parameter ..	78
Abbildung 4-61 a) breitbandige Hornantenne [46] b) Netzwerkanalysator [47]	79

Abbildung 4-62 Strahlungsdiagramm - Vergleich Messung und Simulation	81
Abbildung 4-63 Strahlungsdiagramm - Vergleich Messung und Simulation	81
Abbildung 4-64 Strahlungsdiagramm - Vergleich Messung und Simulation	82
Abbildung 4-65 Strahlungsdiagramm - Vergleich Messung und Simulation	83
Abbildung 4-66 Strahlungsdiagramm IFA von TI mit Schaltung	84
Abbildung 4-67 Strahlungsdiagramm IFA von TI ohne Schaltung	85
Abbildung 4-68 koplanare Streifenleitung mit Erdpotenzial	86
Abbildung 4-69 GCPW auf einer Platine, links: Seitenansicht.....	87
Abbildung 4-70 Messaufbau Zeitbereichsreflektometrie Messung	88
Abbildung 4-71 Zeitbereichsreflektometrie Messung GCPW.....	89

Abbildungsverzeichnis Anhang

Abbildung A 1 beispielhafter integrierter Schaltkreis CC2420 von TI	A-1
Abbildung A 2 Prototyp der Antenne mit quadratischem Patch mit Aussparungen	A-2
Abbildung A 3 Prototyp der invertierten F Antenne von TI.....	A-2
Abbildung A 4 Prototyp der 2,4 GHz Antenne von ProAnt.....	A-2
Abbildung A 5 Bestimmung der Breite der koplanaren	A-3
Abbildung A 6 Messkonfiguration – Antenne innerhalb des ABS-Gehäuses	A-3
Abbildung A 7 Messaufbau – Messung Rückflusdämpfung	A-4
Abbildung A 8 handelsübliches Hackfleisch als Nachbildung	A-4
Abbildung A 9 Messaufbau in Messkabine - Messung Rückflusdämpfung	A-5
Abbildung A 10 Messaufbau in Messkabine - Messung Rückflusdämpfung	A-5
Abbildung A 11 Messaufbau in Messkabine - Messung Strahlungsdiagramm	A-6
Abbildung A 12 Messaufbau in Messkabine - Messung Strahlungsdiagramm 2	A-6
Abbildung A 13 Messaufbau in Messkabine - Messung Strahlungsdiagramm 3	A-7
Abbildung A 14 Messaufbau in Messkabine - Messung Strahlungsdiagramm	A-7
Abbildung A 15 Optimierungsmasken für Resonanzfrequenz	A-8
Abbildung A 16 Parameterdefinition für Resonanzfrequenzoptimierung	A-8
Abbildung A 17 Zieldefinition S-Parameter Optimierung Maske 1	A-9
Abbildung A 18 Zieldefinition S-Parameter Optimierung Maske 2	A-10
Abbildung A 19 Parameterdefinition für Impedanzoptimierung.....	A-10
Abbildung A 20 Zieldefinition Impedanzoptimierung Realanteil	A-11
Abbildung A 21 Zieldefinition Impedanzoptimierung Imaginäranteil	A-12

Tabellenverzeichnis

Tabelle 2-1 detaillierte Kanalaufteilung für das 2,4GHz ISM Band [9]	13
Tabelle 2-2 Spreizfaktoren.....	16
Tabelle 3-1 Substratmaterialien [29].....	33
Tabelle 4-1 gegebene Parameter - rundes Patchelement	42
Tabelle 4-2 ermittelte Parameter - rundes Patchelement	42
Tabelle 4-3 Simulationsergebnisse Variation der Substratfläche - rundes Patch	44
Tabelle 4-4 ermittelte Parameter - rechteckiges Patchelement	46
Tabelle 4-5 Simulationsergebnisse rechteckiges.....	47
Tabelle 4-6 ermittelte Parameter - quadratisches Patchelement mit Aussparungen	49
Tabelle 4-7 ermittelte Werte - quadratisches Patch (mit und ohne Aussparung).....	50
Tabelle 4-8 Simulationsergebnisse Variation der Größe der Aussparung	53
Tabelle 4-9 Simulationsergebnisse Variation der Größe der Substratfläche	55
Tabelle 4-10 geometrische und dielektrische Parameter des biologischen Objektes	56
Tabelle 4-11 quadratisches Patch mit Aussparungen	62
Tabelle 4-12 Antenne mit quadratischem Patch mit Aussparungen	71
Tabelle 4-13 Ergebnisse Messung Rückflussdämpfung - IFA von Texas Instruments	75
Tabelle 4-14 Ergebnisse Messung Strahlungscharakteristik	83
Tabelle 4-15 Ergebnisse Messung Strahlungscharakteristik	85

Kurzzeichenverzeichnis

Kurzzeichen	Bedeutung	Wert
Z_0	Freiraumimpedanz	$120\pi \Omega$ bzw. 377Ω
Z_L	Leitungsimpedanz	
Z_F	Fußpunktimpedanz	
c	Lichtgeschwindigkeit	$299792458 \frac{m}{s}$
f	Frequenz	
λ	Wellenlänge	
ϵ_0	elektrische Feldkonstante	$8,854187817 \cdot 10^{-12} \frac{A s}{V m}$
μ_0	magnetische Feldkonstante	$4\pi \cdot 10^{-7} \frac{N}{A^2}$
d	Durchmesser	
r_F	Fernfeldabstand	
f_{bit}	Bitfrequenz	
f_{Dibit}	Dibitfrequenz	
ϵ_r	Dielektrizitätszahl	
ϵ_{eff}	effektive Dielektrizitätszahl	
ϵ_s	statische Dielektrizitätszahl	
ϵ_∞	relative Dielektrizitätszahl bei hoher Frequenz	

Kurzzeichen	Bedeutung	Wert
$\tan \delta$	tangentialer Verlustwinkel	
R_V	Verlustwiderstand	
R_S	Strahlungswiderstand	
X	Blindwiderstand	
D	Richtfaktor	
G	Antennengewinn	
η	Wirkungsgrad	
τ	Relaxationszeitkonstante	
Γ	Reflexionsfaktor	
ρ	Betrag Reflexionsfaktor	
R_L	Rückflussdämpfung	
α	Cole Exponent	
V_{max}	maximale resultierende Amplitude	
V_{min}	minimale resultierende Amplitude	
s_{ij}	Streuparameter	

Abkürzungsverzeichnis

Abkürzung	Erklärung
ABS	Acrylnitril-Butadien-Styrol
ADC	Analog-to-Digital-Converter
Balun	Balanced to Unbalanced
BITSz	Büromat IT-Systeme Zwickau GmbH
DAC	Digital-to-Analog-Converter
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum
DUT	Device Under Test
EAGLE	Easily Applicable Graphical Layout Editor
FEM	Finite Elemente Methode
FDMA	Frequency Division Multiple Access
GPS	Global Positioning System
GCPW	Grounded Co-Planar Waveguide
IC	Integrated Circuit
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFA	Inverted-F Antenna
ISM	Industrial, Scientific and Medical
MAC	Medium Access Control
MQPA	Microstrip-Antenne mit quadratischem Patch mit Aussparungen
MOM	Method of Moments
NWA	Netzwerkanalysator
OQPSK	Offset Quadrature Phase Shift Keying
OSI	Open Systems Interconnection
PAN	Personal Area Network

Abkürzung	Erklärung
PCB	Printed Circuit Board
PHY	Physical Layer
PSK	Phase Shift Keying
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RX	Receiver
SMA	Sub-Miniature-A
SMD	Surfaced Mounted Device
SMT	Surface Mounting Technology
SPI	Serial Peripheral Interface
SRWN	Short Range Wireless Networks
TDMA	Time Division Multiple Access
TEM	transversalelektromagnetisch
Transceiver	Transmitter und Receiver
TX	Transmitter
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
USB	Universal Serial Bus
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio
WLAN	Wireless Local Area Network
WPAN	Wireless Personal Area Network
WSN	Wireless Sensor Networks

1. Einführung

1.1 Einleitung

Seit Langem ist die Menschheit bestrebt, Informationen über eine große Entfernung hinweg auszutauschen. Bedeutenden Wissenschaftlern und Theoretikern ist es zu verdanken, dass es gelang dieses Bestreben mit Hilfe der Elektrizität und Hochfrequenztechnik auf einem schnellen Wege zu verwirklichen.

Im Jahr 1600 veröffentlichte der Leibarzt des englischen Königshauses, William Gilbert, sein Werk "Über den Magneten". Gilbert war der erste Wissenschaftler, der zwischen elektrischen und magnetischen Phänomenen unterschied. 1767 baut der Engländer Joseph Priestley eine "Elektrisiert-Maschine", in der durch Reibung elektrische Funken entstehen. Hans Christian Oersted stellte im Jahre 1819 fest, dass in der Nähe eines von Elektrizität durchflossenen Drahtes eine Kompassnadel abgelenkt wird. Dies brachte den ersten experimentellen Beleg dafür, dass zwischen Elektrizität und Magnetismus ein Zusammenhang besteht. Aus dieser Entdeckung leitete Michael Faraday in den Jahren 1836 und 1837 die Theorie des elektrischen- und magnetischen Feldes ab. [1]

Die Geschichte der modernen Kommunikationstechnik begann 1837 mit der Erfindung des Telegrafen von Samuel Morse. Erst 30 Jahre später entwickelte der schottische Mathematiker und Physiker James Clerk Maxwell seine bedeutenden Differenzialgleichungen über das Zusammenwirken des elektrischen und magnetischen Feldes, auf Grundlage von Faradays zahlreichen experimentell gewonnenen Erkenntnissen. Er beschrieb außerdem das Prinzip der elektromagnetischen Wellenausbreitung und lieferte damit die theoretischen Grundlagen der Antennen. Graham Bell konnte 1876 die erste Sprachübertragung mit Hilfe des Telefons realisieren. Damit wurden die grundlegenden drahtgebundenen Übertragungssysteme eingeführt. [2]

Dem Physiker Heinrich Hertz gelang es schließlich 1888 bei seinen Versuchen an der Technischen Hochschule Karlsruhe elektromagnetische Wellen, mit Hilfe einer Dipolantenne auszusenden und mit einer Schleifenantenne zu empfangen. Dadurch wurden die ersten Schritte im Bereich der drahtlosen Übertragungssysteme gemacht. Zu Beginn des Jahres 1895 gelang es dem kroatischen Wissenschaftler Nikola Tesla, ein Signal über eine Entfernung von 50 Meilen zu übertragen. 1896 kam der junge Wissenschaftler Guglielmo Marconi Tesla zuvor und patentierte ein Gerät zur drahtlosen Telegrafie. Da er das Prinzip aber nachweislich von Tesla übernommen hatte, hat ihm die amerikanische Patentbehörde 1943 die Rechte dafür wieder aberkannt. [2].

In der heutigen Welt umgeben uns kabellose Kommunikationssysteme, ohne dass sie wahrgenommen werden können. Sie sind ein Teil des alltäglichen Lebens, finden aber auch Anwendung in der Industrie. Die Nutzung dieser Systeme ist für Privatpersonen selbstverständlich geworden. Dank ausgereifter Technik bieten diese einen hohen Komfort und ermöglichen intuitive Handhabung beim Austausch von Informationen. Die schnelle Entwicklung dieser Systeme bringt eine Vielzahl von neuen Geräten und Systemen hervor, um die immer wieder steigenden Anforderungen zu erfüllen.

Besondere technische Herausforderungen stellen hierbei drahtlose Sensornetzwerke (*wireless sensor networks*, kurz WSN), im Speziellen für das Antennendesign, dar. Antennen müssen primär einen hohen Gewinn, eine geringe physische Größe, eine hohe Bandbreite und Flexibilität aufweisen. WSNs gewinnen in vielen Bereichen zunehmend an Bedeutung. Seit geraumer Zeit werden diese Technologien auch für die Bestimmung von Gesundheits- und Verhaltenszuständen von Tieren genutzt. Das sogenannte smardwatch System ist ein Kooperationsprojekt zwischen der BITSz engineering GmbH, dem Institut für Agrar- und Stadtökologische Projekte der Humboldt Universität zu Berlin und der Frankenförder Forschungsgesellschaft mbH. Dieses wird im Abschnitt 2 näher charakterisiert. [3]

1.2 Hintergrund

Das Grundprinzip der "smardwatch science" geht zurück auf eine These des deutschen Arztes, Archäologen und Politikers Rudolf Ludwig Karl Virchow (1821-1902). Er formulierte folgenden Grundsatz: "Die Krankheit beginnt in dem Augenblick, in dem die regulatorische Einrichtung des Körpers nicht ausreicht, die Störungen zu beseitigen." [4]

Schon 1986 wurde am Institut für Pathologische Physiologie der Charité in Berlin der Grundstein für den chronobiologischen Ansatz zur Analyse von Zeitreihendaten gelegt. Dabei werden wiederholende Verhaltensmuster von Organismen untersucht. Am Institut für Stressforschung GmbH Berlin wurde 1997 das Konzept für smardwatch im Humanbereich entworfen. Auf diesem Weg war es möglich eine Vielzahl von Studien, unter anderem auf dem Gebiet der Stress- und Schlafforschung, Raumfahrtmedizin und Sonderpädagogik durchzuführen. Dies ermöglichte es, zu neuen wissenschaftlichen Erkenntnissen zu gelangen. Im Jahre 2001 begann der Einsatz am Tier im Zuge verschiedener Projekte, so z.B. für den Hund, das Schwein, das Rind oder das Pferd. Untersuchungen ergaben, dass bei Tieren ähnliche Verhaltenszustände wie beim Menschen vorzufinden sind. Es folgte eine stetige Weiterentwicklung dieses Systems durch die BITSz engineering GmbH, um die Tierhaltung weiter zu verbessern. [4]

1.3 Problemstellung und Zielsetzung

Abbildung 1-1 veranschaulicht dass, die Sensoren, Verarbeitungs-, Zwischenspeicher- und Sende-/Empfangseinheit derzeit räumlich ein Modul bilden. Auf der linken Seite befindet sich das Lifesensor- und auf der rechten Seite das Akku-Modul. Die fünf sichtbaren Elektroden sind aus Titan gefertigt.



Abbildung 1-1 smardwatch Sensor- und Akku-Modul [5]

Die charakteristische Form der beiden Module, resultiert aus der ursprünglichen Absicht diese als Ohrmarke zu verwenden. Diese Bauweise hat jedoch den großen Nachteil, dass die Funkverbindung oft von schlechter Qualität ist, da Transceiver und Antenne räumlich an der Messstelle (z.B. Kehlgurt bei einem Pferd oder Rind) sitzen. Je besser die Qualität der Verbindung ist, desto weniger Sendeleistung muss aufgewendet werden, um eine fehlerfreie Datenübertragung zu gewährleisten.

In Anbetracht des Energieverbrauchs eines solchen WSN ist es von besonderem Interesse, diesen auf ein Minimum zu reduzieren. Darum ist das Ziel der Diplomarbeit die Sende und Empfangseigenschaften dieses Systems zu optimieren. Dies kann durch eine Dezentralisierung der Telemetrieinheit, von der bestehenden Anordnung, zur individuellen Positionierung am Tier erreicht werden. Diese kann somit unabhängig von der Messstelle dort platziert werden, wo die Übertragung zur Basisstation optimal gewährleistet ist. Dies ist bei Nutztieren, wie Rind oder Pferd, der Nackenbereich. Die Nutzung eines Systems zur drahtlosen Übertragung von Informationen an einem Lebewesen stellt besondere Anforderungen an das Antennendesign, daher steht vor allem der Entwurf einer alternativen Antennenlösung im Vordergrund.

Nach der Vermittlung einiger Grundlagen zu dem gegenwärtigen smardwatch System, dem verwendeten Funknetz-Standard ZigBee, zu Antennen und elektromagnetischen Wellen, wobei Microstrip Antennen genauer betrachtet werden, erfolgt gestützt auf simulierte Resultate eine Entwicklung eines eigenen Antennendesigns. Anschließend werden Prototypen mittels Leiterplattenentwurfsoftware entworfen. Nach den messtechnischen Untersuchungen erfolgt eine Bewertung der erzielten Ergebnisse. Anschließend werde diese mit anderen Antennendesigns verglichen.

2. smardwatch System

2.1 Systembeschreibung

Das "smardwatch System" ist ein, seit 2001 bestehendes, multisensorisches Messsystem für die Bestimmung von Gesundheits- und Verhaltenszuständen von Tieren. Mit Hilfe dieses Systems ist es möglich, physiologische Daten mittels eines multiparametrischen Sensors zu erfassen. Die Übertragung geschieht kabellos und kann anschließend ausgewertet werden. Auf diese Weise ist es möglich eine Aussage bzw. Diagnose zu treffen, in welchem Gesundheits- und Verhaltenszustand sich das überwachte Tier befindet. [3]

Das smardwatch System ermöglicht die Erkennung von Belastungszuständen und gesundheitlichen Veränderungen durch Langzeitmessung psycho-physiologischer Parameter in Verbindung mit chronobiologischer Datenanalyse. Dies ermöglicht eine objektive Bewertung des Haltungsumfeldes und hilft Krankheiten frühzeitig zu erkennen. Somit lässt sich Produktivität des Tieres steigern. Angewendet wird dieses System neben dem angesprochenen landwirtschaftlichen-, außerdem auch im wissenschaftlichen Bereich. [4] Aus der Übertragungsstrecke (Abbildung 2-1) kann der Aufbau des Gesamtsystems entnommen werden. Dieses besteht aus zwei Subsystemen: dem Lifesensor, der sich meist in einem Kehlgurt befindet und der Basisstation. Die ermittelten Daten können mittels Computer und der entsprechenden Analysesoftware ausgewertet werden.



Abbildung 2-1 Übertragungsstrecke smardwatch

2.2 Lifesensor

Der Begriff „Sensor“ stammt vom lateinischen Wort „sensus“ und bedeutet demnach fühlen oder empfinden. Er wandelt nichtelektrische Eingangsgrößen in ein elektrisches Ausgangssignal um. [6] Das derzeitige Lifesensor System ist autark lauffähig und weist eine räumlich zusammenhängende Struktur auf, wie sie in Abbildung 2-2 dargestellt ist. Das Modul umfasst multiparametrische Sensoren, einen Transceiver mit entsprechender Anpassung für die verwendete Antennenstruktur, einen Mikrocontroller, einen ADC und nichtflüchtigen Speicher. Die Spannungsversorgung ist in Form eines Lithium-Ionen Akkus realisiert, welcher über eine USB-Schnittstelle geladen werden kann.

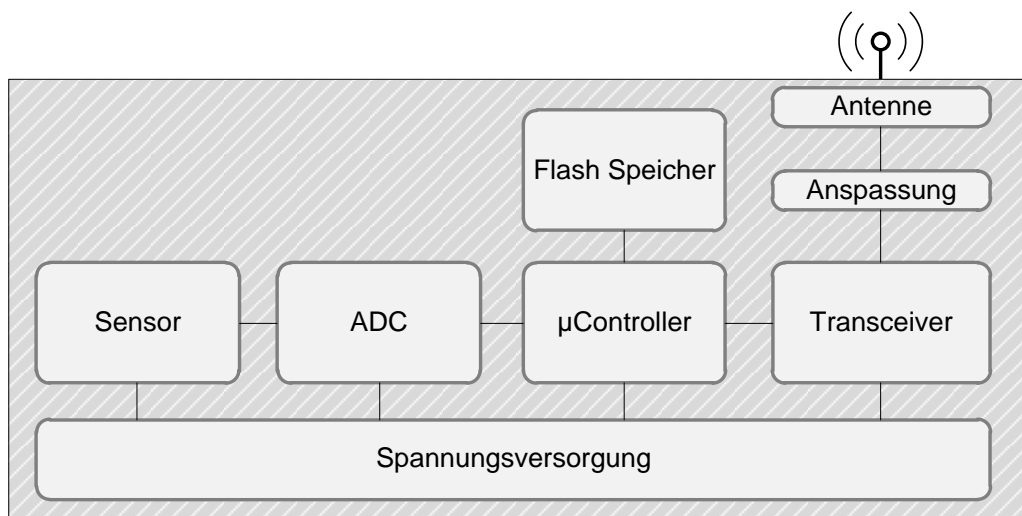


Abbildung 2-2 Blockschaltbild smardwatch Modul

Der Lifesensor (siehe Abbildung 2-3 auch der nachfolgenden Seite) des smardwatch Systems erfasst folgende Messgrößen:

- Hauttemperatur auf der Hautoberfläche
- Temperatur unter der Haut
- Hautpotenzial
- Hautwiderstand
- Bewegung mittels 3D-Beschleunigungssensor
- Muskelaktivität mittels Elektromyogramm

Die maximale Messfrequenz beträgt dabei 10 Hz. Es ist möglich den smardwatch Lifesensor, in unterschiedlichen Betriebsmodi zu betreiben. Diese unterscheiden sich durch verschiedene Laufzeitkonfigurationen. Alle zwischengespeicherten Messdaten werden in einem persistenten Speicher (z.B. Flash) abgelegt, dies stellt den Erhalt der Daten sicher im Falle eines Verlustes der Betriebsspannung. Dies wird dann genutzt, falls es gerade keine Online-Verbindung gibt oder noch Daten im Offline-Speicher (Flash) sind [7]

Die Werte werden in Form von digitalisierten Messreihen im Festspeicher abgelegt und können über die Telemetrie ausgelesen werden. Die Steuerung übernimmt dabei ein Mikrocontroller, welcher alle steuer- und regelungstechnischen Aufgaben ausführt. Er ist zuständig für:

- Einhaltung der Messfrequenzen und das Einlesen der aktiven Messkanäle
- Digitalisierung der Sensordaten
- effiziente Abspeicherung der Messreihen
- Kommunikation mit der Basisstation
- Überwachung der Betriebsspannung

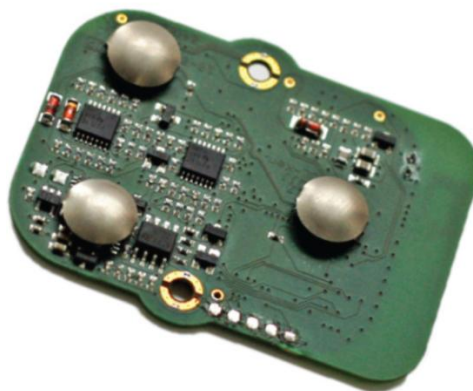


Abbildung 2-3 Lifesensor

Da der Lifesensor mittels Akku betrieben wird, ist es von großer Bedeutung das System möglichst energieeffizient aufzubauen. Das ist maßgeblich davon abhängig, welche Hardwarekomponenten verwendet werden. Aber auch die Software bzw. die logische Funktionsweise, sowie die Firmware haben Einfluss auf den Energieverbrauch.

2.3 Basisstation

Die Datenverbindung zwischen Basisstation (siehe Abbildung 2-4 auf der nachfolgenden Seite) erfolgt, wie bereits erwähnt, über die USB Schnittstelle. Die Spannungsversorgung wird ebenfalls über den USB-Anschluss realisiert. Mit Hilfe der Basisstation ist es möglich die Lifesensor-Module, die sich innerhalb ihrer Reichweite befinden, anzusteuern. Die Konfiguration wird mittels Software, welche sich auf einem PC befindet, vorgenommen. Der Aufgabenbereich der Basisstation umfasst die Verwaltung des Funknetzwerkes, das Einstellen der Betriebsparameter der Sensor-Module und das Abfragen und Übermitteln der Daten an den PC. [7]



Abbildung 2-4 Basisstation [5]

2.4 Kommunikationsstruktur

Die Sensoren, und damit das gesamte Lifesensor-System, befinden sich unmittelbar an der zu messenden Stelle am Tier, beispielsweise an einem speziellen Kehlgurt. Die ermittelten Daten werden in Form von Rohdaten kabellos zu einer Basisstation übertragen. Innerhalb des Netzwerkes gibt es mehrere Sensorsysteme und je nach vorhandenen Gegebenheiten mehrere Basisstationen, die jeweils mittels aktiver USB Verbindung, mit einem meist tragbaren Computer, verbunden sind (siehe Abbildung 2-5 auf der folgenden Seite).

Gearbeitet wird, unter anderem aufgrund des hohen Datenaufkommens, auf dem 2,4 GHz ISM (*industrial, scientific and medical*) Frequenzband. Dabei wird der drahtlose Übertragungsstandard ZigBee genutzt. Dieser Frequenzbereich hat entscheidende Vorteile, wie die lizenzfreie und damit kostenlose Nutzung, aber auch einige Nachteile, die bei der Realisierung entsprechender Lösungen berücksichtigt werden müssen. So stellt die Tatsache, dass dieses Band von vielen Teilnehmern und anderen Übertragungsstandards genutzt wird, ein Problem dar, welches aber beispielsweise durch den Wechsel des entsprechenden Kanals gelöst werden kann. Ein weiteres Problem besteht darin, dass das Vorhandensein von Wasser einen gewissen Einfluss auf die Sende- und Empfangseigenschaften hat. Das ist darin begründet, dass Wasser bei 2,4 GHz eine besonders hohe Absorption aufweist und diese eine hohe Signaldämpfung zur Folge hat. [8] Ebenso sind vorherrschende Gegebenheiten wie Wände, hier besonders hervorzuheben Stahlbetonwände, die Positionierung Basisstation zu beachten. Die Reichweite des Systems kann von allen genannten Faktoren signifikant beeinflusst werden.

Diese Effizienz wird durch Energiesparfunktionen wie einen geringen Aktivitätszyklus und durch die Zwischenspeicherung von Daten erreicht. Die maximale Sendeleistung beträgt 20 mW, typisch ist allerdings ca. 1 mW. Optional ist es möglich, die Sendeleistung zu regeln. Als Modulationsverfahren kommen BPSK und OQPSK zum Einsatz (siehe hierzu Absatz 2.5.5 und 2.5.6). Neben der Anwendung in Sensor- und Steuernetzwerken wird ZigBee in der Industrie auch zur Anlagensteuerung, Güterüberwachung oder Medizintechnik eingesetzt. [9] [10]

2.5.1 Historische Entwicklung

Die Entwicklung von ZigBee geht in das Jahr 1998 zurück. Damals bildete sich eine Arbeitsgruppe in Verbindung mit Philips Electronics, die eine günstige, störunempfindliche Funklösung mit der Bezeichnung "Home RF Lite" entwarf. Die erste Entwurfsfassung wurde im Oktober 1999 fertiggestellt. Aufgrund der Verdrängung von "Home RF Lite" wurde die Arbeitsgruppe aufgelöst. Erst Ende des Jahres 2002 wurde eine Vereinigung von mehreren Unternehmen, unter dem Namen "ZigBee Alliance", gegründet. Ziel dieser Kooperation war es eine offene kabellose Netzwerktechnologie, auf Basis des IEEE 802.15.4 Standards zu etablieren. Es sollten herstellerübergreifend kompatible Systeme realisiert werden, welche unabhängig vom Hersteller der Geräte miteinander kommunizieren können. [9] [11] Da bei ZigBee allerdings nur die beiden unteren Schichten (Physikalische- und MAC-Schicht) standardisiert sind, existieren anwenderspezifische Funktionen. Das führte dazu, dass ZigBee-Geräte von verschiedenen Herstellern selten zueinander kompatibel sind. [12]

Inzwischen umfasst die ZigBee Alliance mehr als 400 Mitglieder (Stand Mai 2012), welche durch drei verschiedene Arten (Promoter, Participant, Adopter) der Mitgliedschaft unterscheiden. Zu den wichtigsten Unternehmen gehören unter anderem Philips, Freescale und Texas Instruments. [11]

2.5.2 Aufbau von IEEE 802.15.4 und ZigBee

Wie vorhergehend bereits erwähnt, beschreibt der IEEE 802.15.4 Standard die Bitübertragungsschicht, oder auch physikalische Schicht (*physical layer*, kurz PHY) und die Sicherungsschicht, auch als MAC Schicht (*medium access control*) bekannt. Diese Schichten beziehen sich auf das OSI-Referenzmodell (*open systems interconnection*). Die physikalische Schicht organisiert die elektronischen und mechanischen Eigenschaften der Verbindung. Dazu zählen unter anderem die Bitrate, Modulationsarten und Trägerfrequenz. Die Sicherungsschicht regelt den Fehlerschutz und die Zugriffsmöglichkeiten. [13]

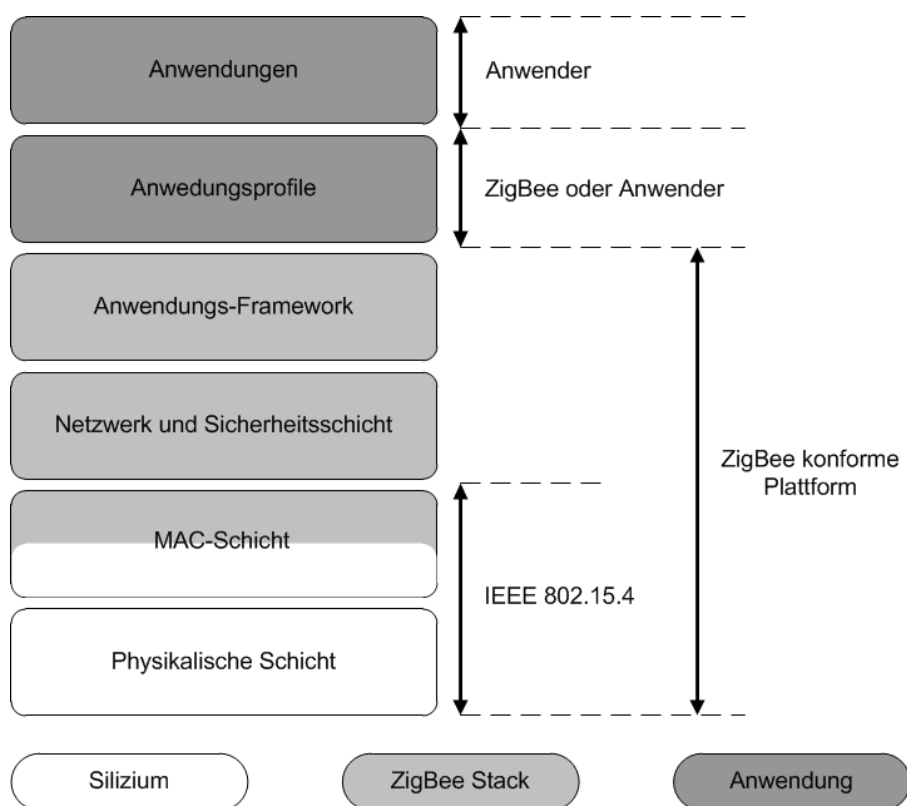


Abbildung 2-6 ZigBee Funktionsmodell [9]

Die Protokolle der Netzwerk-, Sicherungs- und Anwendungsschichten werden unter dem Namen ZigBee zusammengefasst. Abbildung 2-6 zeigt die verschiedenen Bestandteile des IEEE 802.15.4 Standards und ZigBee Protokollstapels. Der ursprünglich monolithisch geplante Protokollansatz wurde in zwei Bestandteile aufgeschlüsselt. Abbildung 2-7, auf der folgenden Seite, zeigt den Grundaufbau dieses Standards und dessen Aufteilung in eine Management- und Datenübertragungs-Teilschicht. Diese Aufteilung wurde erst mit dem Aufkommen von drahtlosen Übertragungstechnologien nötig und stellt eine folgerichtige Erweiterung des OSI-Schichtenmodells dar. Die Bedeutung von Management Funktionen ist in drahtlosen Netzen meist sehr viel höher als in drahtgebundenen. Die MAC und PHY Schicht sind jeweils in zwei Bestandteile unterteilt. [9]

Die eigentliche Protokolleinheit (*entity*) übernimmt die Behandlung des Datenverkehrs. Die Verwaltung des Netzwerkes setzen die sogenannten Management Entities um. Diese Unterteilung findet auch in anderen Funkstandards, wie dem 802.11 Anwendung.

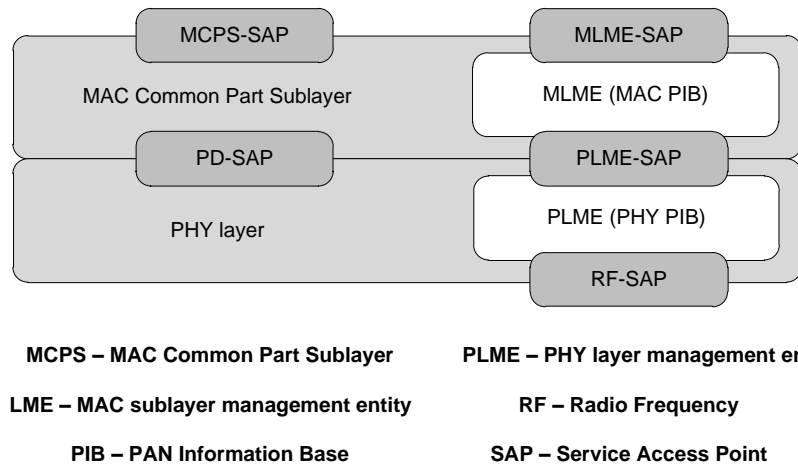


Abbildung 2-7 Grundaufbau des 802.15.4 Standards

Neben den Konfigurationsparametern und den bekannten Informationen über die Topologie werden in den Management Entities auch die PAN-Information Base (PIB) gespeichert. PAN steht für *personal area network*.

2.5.3 Netzwerkstruktur

Eine Netzwerkstruktur verbindet eine große Anzahl von Teilnehmern, diese wird auch als Netztopologie bezeichnet. Die Übertragungswege in einem Nachbereichsfunknetz stellen Funkverbindungen dar. Der IEEE 802.15.4 definiert mit den Reduced Function Devices (RFD) und den Full Function Devices (FFD) zwei Geräteklassen zur gegenseitigen Kommunikation. Ein FFD kann sowohl mit RFDs als auch mit anderen FFDs kommunizieren. [9]

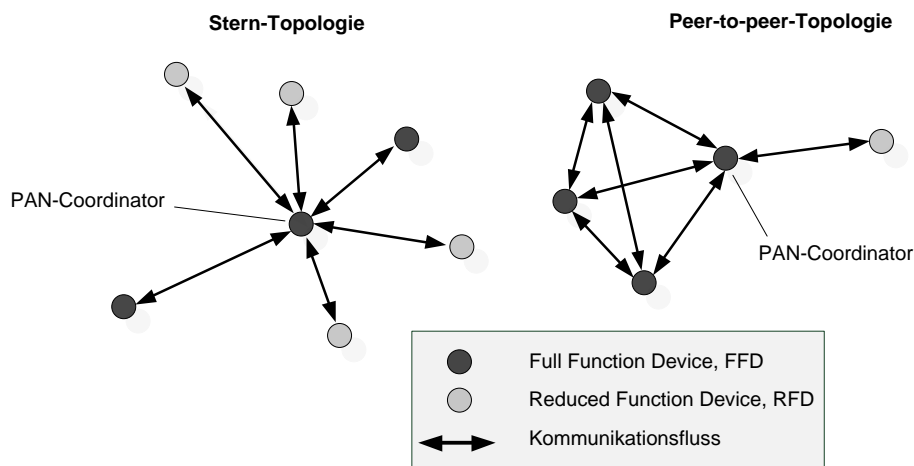


Abbildung 2-8 Stern- und Peer-to-Peer Topologie [9]

Ein RFD hingegen kann nur mit einem FFD eine Kommunikation aufbauen. Dementsprechend können RFDs einfach und kosteneffizient implementiert werden. Abbildung 2-8 auf der vorhergehenden Seite zeigt die grundsätzlichen Stern- und Peer-to-Peer Topologien, die mit Hilfe der beiden genannten Geräteklassen realisiert werden können. Bei einem Sternnetz sind alle Endgeräte an einem zentralen Sternknoten angebunden. Mit Hilfe der Sterntopologie ist es möglich mehrere RFDs bzw. FFDs an ein FFD anzubinden. Der zentrale FFD übernimmt in diesem Fall die Aufgabe des PAN-Koordinators. Der Ausfall des Sternknotens hätte einen vollständigen Funktionsausfall der Netztopologie zur Folge. Bei der Peer-to-Peer Topologie existiert ebenfalls ein PAN-Koordinator, hier ist aber nur eine Punkt-zu-Punkt Verbindung zwischen den beliebigen Geräten möglich. Auf dieser Basis lassen sich leistungs- und anpassungsfähige vermaschte Netzwerke bilden. Für die Vermaschung sind Protokolle notwendig, die nicht Teil des Standards sind. Allerdings werden mögliche Realisierungen wie "Cluster-Trees", wie in Abbildung 2-9 dargestellt, innerhalb des Standards vorgeschlagen. [9]

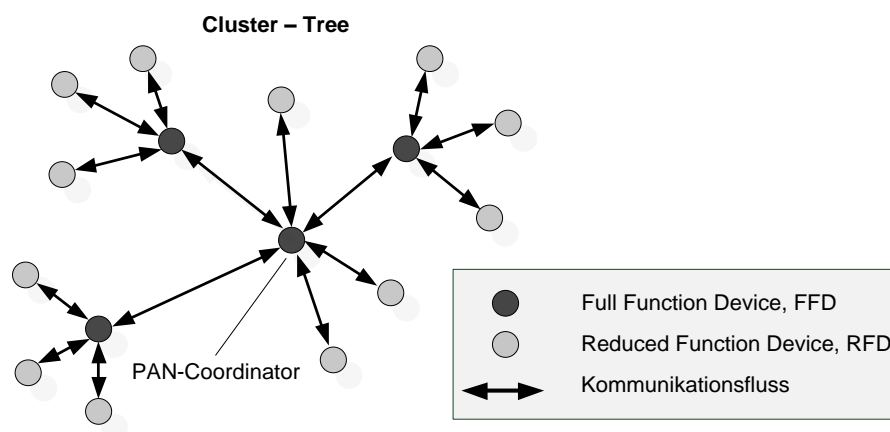


Abbildung 2-9 Cluster Tree [9]

2.5.4 Kanalaufteilung

Multiplexverfahren werden eingesetzt, um mehrere Kanäle unabhängig voneinander betreiben zu können. Es findet eine Unterteilung des zur Verfügung gestellten Kanals statt. Es findet eine Unterscheidung zwischen dem Zeitmultiplexverfahren (TDMA), welches darauf basiert, dass mehrere Teilnehmer nacheinander auf den gleichen Kanal zugreifen und dem Frequenzmultiplexverfahren (FDMA) statt. [9]

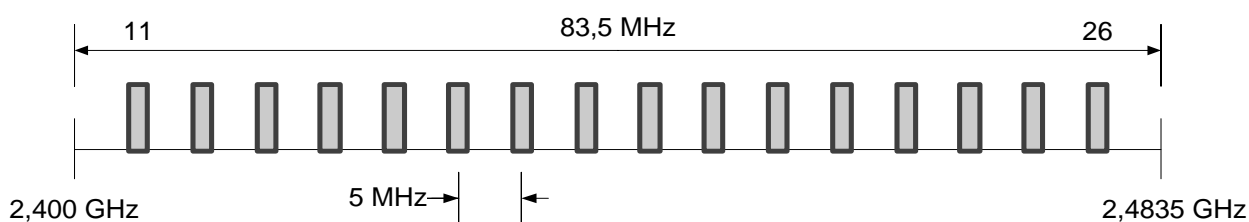


Abbildung 2-10 Kanalaufteilung für das 2,4GHz ISM Band [9]

ZigBee nutzt für die Übertragung die lizenzfreien ISM-Frequenzbänder um 2,4 GHz (weltweit), 868 MHz (Europa) und in den USA um 915 MHz. Das Frequenzband von 2,405 GHz bis 2,480 GHz ist in 16 Kanäle mit einem Kanalraster von 5 MHz unterteilt (siehe Abbildung 2-10 auf der vorigen Seite). Das bedeutet, dass jeder Kanal 4 MHz breit und der Abstand zwischen den einzelnen Kanälen 1 MHz beträgt (siehe Tabelle 2-1). Daraus ergibt sich eine Bandbreite von 83,5 MHz. Auf jedem der sechzehn Kanäle können bis zu 250 kbit/s übertragen werden. [9]

Kanal	11	12	13	14	15	16	17	18
Mittenfrequenz [MHz]	2405	2410	2415	2420	2425	2430	2435	2440
Kanal	19	20	21	22	23	24	25	26
Mittenfrequenz [MHz]	2445	2450	2455	2460	2465	2470	2475	2480

Tabelle 2-1 detaillierte Kanalaufteilung für das 2,4GHz ISM Band [9]

Bei ZigBee, wird das zu übertragende Signal, bei Verwendung der Frequenz von 868 MHz und 915 MHz, mittels des BPSK (*binary phase shift keying*) Verfahrens übertragen. Bei 2,4 GHz hingegen wird dazu eine Quadraturphasenumtastung, kurz QPSK (*quadrature phase shift keying*) bzw. QPSK mit Offset verwendet. Zur Codierung der Daten bzw. zur Erhöhung der Störfestigkeit wird das sogenannte *Direct Sequence Spread Spectrum* (DSSS), ein Frequenzspreizverfahren, genutzt. Auf diese Verfahren wird im Folgenden näher eingegangen.

2.5.5 Phasenumtastung

Die Phasenumtastung, oder auch *phase shift keying*, kurz PSK genannt ist eine Modulationsart, bei der die Phase, als Signalparameter des Trägers, in Abhängigkeit eines aufgeprägten Signals (Information oder Primärsignal) beeinflusst wird. Bei der Wandlung des Signals, sprich der Modulation werden folgende Ziele verfolgt:

- Signalanpassung an die Eigenschaften des Übertragungskanals
- Erzielung günstiger Signalstörabstände
- Mehrfachnutzung von Übertragungswegen (Multiplextechniken)
- Erhöhung der Datenübertragungssicherheit
- Verschiebung des Frequenzspektrums zur Signalanpassung an ein Medium

Zu den modulierbaren Parametern eines Sinussignals, als Träger, gehören neben der Phase auch die Amplitude und die Frequenz. Da nur die Phase manipuliert, wird sind die Frequenz und die Amplitude des Trägersignals folglich gleichbleibend. Zur technischen Realisierung werden bei der Phasenumtastung harmonische Trägersignale genutzt. Das informationstragende Signal ist digital, sprich es besteht aus einer definierten Bitfolge.

Ein Bit kann nur den Zustand 0 oder 1 annehmen. Bei einem Wechsel von 0 nach 1, bzw. von 1 nach 0 erfolgt ein Phasensprung. Beträgt dieser Phasensprung 180° , wird von einer binären Phasenumtastung bzw. BPSK gesprochen. Dieses Prinzip ist in Abbildung 2-11 dargestellt. [14]

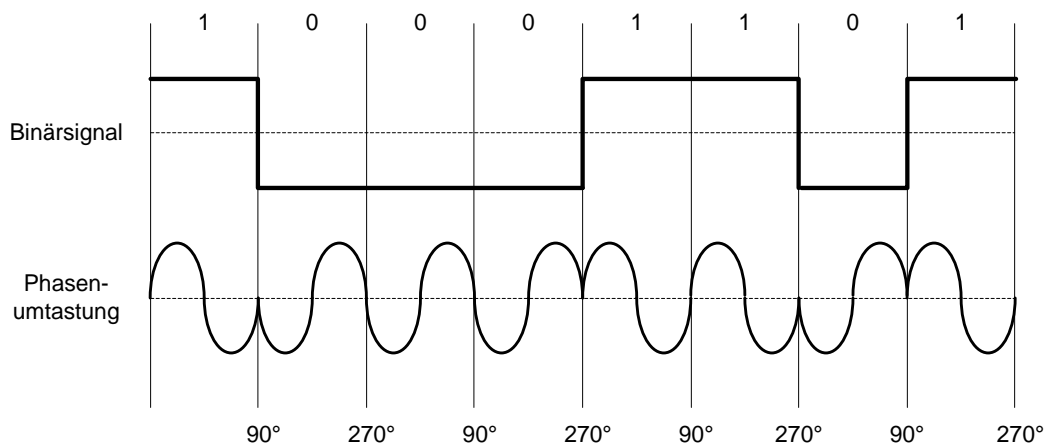


Abbildung 2-11 binäre Phasenumtastung [14]

Nachteil dieses Verfahrens ist die relativ geringe Übertragungsgeschwindigkeit bei einer Umtastung zwischen zwei Zuständen. Daher wurde ein Verfahren (z.B. QPSK) entwickelt, bei dem zur Umtastung mehrere Phasenwinkel verwendet werden.

2.5.6 Quadraturphasenumtastung mit Offset

Das Ziel der Quadraturphasenumtastung oder auch Vierphasen-Modulation (englisch *Quadrature Phase-Shift Keying* oder *Quaternary Phase-Shift Keying*, kurz QPSK) ist es die doppelte Menge an Daten pro Zeiteinheit, bei gleichbleibender Bandbreite, zu übertragen. Um dies zu erreichen, wird die Bitfolge, welche am Eingang des Senders anliegt, in zwei Bitfolgen, mittels eines Demultiplexers aufgeteilt. Der Multiplexer hingegen fasst beim Empfänger mehrere Kanäle zu einem zusammen. Die Teilung der Bitfolge hat auch eine Teilung der Taktfrequenz zur Folge. Dabei werden zwei aufeinanderfolgende Bits mit einer Frequenz f_{bit} in ein paralleles Sendesymbol, das sogenannte Dibit mit einer Frequenz f_{Dibit} gewandelt. [10] Hierbei gilt:

$$f_{Dibit} = \frac{f_{bit}}{2} \quad (2-1)$$

Für die QPSK-Modulation ergeben sich vier mögliche Zustände, auch Informationspunkte genannt, welche in einem Konstellationsdiagramm in der komplexen Ebene dargestellt werden können (siehe hierzu Abbildung 2-12 auf der folgenden Seite). Jeder Informationspunkt setzt sich aus zwei Informationsbits, welche zusammen ein Dibit bilden, zusammen. Der Betrag des Abstands, zum Koordinatenursprung, ist bei allen

Symbolpunkten gleich. Daraus folgt, dass die Amplitude keine Information trägt. Jegliche Information steckt in der Phase. [10]

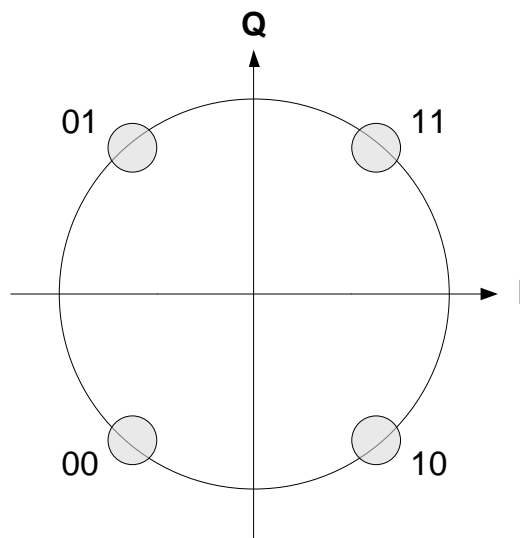


Abbildung 2-12 QPSK Konstellationsdiagramm [15]

Bei der gewöhnlichen QPSK kann es durch die Phasenumtastung zu Amplituden bzw. Hüllkurvenschwankungen kommen, was eine Verminderung der Übertragungsqualität zur Folge hat. Um diesen ungewünschten Effekt zu verringern, wird eine Offset-QPSK, auch als Staggered-QPSK bezeichnet, genutzt. Die Datenfolge des Inphasezweigs wird hierbei um eine Bitdauer ΔT gegenüber dem Quadraturzweig verzögert. Durch diese Maßnahme können keine gleichzeitigen Änderungen in der Dibitfolge und damit ebenfalls keine 180° Phasensprünge, wie bei der QPSK, mehr auftreten. Die maximalen Phasenänderungen betragen bei der OQPSK lediglich 90° . Das OQPSK-Signal ist demzufolge unempfindlicher gegenüber Nichtlinearitäten, was wiederum zu geringeren Verzerrungen in Amplitude und Phase führt. Die Folge ist eine kleinere Bitfehlerwahrscheinlichkeit. [16]

2.5.7 Spreizverfahren

Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS) gehört neben Frequency Hopping Spread Spectrum (FHSS) zu den sogenannten Spreizverfahren oder auch Spread Spectrum. Diese sind keine Modulationsverfahren im klassischen Sinne, sondern dienen lediglich der Ergänzung. Ziel ist hierbei die Erhöhung der Störfestigkeit und Übertragungssicherheit. Dabei wird durch die Spreizung des zu übertragenden Signals ein größerer Frequenzbereich genutzt, als es für die Datenübertragung notwendig wäre. Entwickelt wurden diese Verfahren für den militärischen Bereich und finden heute Anwendung bei diversen Technologien wie: WLAN, ZigBee, UMTS und GPS. [10]

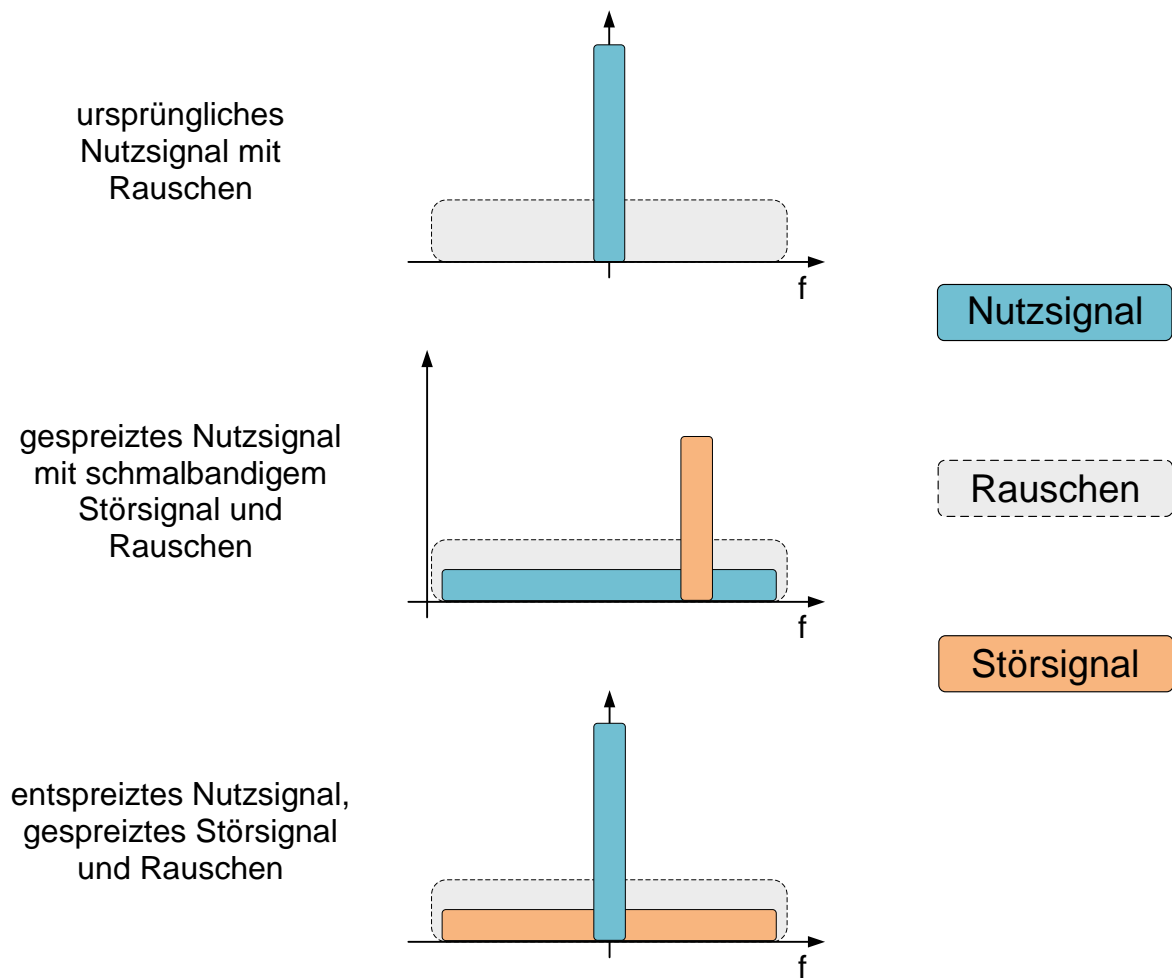


Abbildung 2-13 Funktionsweise DSSS [10]

Im Unterschied zu FHSS, werden bei DSSS die Datenpakete nicht unregelmäßig (bei geeigneter Wahl auch pseudozufällig), nacheinander auf verschiedenen Frequenzen übertragen, denn das schmalbandige Nutzsignal wird mittels Multiplikation mit einem Spreizcode (Pseudo-Noise-Code) direkt in ein breitbandiges Signal gewandelt (siehe Abbildung 2-13). Technisch entspricht dieser Vorgang dem Multiplexen bzw. Demultiplexen. Diese Umwandlung, gerade unter Verwendung eines sehr großen Spreizfaktors, hat zur Folge, dass die Leistungsdichte unter die Rauschgrenze fällt und das Nutzsignal nur von Systemen entspreizt werden kann, denen der Spreizcode bekannt ist. [10]

System	Spreizfaktor
GPS	1023
UMTS	4, 8, 16, ..., 512
WLAN (IEEE 802.11b)	11
ZigBee	8

Tabelle 2-2 Spreizfaktoren

Der Spreizfaktor ist das Verhältnis der sogenannten Chiprate zur Bitrate der zu übertragenden Bitfolge (Signalrate). Die Chiprate ergibt sich aus der Bitrate des Spreizcodes, welche wesentlich größer ist als die eigentliche Signalrate. Bei der Spreizung eines Signals, mit der Bitrate von 2 Mbit/s mit einem elfstelligen Spreizfaktor ergibt sich eine Bandbreite von 22 MHz pro Sequenz. Bei anderen drahtlosen Technologien werden differierende Spreizfaktoren verwendet (siehe Tabelle 2-2 auf der vorhergehenden Seite). Bei der Entspreizung wird das breitbandige Signal korreliert, demgemäß mit dem entsprechenden Spreizcode multipliziert und im Anschluss gemittelt. Außerdem ist bei der Ermittlung des informationstragenden Signals eine gute zeitliche Synchronisation erforderlich. Die Störfestigkeit gegenüber schmalbandigen Störsignalen wird erhöht, da bei der Rückwandlung, dieses Störsignal, neben dem Nutzsignal ebenfalls gespreizt wird und somit einem breitbandigen Rauschen entspricht. Folglich wird durch die Spreizung, sprich durch die Verteilung des Signals, auf einen größeren Frequenzbereich erreicht, dass speziell schmalbandige Signale nicht unzulässig beeinflusst werden. Weiterhin ist ein breitbandiges Signal bezüglich eines frequenzabhängigen Kurzzeitschwundes, was auch als Fading bekannt ist weniger anfällig. Nachteilig ist jedoch, die hohe Bandbreite, die für die Übertragung benötigt wird. [10]

3. Antennen und Wellenausbreitung

3.1 Schwingungen und Wellen

Schwingungen und Wellen resultieren aus periodischen Zustandsänderungen. Dabei findet ein Energieaustausch statt. Im Allgemeinen wird Energie zwischen zwei Energiereservoirs hin- und herbewegt. Erfassen periodische Energieschwankungen nur einzelne schwingungsfähige Elemente, resultieren daraus Schwingungen. Werden hingegen sehr viele miteinander gekoppelte schwingungsfähige Elemente erfasst, entstehen daraus Wellen, deren Energiezustände sich periodisch im Raum ausbreiten. Die Periodizität dieses Energieaustausches wird definiert durch die Schwingungsdauer T . Diese gibt die kleinste Zeitspanne von zwei aufeinanderfolgenden gleichen Schwingungszuständen an. [17] Dabei verfügt jede Schwingung über eine Frequenz f , die die Anzahl der Schwingungen je Zeiteinheit beschreibt. Es gilt:

$$f = \frac{1}{T} \quad (3-1)$$

Jede Welle basiert auf einer freien bzw. harmonischen Schwingung. Eine Schwingung wird als harmonisch bezeichnet, wenn ihr zeitlicher Verlauf durch eine Sinus- oder Kosinusfunktion beschrieben werden kann:

$$u(t) = A \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi) \quad (3-2)$$

Die Amplitude A beschreibt dabei die maximale Auslenkung zur Ruhelage. Der Buchstabe φ beschreibt dabei den Winkel der Phase und ω die Kreisfrequenz, diese ergibt sich aus:

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f \quad (3-3)$$

Ebene periodische Wellen können ebenfalls durch Sinus- bzw. Kosinusfunktionen dargestellt werden:

$$f(x, t) = A \cdot \sin(\omega \cdot t - k \cdot x + \varphi) \quad (3-4)$$

Die grundlegendsten elektromagnetischen Wellen sind ebene Wellen, welche sich geradlinig ausbreiten und in den Ebenen quer zu ihrer Ausbreitungsrichtung keine Feldabhängigkeit besitzen, demzufolge homogen sind. Eine Welle, deren elektrische und magnetische Feldstärkevektoren senkrecht aufeinander stehen und diese sich wiederum senkrecht zur Ausbreitungsrichtung befinden, werden als transversale elektromagnetische Wellen oder kurz TEM-Wellen bezeichnet.

Sie sind genau genommen physikalische Näherungen, da sie die unendliche Leitfähigkeit des führenden Mediums voraussetzen. Bei sehr hohen Frequenzen kann es dazu kommen, dass diese Näherung nicht mehr ausreicht und genauere Berechnungen durchgeführt werden müssen. Es wird daher oft von Quasi-TEM-Wellen gesprochen. Das Gegenstück eine Transversalwelle ist die sogenannte Longitudinalwelle. Es handelt sich um physikalische Wellen, bei denen die einzelnen Teilchen in Ausbreitungsrichtung schwingen. Dadurch bilden sich Verdichtungen und Verdünnungen aus. [17] Die Wellenlänge λ beschreibt den Abstand zweier gleichartiger Zustände. Sie ergibt sich aus dem Zusammenhang zwischen Lichtgeschwindigkeit und Frequenz:

$$c = \lambda \cdot f \quad (3-5)$$

$$\lambda = \frac{f}{c} \quad (3-6)$$

Daraus folgt, dass Frequenz und Wellenlänge indirekt proportional zueinander sind, das heißt, dass je höher die Frequenz ist, desto geringer ist die Wellenlänge. Die Lichtgeschwindigkeit, mit der sich eine elektromagnetische Welle ausbreitet, ergibt sich aus folgendem Zusammenhang:

$$c = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \mu_0 \cdot \mu_r}} \quad (3-7)$$

Die elektrische Feldkonstante beträgt dabei $\varepsilon_0 = 8,854187817 \cdot 10^{-12} \frac{As}{Vm}$ und für die magnetische Feldkonstante gilt $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{N}{A^2}$. In Luft bzw. im Vakuum gilt $\varepsilon_r = 1$ und $\mu_r = 1$. Daraus ergibt sich für die Lichtgeschwindigkeit:

$$c = 299792458 \frac{m}{s} \approx 3 \cdot 10^8 \frac{m}{s} \quad (3-8)$$

Die Lichtgeschwindigkeit c in Luft bzw. Vakuum beträgt ca. $3 \cdot 10^8 \frac{m}{s}$. Die Freiraumimpedanz Z_0 bzw. der Wellenwiderstand des freien Raumes ergibt sich aus folgender Berechnung:

$$Z_0 = \frac{E_0}{H_0} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 120\pi \cdot \Omega = 377 \Omega \quad (3-9)$$

Die Freiraumimpedanz beträgt in Luft bzw. im Vakuum $120\pi \Omega$ oder auch 377Ω . [18] Neben Frequenz, Phase und Amplitude ist die Polarisation die vierte Kenngröße einer elektromagnetischen Welle. Die Polarisation einer monofrequenten elektromagnetischen Welle beschreibt den Betrag und die Richtung des elektrischen Feldvektors als Funktion des Ortes und der Zeit.

Anders ausgedrückt beschreibt die Polarisation den räumlichen und zeitlichen Verlauf der Spitze des elektrischen Feldvektors. Bei elektromagnetischen Wellen können verschiedene Polarisationszustände auftreten. Bei der elliptischen Polarisation rotiert der Feldstärkevektor um den Wellenvektor und ändert währenddessen periodisch seinen Betrag. Die Spitze des Feldvektors beschreibt dabei eine Ellipse. Die lineare Polarisation untergliedert sich in vertikale- und horizontale Polarisation. Die lineare Polarisation kann als Sonderfall der elliptischen Polarisation betrachtet werden. Der Feldstärke Vektor zeigt an einem gewählten Ort immer in eine feste Raumrichtung und die Amplitude ändert bei fortschreitender Welle ihren Betrag und ihr Vorzeichen sinusförmig periodisch. Wenn sich der elektrische Feldvektor bei voranschreitender Welle mit konstanter Winkelgeschwindigkeit dreht, wird dies als zirkulare Polarisation bezeichnet. Der Betrag bleibt währenddessen unverändert. Die Projektion der Spitze des Feldvektors auf eine zur Ausbreitungsrichtung senkrechte Ebene einen Kreis. [19]

3.2 Antennen

Laut IEEE ist eine Antenne sinngemäß als ein Mittel oder Instrument zum Abstrahlen von Funkwellen definiert. [20] Genauer sind Antennen Einrichtungen die eine Leitungswelle in eine Freiraumwelle umwandeln. Antennen strahlen folglich elektromagnetische Energie ab oder nehmen elektromagnetische Energie auf. [21]

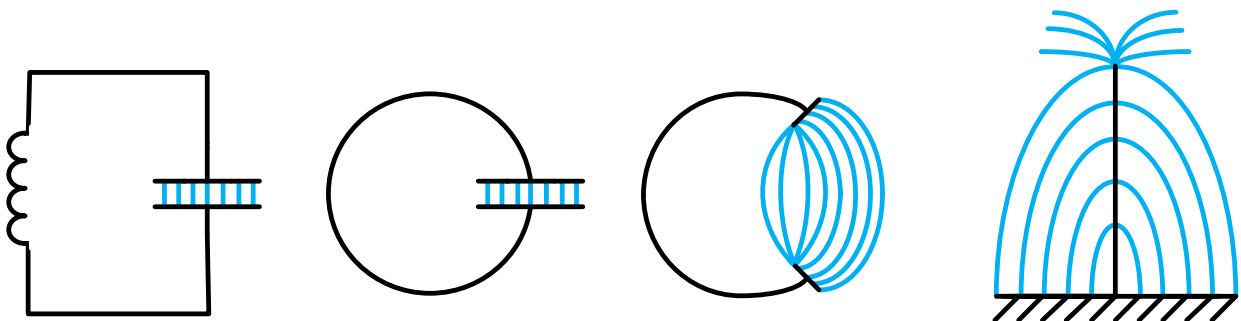


Abbildung 3-1 Offener- und geschlossener Schwingkreis

Die Abstrahlung elektromagnetischer Wellen entsteht durch Nutzung eines offenen Schwingkreises bei dessen Resonanzfrequenz. Die Energie pendelt in einem Parallelschwingkreis zwischen Spule und Kondensator hin und her. Wird nun die Spule auf eine Windung reduziert und die Platten des Kondensators auseinandergezogen, so entsteht ein offener Schwingkreis (siehe Abbildung 3-1). Im offenen- als auch im geschlossenen Schwingkreis befindet sich die Energie alternierend im elektrischen und im magnetischen Feld. Bei geschlossenem Schwingkreis sind Kapazitäten und Induktivitäten in Schaltelementen konzentriert. Beim offenen Schwingkreis sind diese hingegen auf einem Draht verteilt. Aus diesem Grund durchdringen beim offenen Schwingkreis beide Felder denselben Raum. Es wird gewissermaßen eine Leitung mit offenem Ende betrieben, sodass Wellen an den Enden eine Totalreflexion erfahren. [22]

Es gilt das Reziprozitätsgesetz, welches besagt, dass die Abstrahleigenschaften von Antennen umkehrbar sind, das bedeutet, dass Abstrahl- und Empfangseigenschaften übereinstimmen. Eine Empfangsantenne muss Energie aus einem elektromagnetischen Feld entnehmen und eine Sendeantenne hingegen elektromagnetische Wellen (Energie) ausstrahlen, welche von einem Hochfrequenzgenerator (Sender) geliefert wird. [22]

Wird einer Antenne Energie zugeführt, so fließt je nach Schwingungszustand in der Antenne ein Strom oder es besteht zwischen den Enden der Antenne eine Spannung. Der Strom erzeugt ein ringförmiges Magnetfeld um die Antenne, die Spannung hingegen ein elektrisches Feld zwischen den Antennenenden. Beide Felder werden in den freien Raum abgestrahlt. Die magnetischen und elektrischen Wechselfelder durchdringen einander senkrecht. Diese Felder bewegen sich mit nahezu Lichtgeschwindigkeit im Raum, es wird aber dennoch eine gewisse Zeit benötigt, um eine bestimmte Entfernung zurückzulegen. Daraus resultiert eine Abschnürung eines Teils des elektrischen Feldes. Elektromagnetische Felder breiten sich kugelförmig um die Antenne herum aus. Sich räumlich fortpflanzende oder wandernde elektromagnetische Felder werden, wie bereits erwähnt, als elektromagnetische Wellen bezeichnet.

Eine Antenne stellt weiterhin ein Anpassungsglied zwischen der Leitungsimpedanz Z_L und der Freiraumimpedanz Z_0 dar. Die charakteristische Fußpunktimpedanz Z_F einer Antenne ergibt sich aus ihrem Verlustwiderstand R_V , dem Strahlungswiderstand R_S , und dem Blindwiderstand X . Siehe hierzu das Ersatzschaltbild in Abbildung 3-2.

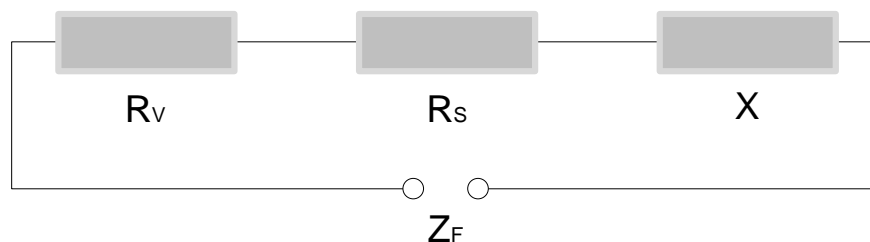


Abbildung 3-2 Fußpunktimpedanz einer Antenne [23]

Eine Sendeantenne nimmt die vom Generator abgegebene Leistung auf und strahlt diese in den freien Raum ab. Sie kann daher als reeller Widerstand angenommen werden, welcher auch als Strahlungswiderstand bezeichnet wird. Bei Resonanz heben sich die Blindanteile auf, welche die schwingende Leistung erzeugt. In diesem Fall ist die Fußpunktimpedanz reell. Außerhalb der Mittenfrequenz ist Z_F folglich komplex. Widerstandsverluste innerhalb der Antenne sind der Fußpunktimpedanz und nicht dem Strahlungswiderstand beizumessen. [24]

Um die elektromagnetischen Eigenschaften von Antennen aussagekräftig bewerten zu können, ist es erforderlich, einige charakteristische Kenngrößen heranzuziehen. Im Folgenden werden diese Parameter genauer beschrieben.

3.2.1 Strahlungsdiagramm, Richtfaktor und Gewinn

Abbildung 3-3 zeigt ein horizontales Strahlungsdiagramm einer Yagi-Antenne. Diese zeichnet sich durch einen hohen Antennengewinn aus, der jedoch sehr gerichtet ist. Sie zählt daher zu den sogenannten Richtantennen. Generell kann angeführt werden, dass je größer der Antennengewinn in einer bestimmten Richtung ist, desto kleiner ist der Öffnungswinkel, da eine Antenne ihren Gewinn durch Bündelung der Sendeleistung erzielt. Das Strahlungsdiagramm dient der anschaulichen Darstellung der Abstrahlcharakteristik einer Antenne.

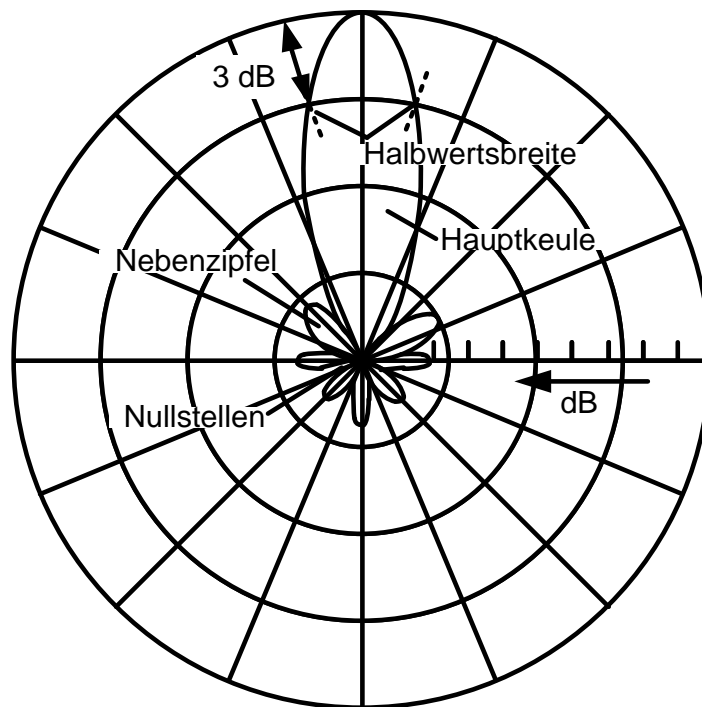


Abbildung 3-3 horizontales Richtdiagramm einer Yagi Antenne [25]

Die Halbwertsbreite, definiert einen Winkel zwischen den beiden Stellen, an denen die Feldstärke gegenüber der Hauptstrahlrichtung um genau 3 dB abgefallen ist. Daher wird dieser Parameter auch oft als Öffnungswinkel bezeichnet.

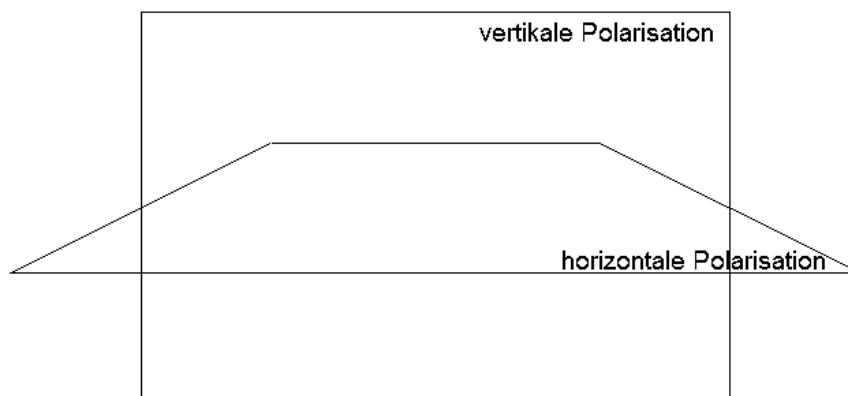


Abbildung 3-4 horizontale und vertikale Polarisation

Diese Darstellung ist zweidimensional, Antennen zeichnen sich jedoch dadurch aus, dass sie ein dreidimensionales Feld emittieren. Es wird daher zwischen horizontalem und vertikalem Richtdiagramm bzw. Öffnungswinkel unterschieden (siehe Abbildung 3-4 auf der vorhergehenden Seite). Zur Betrachtung des Antennengewinns und des Richtfaktors ist es nötig, den isotropen Strahler zu erläutern, welcher eine verlustlose, hypothetische Antenne darstellt, die gleichmäßig in alle Raumrichtungen abstrahlt und aus allen Richtungen gleichmäßig empfängt. Der isotrope Strahler wird auch als Kugelstrahler bezeichnet, da er als Sendeantenne eine kugelsymmetrische Welle abstrahlt. Dieser Strahler ist in der Praxis nicht umsetzbar. Jede real existierende Antenne hat folglich, in Abhängigkeit von der Raumrichtung, eine unterschiedliche Intensität der abgestrahlten Leistung. [26] Der Richtfaktor (*directivity*) D gibt Auskunft darüber, in welchem Maße eine Antenne in der Lage ist, die Energie in einem bestimmten Raumwinkelbereich zu sammeln. Bezogen wird dies auf den bereits erwähnten isotropen Kugelstrahler. Er ist das Verhältnis der maximalen Strahlungsintensität der untersuchten Antenne, zur Intensität einer Antenne mit Kugelfläche, die mit demselben Radius abstrahlt und mit identischer Leistung betrieben wird. [27]

$$D = \frac{I_{max}}{I_{KugelP=const}} \quad (3-10)$$

Der Antennengewinn (*gain*) G sagt etwas darüber aus, um, wie viel stärker die Leistung, in einer bestimmten Richtung gebündelt wird. Der Gewinn hängt sowohl von ihrer Richtwirkung als auch von ihrer Effektivität bzw. ihrem Wirkungsgrad ab. Der Wirkungsgrad η ist das Verhältnis aus eingespeister Leistung und tatsächlich angestrahlter Leistung.

$$G = \eta \cdot D \quad (3-11)$$

$$\eta = \frac{P_E}{P_s} \quad (3-12)$$

3.2.2 Stehwellenverhältnis, Rückflussdämpfung und Bandbreite

Die *voltage standing wave ratio* (VSWR) oder auch Stehwellenverhältnis bezieht sich auf die charakteristische Impedanz einer Leitung. Gewöhnlich liegt diese Impedanz bei 50Ω , 75Ω bzw. 300Ω . Auf einer Leitung bildet sich eine fortschreitende Welle aus. Ist die Leitung nicht mit ihrem charakteristischen Wellenwiderstand abgeschlossen, dann wird ein Teil, oder die gesamte Leistung reflektiert (Fehlanpassung). Durch die Reflexion entsteht eine rücklaufende Welle. Es ist zu beachten, dass die Speiseleitung einer Antenne die gleiche Impedanz besitzt wie der Fußpunkt der Antenne. Der Reflexionsfaktor Γ (*reflection coefficient*) ist eine komplexe Größe, welche den Betrag und die Phase der Reflexion beschreibt. [28]

Wenn der imaginäre Anteil 0 beträgt, ergeben sich folgende Fälle:

$$\text{a) } \Gamma = -1 \quad (3-13)$$

$$\text{b) } \Gamma = 0 \quad (3-14)$$

$$\text{c) } \Gamma = 1 \quad (3-15)$$

Bei Fall a) liegt eine maximale negative Reflexion vor, dies kommt zustande, wenn die Leitung kurzgeschlossen ist. Fall b) besagt, dass die Leitung mit ihrem spezifischen Wellenwiderstand abgeschlossen ist und so keine Reflexionen auftreten. Bei einem offenen Leitungsende entsteht eine maximale positive Reflexion, wie in Fall c) dargestellt. Der Reflexionsfaktor berechnet sich aus der Amplitude der hinlaufenden Welle V_f und der Amplitude der rücklaufenden Welle V_r .

$$\Gamma = \frac{V_r}{V_f} \quad (3-16)$$

Durch die Überlagerung der gegenläufig fortschreitenden Wellen bildet sich eine stehende Welle aus. Dabei kann es auch zu einer Störung der Quelle kommen. Für die Berechnung der VSWR ist nur der Betrag des Reflexionsfaktors nötig:

$$\rho = |\Gamma| \quad (3-17)$$

Durch die Wellenüberlagerung kommt außerdem zu Interferenzen und somit, an einigen Stellen, zu Verstärkungen und Auslöschungen. Daraus berechnet sich die VSWR wie folgt:

$$VSWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1 + \rho}{1 - \rho} \quad (3-18)$$

Da der Betrag des Reflexionsfaktors nur die beiden Werte 0 oder 1 annehmen kann, ist die VSWR immer größer 1. Die Rückflusdämpfung (*return loss*) entspricht dem Leistungsverhältnis von hin- und rücklaufender Welle in dB:

$$R_L(dB) = -20 \log|\Gamma| = -20 \log \left[\frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} \right] \quad (3-19)$$

Bei gegebener Rückflusdämpfung R_L ergibt sich für das Stehwellenverhältnis:

$$VSWR = \frac{1 + 10^{-\frac{R_L}{20}}}{1 - 10^{-\frac{R_L}{20}}} \quad (3-20)$$

Das Optimum stellt eine VSWR von 1:1, ein Reflexionsfaktor von 0 und eine Rückflussdämpfung von ∞ dar.

Als Bandbreite ist der Frequenzbereich definiert, für den eine Antenne im Bezug auf eine bestimmte Eigenschaft (z.B. Rückflussdämpfung, Richtcharakteristik, Keulenbreite, Polarisation, Wirkungsgrad oder Gewinn) ein vorgegebenes Verhalten einhält. Abhängig von der Festlegung der maximalen Rückflussdämpfung (typisch -6 dB oder -10 dB) weist eine Schaltung oder Antennentopologie unterschiedlich große nutzbare Frequenzbereiche (Bandbreite) auf. [26]

3.2.3 Streuparameter

Um das elektrische Verhalten von Schaltungen mit mehreren Ein- und Ausgängen (Mehrtore) zu beschreiben, wird häufig die Impedanzmatrix Z genutzt. Diese Matrix verknüpft die Spannungen und Ströme an Ein- und Ausgängen miteinander. Im Bereich der Hochfrequenztechnik wird dabei auf die Streumatrix S zurückgegriffen. Hier werden Wellengrößen a und b miteinander verknüpft. Dies stellt einen Bezug zu zulaufenden, ablaufenden und transmittierten Leitungen her. Die in dieser Streumatrix auftretenden Streuparameter s_{ij} sind beispielsweise mit Netzwerkanalysatoren messbar, auch bei hohen Frequenzen. [13]

Die einpolige Darstellung des Zweitores in Abbildung 3-5 veranschaulicht die Tatsache, dass in der Hochfrequenztechnik Mehr Tore nicht einfach durch zwei Klemmen bewertet werden, da in zahlreichen Fällen die gesamte Torgeometrie und der Wellenausbreitungstyp betrachtet werden müssen. [29]

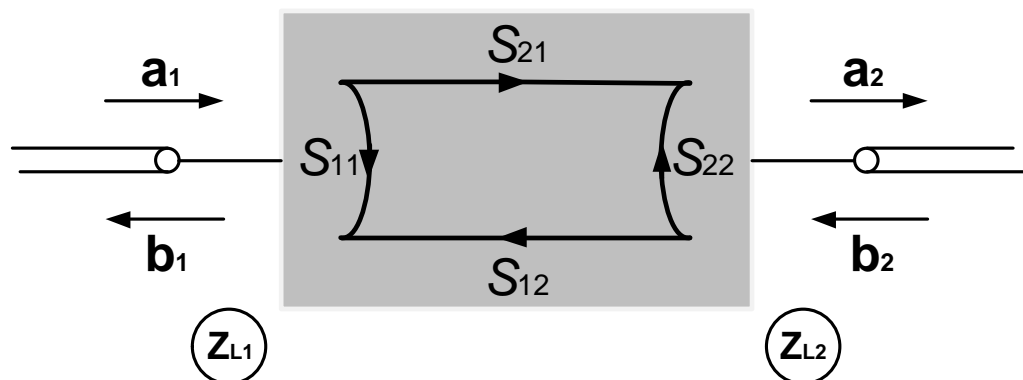


Abbildung 3-5 Streuparameter eines Zweitores in einpoliger Darstellung [29]

Das ergibt in Formeldarstellung:

$$b_1 = s_{11}a_1 + s_{12}a_2 \quad (3-21)$$

$$b_2 = s_{12}a_1 + s_{22}a_2 \quad (3-22)$$

In Matrixform stellt sich dies wie folgt dar:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{pmatrix}}_S \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (3-23)$$

Die Elemente s_{ii} mit zwei gleichen Indizes werden als Reflexionsfaktoren und die Elemente s_{ij} mit ungleichen Indizes werden als Transmissionsfaktoren bezeichnet. Dies stellt sich wie folgt dar:

$$s_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad \text{Eingangsreflexionsfaktor bei angepasstem Ausgang} \quad (3-24)$$

$$s_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad \text{Vorwärtstransmissionsfaktor bei angepasstem Ausgang} \quad (3-25)$$

$$s_{12} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_1=0} \quad \text{Rückwärtstransmissionsfaktor bei angepasstem Eingang} \quad (3-26)$$

$$s_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad \text{Ausgangsreflexionsfaktor bei angepasstem Eingang} \quad (3-27)$$

3.2.4 Anpassung

Antennenanpassung bedeutet zum einen, dass die Impedanz eines steuernden Bauteils (z.B.: ZigBee Transceiver Chip) oder einer Signalleitung auf die Fußpunktimpedanz der Antenne angepasst wird, zum anderen aber auch, dass symmetrische bzw. differenzielle Signale in asymmetrische gewandelt werden.

Die asymmetrische (*unbalanced*) Signalführung ist zweiadrig, das bedeutet, dass auf einem Leiter das Nutzsignal übertragen wird, der andere Leiter repräsentiert die Masse und damit den notwendigen Bezugspegel. Bei der symmetrischen (*balanced*) Signalführung existieren hingegen zwei signalführende Leiter und ein Erdleiter. Die Signale werden zueinander gegenphasig, regelmäßig aber identisch übertragen. Daraus folgt, dass die Summe beider Signale stets Null. [30]

Für die Konversion eben dieser Signale wird in der Hochfrequenztechnik häufig ein Bauteil bzw. eine Schaltungstopologie verwendet, die als Balun bezeichnet wird. Der Begriff Balun stammt vom englischen *balanced-unbalanced*.

Anwendung findet dieser als Impedanzwandler und zum Trennen von Potenzialen. In der Antennentechnik werden Baluns unter anderem mit dem Übertragungsverhältnis 1:1 verwendet, um einen Übergang von Koaxialleitungen auf symmetrische Gebilde wie z.B. Dipolantennen herzustellen. [31]

3.3 Microstrip Antennen

In der 1974 erschienenen Veröffentlichung „Microstrip Phased Array Antennas“ von Robert E. Munson wurde erstmals der Grundsatz der Microstrip- oder Streifenleitungsantenne definiert. Dieses Prinzip erweckte in der damaligen Zeit schnell das Interesse anderer Wissenschaftler und Ingenieure. Nach seiner zweiten Publikation „Conformal Microstrip Antennas and Microstrip Phased Arrays“ aus dem Jahre 1974 gelang den Microstrip-Antennen der Durchbruch. [32]

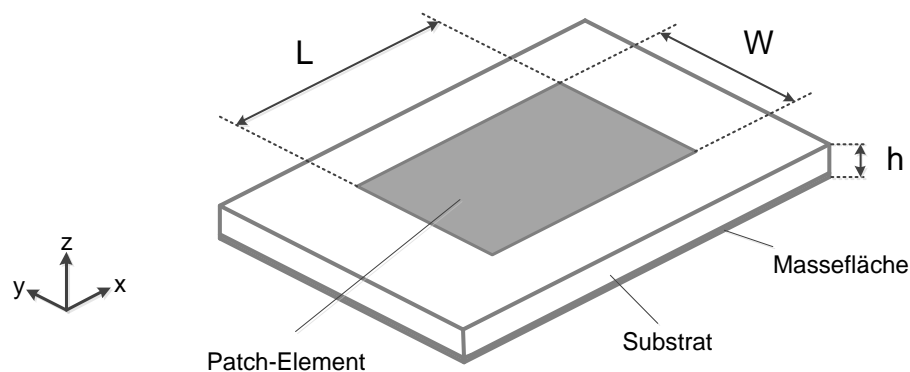


Abbildung 3-6 Geometrie einer rechteckigen Microstrip Antenne [29]

Das schwingungsfähige System besteht aus einem „Patch“ mit der Länge L und der Breite W , welches sich auf Oberfläche eines auf massegeführten Dielektrikums (die Rückseite ist vollständig metallisiert) mit der Höhe h befindet. Diese Art der Antennen wird daher oft auch als Patch- oder planare Antennen bezeichnet (siehe Abbildung 3-6). Das Patch-Element ist meist quadratisch, rechteckig oder rund, kann aber nahezu alle denkbaren geometrischen Formen annehmen (siehe hierzu Abschnitt 3.3.4). Microstrip Antennen können einzeln oder in Gruppen in Form von sogenannten Arrays betrieben werden.

Bis heute erfreuen sich Microstrip Antennen großer Beliebtheit, denn moderne Kommunikationssysteme erfordern, bei der fortschreitenden Miniaturisierung, kompakte und kostengünstige Antennen. Diese planaren Technologien werden sich auch zukünftig äußerst nützlich und zuweilen unvermeidbar erweisen.

Microstrip Antennen sind aufgrund ihrer Simplität und angesichts ihrer weiteren positiven Eigenschaften sehr verbreitet. Die Vorteile von Microstrip Antennen sind:

- geringe Herstellungskosten durch Reproduzierbarkeit
- flache Bauform
- geringes Gewicht
- hohe mechanische Belastbarkeit
- hohe Zuverlässigkeit
- vielseitige Einsatzmöglichkeiten
- Speisetzwerk und Antenne auf einem gemeinsamen Substrat

Der Hauptnachteil von dieser Antennentopologie liegt in der geringen Bandbreite, welche aber durch verschiedene Modifikationen vergrößert werden kann. Weitere Nachteile sind:

- geringer Wirkungsgrad durch dielektrische Verluste
- begrenzte Strahlungsleistung und Gewinn
- ggf. erhöhter physischer Platzbedarf bezogen auf die Fläche

Antennen in Streifenleitungstechnik werden demzufolge dort eingesetzt, wo Größe, Gewicht und Kosten eine wesentliche Rolle spielen. Anwendung finden sie beispielsweise in der Luft- und Raumfahrttechnik, in mobilen Kommunikationssystemen und in der Medizin. [23] Planare Antennen sind aufgrund ihrer flachen Bauform in Oberflächen von Gehäusen oder Fahrzeugen integrierbar. Die Abmessungen sind vergleichsweise gering, da die effektive Dielektrizitätszahl der Struktur zu einer Verringerung der effektiven Wellenlänge führt. [26] [23] Trotz ihrer geometrischen Einfachheit ist die anwendungsspezifische Entwicklung von Microstrip Antennen oder einer verkoppelten Gruppe aus Einzelementen (*array*) verhältnismäßig aufwendig.

3.3.1 Abstrahlung

Im Folgenden wird das Prinzip der Abstrahlung eines rechteckigen Patch-Elementes und somit die Funktionsweise einer Microstrip Antenne näher erläutert. Bereits für die Wellenausbreitung auf Streifenleitungen existiert keine genaue Berechnung.

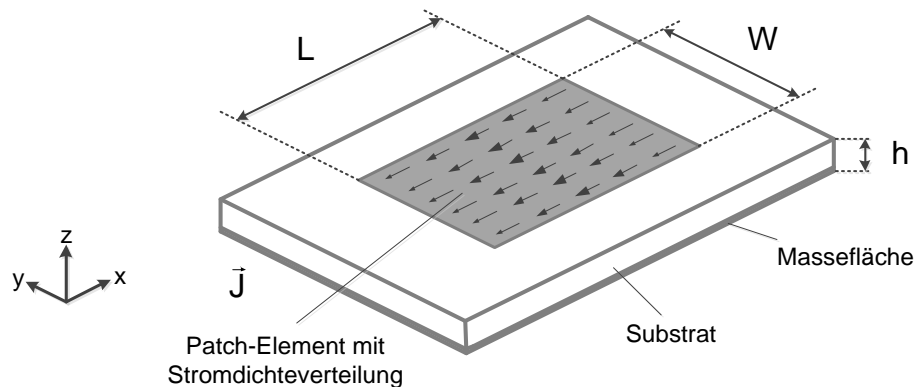


Abbildung 3-7 Stromdichte Verteilung einer rechteckigen Patch Antenne [29]

Es werden empirische Näherungen genutzt, die aus statischen Feldern abgeleitet wurden. Für hohe Frequenzen liegen diese in einer allgemeinen Form vor. Ein rechteckiges Patch-Element mit der Länge L und der Breite W kann als Mikrostreifenleitung, welche an zwei bzw. allen vier Seiten offen ist, betrachtet werden (*transmission line model*). [26] Die Stromdichteverteilung des Patch-Elementes ist in Längsrichtung annähernd cosinusförmig und in Querrichtung ungefähr konstant (siehe Abbildung 3-7). Streufelder an den offenen Enden des Patches lassen es länger erscheinen. Die Leitungsenden können als magnetische Wände und ein Leitungsstück mit der Länge ΔL angenommen werden (Abbildung 3-8 auf der kommenden Seite).

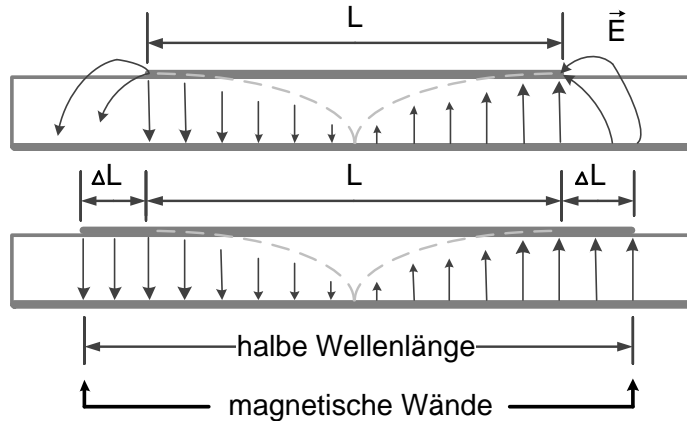


Abbildung 3-8 elektrische Feldverteilung bei Resonanz [29]

Die Felder an den Enden des Patch-Elementes verursachen eine Abstrahlung elektromagnetischer Felder. Diese abgestrahlten Felder werden durch strahlende Schlitze repräsentiert, wie sie in Abbildung 3-9 dargestellt sind.

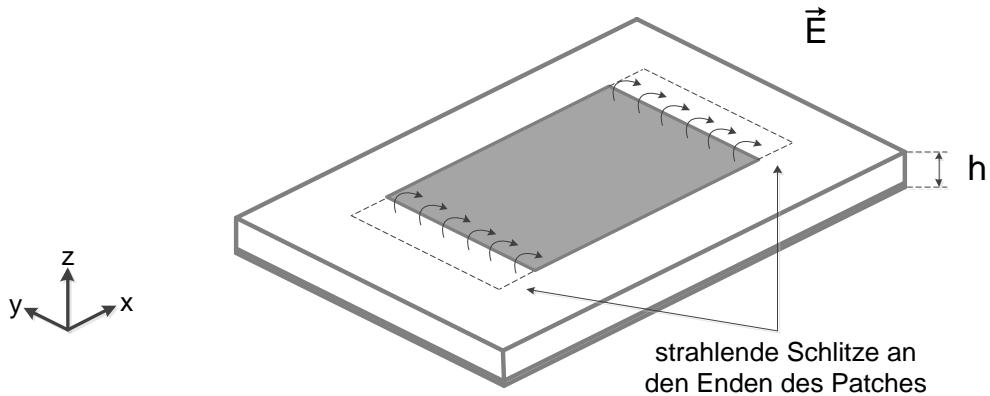


Abbildung 3-9 Abstrahlung elektromagnetischer Wellen [29]

Eine andere Möglichkeit der mathematischen Beschreibung ist die Betrachtung der Anordnung als quaderförmiger Hohlraumresonator (*cavity model*). Der Hohlraum befindet sich zwischen dem Patch-Element auf der Ober- und der Massefläche auf der Unterseite (siehe Abbildung 3-10). Diese entsprechen gleichzeitig zwei elektrischen Wänden, die Seitenflächen hingegen stellen vier vertikale magnetische Wände dar. Durch die Streufelder das Patch-Element größer erscheinen lassen, müssen die geometrischen Parameter entsprechend angepasst werden.

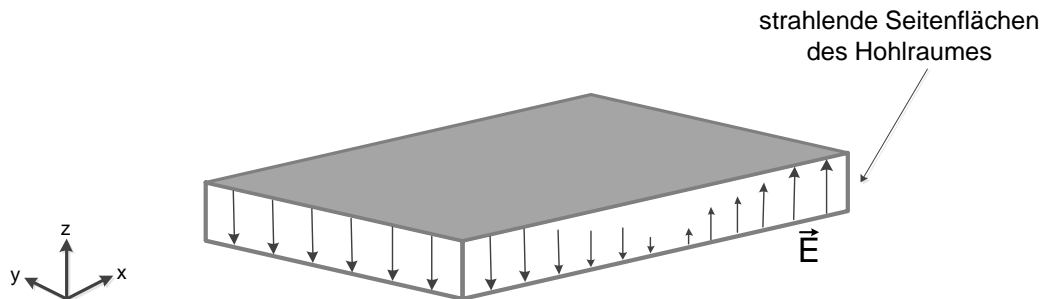


Abbildung 3-10 quaderförmiger Hohlraumresonator [29]

3.3.2 Resonanzfrequenz und geometrische Berechnung

Im Allgemeinen sind Patch-Antennen Halbwellen-Strukturen, deren Resonanzfrequenz sich nach folgender Beziehung ergibt:

$$f_{10} = \frac{c}{2 \cdot L \cdot \sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad (3-28)$$

Der Index 10 besagt, dass es sich um den Grundschwingungsmodus handelt. Da die Feldlinien nicht nur im Substrat, sondern auch im Außenraum verlaufen ist es notwendig, eine effektive Permittivität ε_{eff} zu betrachten:

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12h}{W}}} \quad (3-29)$$

Damit ist es möglich, die entstehenden Streufelder näherungsweise zu berücksichtigen. Mittels Formel (3-29) ist es möglich Näherungskurven in Abhängigkeit von ε_r zu erstellen. Diese sind in Abbildung 3-11 dargestellt.

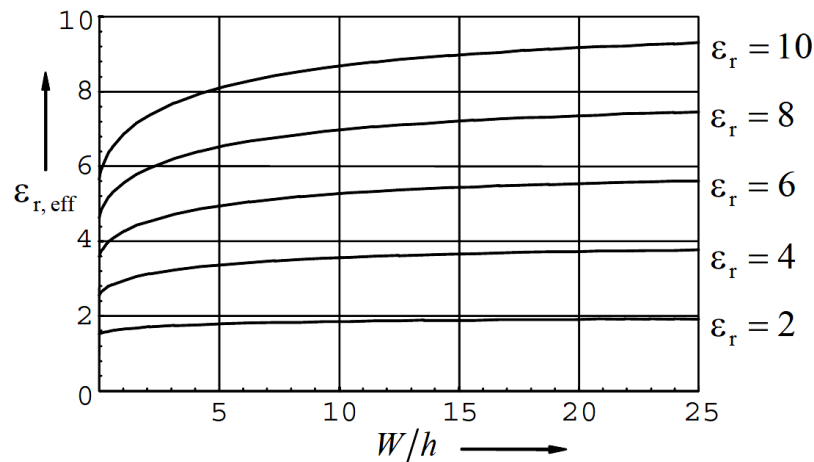


Abbildung 3-11 effektive relative Permittivität für ein Patch der Breite W auf einem Substrat der Höhe h [26]

Grundlage der, auf einer statischen ($\partial/\partial t = 0$) Feldlösung basierenden, Betrachtung ist, dass auf der Streifenleitung eine Quasi-TEM-Welle angenommen wird. Dabei ist es möglich, diese mit entsprechenden Vereinfachungen annähernd als TEM-Wellen zu betrachten. Je höher die Frequenz, desto höher ist die Konzentration der Felder innerhalb des Substrates. Das hat zur Folge, dass sich auch die effektive relative Permittivität ε_{eff} erhöht. Beispielhaft folgt nun eine Berechnung der Geometrie einer Microstrip-Antenne mit rechteckigem Patch, welches die Länge L und der Breite W besitzt. Es soll mittels koaxialer Speisung, wobei die Speiseleitung über einen Wellenwiderstand von 50Ω verfügen soll, angeregt werden.

Aus der Anwendung heraus sind folgende Werte gegeben:

$$f = 2,45 \text{ GHz}$$

$$\varepsilon_r = 4,35$$

$$h = 1,55 \text{ mm}$$

Die Länge des Patch-Elementes kann aus Formel (3-30) ermittelt werden, wobei nach [33] anstatt ε_{eff} auch ε_r verwendet werden kann, um ein genaueres Ergebnis zu erzielen.

$$L = \frac{c}{2 \cdot f \cdot \sqrt{\varepsilon_{eff}}} - 2\Delta L \quad (3-30)$$

Die Breite W kann über Formel (3-31) und der Längenkorrekturfaktor ΔL über Formel (3-32) berechnet werden, wobei nach [33] meist angenommen, dass W im Bereich von $1,25 \cdot L$ liegt.

$$W = \frac{c}{2 \cdot f} \cdot \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}} \quad (3-31)$$

$$\Delta L = 0,412 h \cdot \frac{(\varepsilon_{eff} + 0,3) \cdot \left(\frac{W}{h} + 0,264\right)}{(\varepsilon_{eff} - 0,285) \cdot \left(\frac{W}{h} + 0,8\right)} \quad (3-32)$$

Die Berechnungen ergeben:

$$W = 37,4078 \text{ mm}$$

$$\varepsilon_{eff} = 4,0439$$

$$\Delta L = 0,7170 \text{ mm}$$

$$L = 27,9006 \text{ mm}$$

Die Lage des Speisepunktes hat bei koaxialer Speisung Einfluss auf die Fußpunktimpedanz der Antenne. Nach [33] wird angenommen, dass für 50Ω , $y_s = 0$ beträgt und x_s näherungsweise bei $0,15 \cdot L$ liegt. Siehe hierzu auch Abbildung 4-14 auf Seite 45.

3.3.3 Speisearten

Für die Speisung bzw. Anregung des Patch-Elementes gibt es unterschiedliche Methoden. Der einfachste Weg die Antenne zu speisen ist die sogenannte koaxiale Speisung (*pin-fed*). Dabei wird eine koaxiale Leitung von unten durch das Dielektrikum an das Patch geführt. Diese Methode ermöglicht eine einfache Realisierung der angestrebten Impedanz (meist 50Ω) durch die geeignete Wahl des Speisepunktes (x_s, y_s). [23]

Daneben existieren noch andere Speisearten wie die Speisung mittels Streifenleitung, die elektrodynamische Kopplung zur Reduktion parasitärer Abstrahlung und die Aperturkopplung mittels Schlitzen in einer metallisierten Lage innerhalb des Substrates (siehe Abbildung 3-12). Die beiden letztgenannten Arten erfordern ein mehrlagiges Platinendesign und verursachen somit einen erhöhten Fertigungsaufwand und damit einhergehende höhere Fertigungskosten. [23]

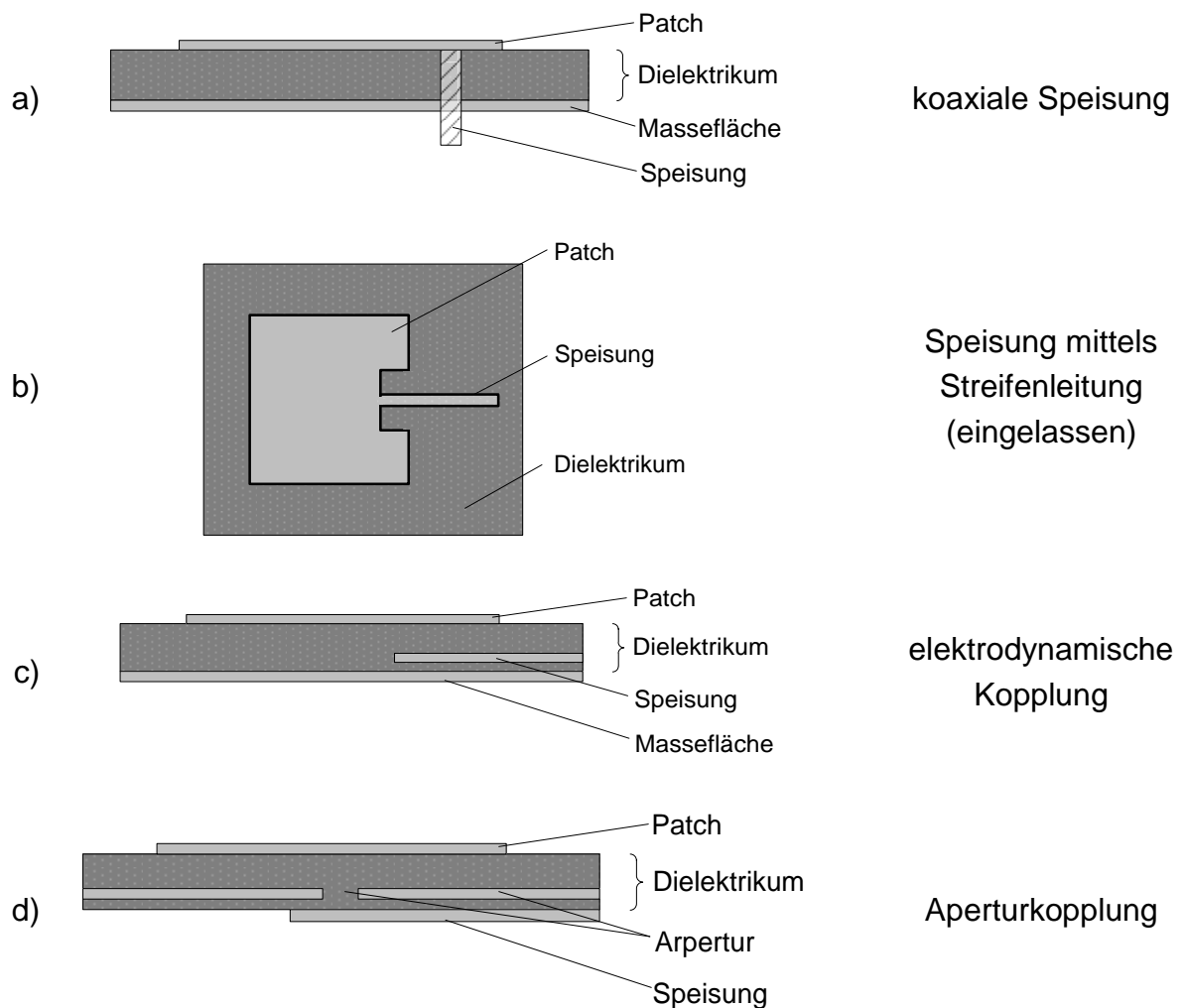


Abbildung 3-12 Speisearten von Patchantennen [23]

3.3.4 Topologien

Die rechteckige Patchantenne (*rectangular patch*) ist neben der runden Patchantenne (*circular patch*) eine der am häufigsten verwendeten Microstrip-Antennen. Runde Patch-Antennen weisen ähnliche Eigenschaften wie Patchantennen in rechteckiger Form auf. Dazu zählen: Antennengewinn, Hauptkeulenposition (*beam position*) und die Effektivität. Unterschiede sind hingegen die schmalere Keulenbreite (*beam width*), die geringere Bandbreite und die geringere physische Größe. Neben diesen beiden Formen gibt es, wie bereits erwähnt zahlreiche andere Bauformen. Einige davon sind in Abbildung 3-13 auf Seite 33 dargestellt. [23]

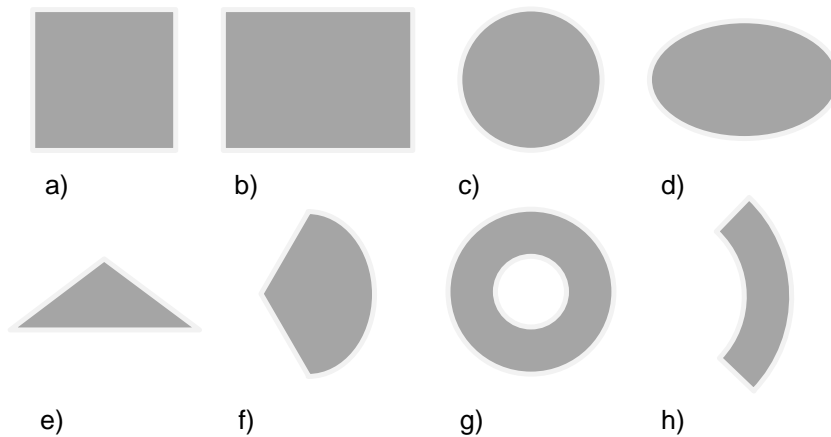


Abbildung 3-13 geometrische Formen von Patch-Antennen
 a) quadratisch b) rechteckig c) rund d) elliptisch e) dreieckig
 f) Kreisabschnitt g) Ring h) Ring-Abschnitt [23]

3.3.5 Materialeigenschaften

Die Auswahl des Materials als Dielektrikum bzw. Substrat hat direkten Einfluss auf die Eigenschaften der Antenne und die Wellenausbreitung, da sich ein hoher Feldanteil innerhalb des Substrates befindet. Besonders günstig sind eine hohe Substratdicke und eine kleine Dielektrizitätszahl, da die Streufelder an den Rändern des Patch-Elements, welche für die eigentliche Abstrahlung verantwortlich sind, zunehmen. Allerdings können bei zu großen Substratdicken Verluste auftreten, indem innerhalb des Materials Wellen angeregt werden.

Material	relative Dielektrizitätszahl ϵ_r	Verlustfaktor $\tan \delta$	Substratdicke	Dicke der Metallisierung
Polytetrafluorethylen (PTFE)	2,1	0,0002	1,5 bis 1,6 mm	35 μm
Glasfaserverstärktes Epoxidharz (FR4)	4,2 bis 4,5	0,015 bis 0,035	1,5 bis 1,6 mm	35 μm
Rogers Duroid 6006	6,15	0,0027	0,635 mm	5 μm
Dupont 951	7,8	0,006	0,1 mm	5 μm
Aluminiumoxyd (Al_2O_3)	9,8	0,0001	0,635 mm	10 μm
Galliumarsenid (GaAs)	12,9	0,0004	0,1 mm	5 μm

Tabelle 3-1 Substratmaterialien [29]

Bei einer koaxialen Speisung erhöht sich überdies die Induktivität des Speisepins. Eine kleine Dielektrizitätszahl hat außerdem zur Folge, dass die Antenne durch das Substrat nur unwesentlich verkürzt wird. Je höher die Dielektrizitätszahl des Substrates, desto kleinere Antennenstrukturen sind realisierbar. Allerdings geht dies mit der Verringerung der Bandbreite einher. [29] Als Substratmaterialien kommen verschiedene Materialien in Frage, diese sind in Tabelle 3-1 auf der vorherigen Seite dargestellt. Glasfaserverstärktes Epoxidharz (FR4) ist ein sehr kostengünstiges, aber auch verlustbehaftetes Material. Eine genaue Dielektrizitätszahl ist durch den Aufbau aus Epoxidharz und Glasfasergewebe nicht möglich. Diese variiert je nach Hersteller und kann auch innerhalb einer Charge durchaus Unterschiede aufweisen. Es wurde daher ein Mittelwert von $\varepsilon_r = 4,35$ für alle Berechnungen angenommen. FR4 ist in seiner Beschaffenheit eher heterogen und daher schwer kalkulierbar. Neben der relativen Dielektrizitätszahl ist auch eine weitere Größe von Bedeutung, um die Materialeigenschaften näher zu beschreiben, der dielektrische Verlustfaktor $\tan \delta$. Befindet sich das Material in einem Wechselfeld, dann ändert sich auch die Polarisierung im Werkstoff, das hat die Folge, dass dem elektrischen Wechselfeld Energie entzogen wird. Innerhalb des dielektrischen Materials wird diese Energie in Wärme umgesetzt. [34] Bei einem verlustbehafteten (realen) Dielektrikum erfolgt die Aufteilung des durch das Dielektrikum fließenden Gesamtstromes I in einen kapazitiven Stromanteil I_C und einen Wirkanteil I_R . Der Buchstabe δ stellt dabei den Verlustwinkel zwischen dem kapazitiven Stromanteil I_C und dem Gesamtstrom I dar. Der Verlustfaktor ist gleich dem Tangens des Verlustwinkels. Es gilt:

$$\tan \delta = \frac{I_R}{I_C} \quad (3-33)$$

Mit Hilfe des Cole-Cole Diagramms ist es möglich die komplexe relative Dielektrizitätszahl $\underline{\varepsilon}_r$ als Ortskurve in der komplexen Ebene, in Abhängigkeit der Frequenz darzustellen. Der Realanteil (ε') wird auf der Abszisse und die dielektrischen Verluste (ε'') auf der Ordinate aufgetragen. [21] Dabei gilt:

$$\underline{\varepsilon}_r = \varepsilon' - j\varepsilon'' \quad (3-34)$$

Mit Hilfe der Debye-Beziehung (siehe Formel (3-34)) lässt sich die resultierende Dielektrizitätszahl bei einer bestimmten Frequenz ermitteln:

$$\underline{\varepsilon}_r = \varepsilon_\infty + \frac{\varepsilon_s - \varepsilon_\infty}{1 + (j\omega\tau)^\alpha} \quad (3-35)$$

ε_∞ ist dabei die relative Dielektrizitätszahl bei einer sehr hohen Frequenz. ε_s hingegen stellt die statische relative Dielektrizitätszahl bei $f = 0 \text{ Hz}$ dar. Die Relaxationszeitkonstante τ beschreibt den Übergang über Relaxationsprozesse in den Grund- bzw. Gleichgewichtszustand des betrachteten Systems. Der Cole Exponent α ist eine materialabhängige Größe. [21]

4. Entwicklung und Optimierung der Telemetrieinheit

4.1 Lösungsansatz

In diesem Abschnitt werden die Lösung der Aufgabenstellung dieser Diplomarbeit und der Weg bis zu diesem Punkt erläutert. Dabei wird unter anderem der Lösungsansatz vorgestellt, es wird eine, den speziellen Anforderungen entsprechende Antennentopologie mittels Simulation entwickelt und es werden entsprechende Messungen zu Verifizierung der simulierten Ergebnisse und zum Vergleich mit anderen Antennen ermittelt.

Eine Telemetrieinheit ist ein technisches System zur Übertragung von Messwerten, zu einer räumlich entfernten Stelle. In diesem Falle werden die Werte von Sensoren aufgenommen, welche sich auf bewegten Objekten befinden, und an feststehende Basisstationen übertragen.

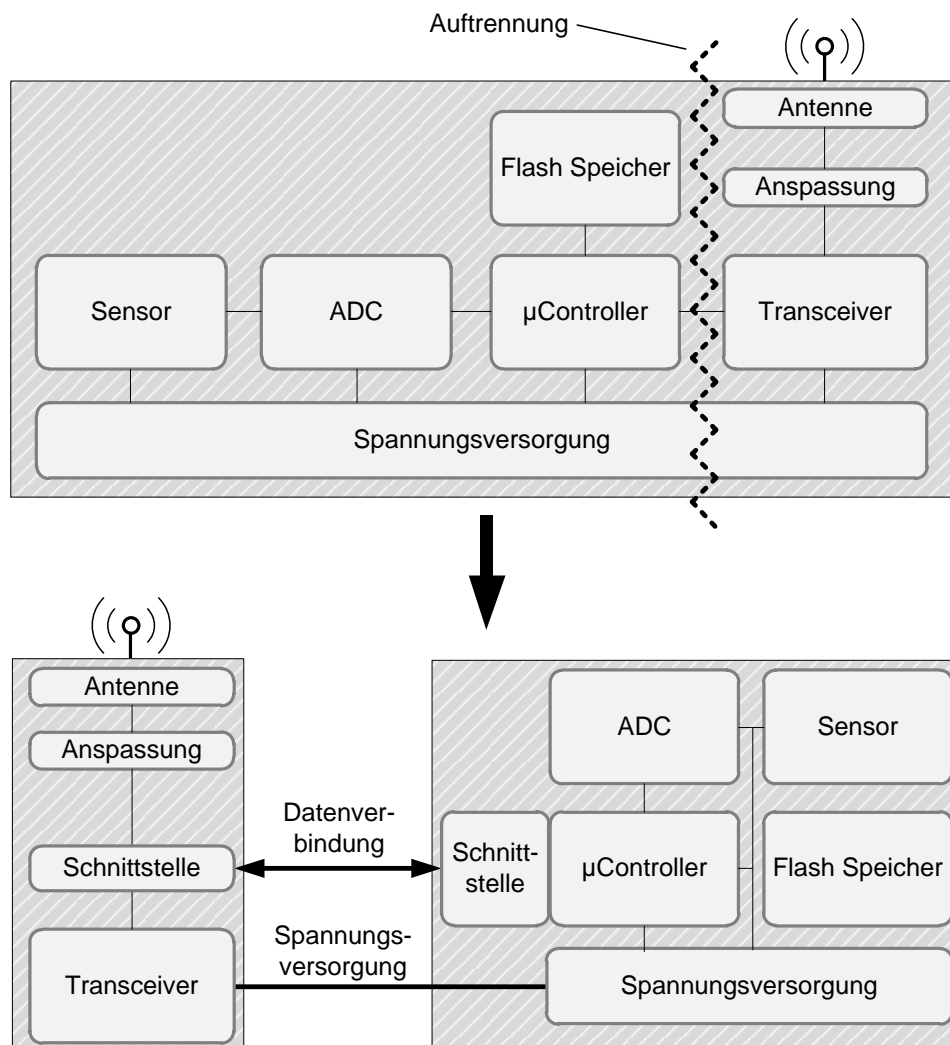


Abbildung 4-1 Blockschaltbild Prinzip der Dezentralisierung

Von dieser Empfangsstelle aus werden die Messwerte an den entsprechenden PC weitergegeben. Um die Sende- und Empfangseigenschaften des smartwatch Systems sensorseitig zu optimieren, wurde der Ansatz der Dezentralisierung der Sende- und Empfangseinheit sowie deren zugehörige Elemente gewählt, um diese besser positionieren zu können. Die Folge ist eine Steigerung der Verbindungsqualität und eine damit verbundene erhöhte Energieeffizienz. Bei der Positionierung der Einheit sollte darauf geachtet werden, dass sich zwischen der Telemetrieinheit und der Basisstation möglichst keine störenden Objekte befinden. Dieses Prinzip wird in Abbildung 4-1 auf der vorhergehenden Seite dargestellt.

Die Auftrennung des bestehenden Systems erfolgt hierbei an der Datenschnittstelle zwischen Transceiver-Chip und Mikrocontroller. Es entstehen zwei räumlich voneinander getrennte Systeme. Die Datenverbindung kann durch eine Datenleitung entsprechend der Schnittstelle erfolgen. Je nach verwendetem Transceiver-Chip kann diese Schnittstelle mittels SPI, I²C oder USB realisiert werden. Somit kann die Telemetrieinheit auch für andere Systeme verwendet werden. Dieser Lösungsansatz hat den Vorteil, dass die gesamten Elemente, die zum Senden und Empfangen benötigt werden, individuell positioniert werden können. Die Limitierung der Entfernung stellt hierbei die Länge des Datenkabels dar. Diese Länge ist wiederum abhängig von der verwendeten Schnittstelle, der damit verbundenen maximalen Leitungslänge und der Position der Sensorplatine. Im Detail bedeutet dies, dass sich der Transceiver, mit dem benötigten Oszillator und der Anpassungsschaltung auf einer Platine befindet (siehe Abbildung 4-2).

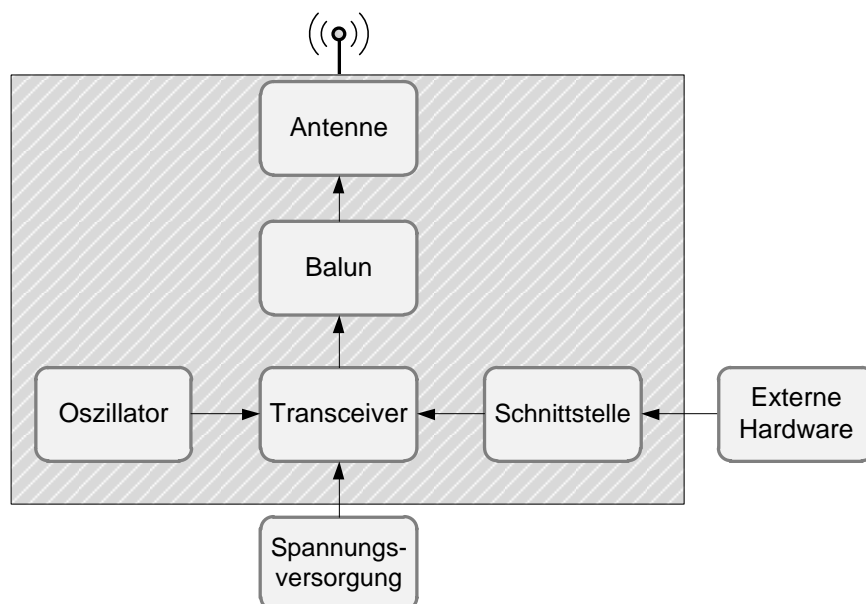


Abbildung 4-2 Blockschaltbild der dezentralisierten Telemetrieinheit im Detail

Die Antenne kann sich entweder auch auf dieser Platine befinden, oder wird auf einer separaten Platine implementiert. In beiden Fällen befindet sich die Antenne aber definitiv innerhalb des gleichen Gehäuses.

Diese Telemetrieinheit kann entweder aus einem zugekauften Sende- und Empfangssystem (siehe Abbildung 4-3 a) bestehen, oder es werden, die während der Prototypenentwicklung (siehe Abschnitt 4.2.7) entworfenen Schaltpläne und Layouts, mit entsprechender Bestückung verwendet. Wenn nicht auf das Antennen-Design des zugekauften Moduls zurückgegriffen werden soll, besteht die Möglichkeit über einen koaxialen SMT (*surface mounting technology*) Connector (siehe Abbildung 4-3 b), der nach der Anpassungsschaltung angebracht wird, eine externe Antenne anzuschließen. Zu diesem Lösungsansatz gehört ebenfalls eine Entwicklung eines eigenen Antennendesigns, welches an die Bedingungen, die mit der Applikation einhergehen, angepasst ist. In den nachstehenden Abschnitten wird dieser Prozess näher erläutert.

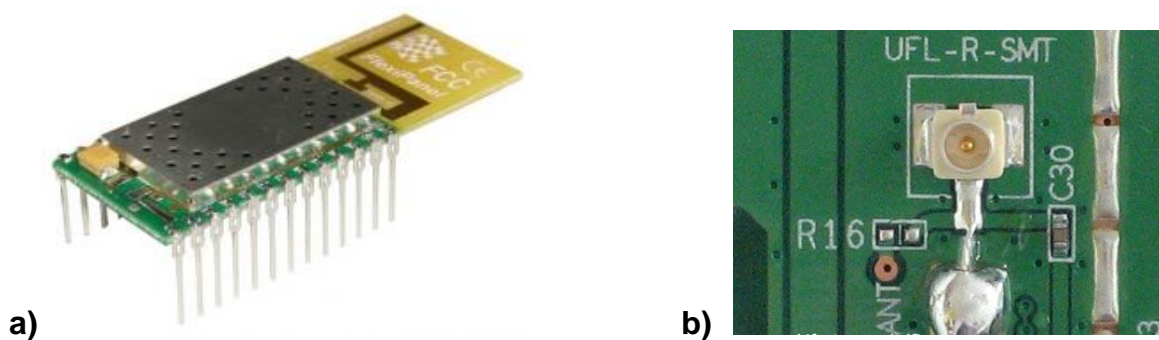


Abbildung 4-3 a) Pixie 2.4GHz Zigbee Transceiver Modul [35]

b) aufgelöteter koaxialer SMT Connector [36]

4.2 Antennen- und Prototypenentwicklung

4.2.1 Anforderungsanalyse

Aus der Anwendung heraus ergeben sich für das Antennendesign spezielle Anforderungen. Zur Vorauswahl der passenden Antennen müssen Kriterien herangezogen werden, die dem spezifischen Anwendungsfall und der Zielstellung entsprechen. Da sich die Telemetrieinheit auf einem "biologischen Objekt", wie beispielsweise einem Nutztier befindet, werden vor allem Antennentopologien bevorzugt, deren Design eine Massefläche auf der Rück- bzw. Unterseite der Platine vorsieht. Diese Massefläche bietet zum einen den Vorteil, dass die Antenne vom Körper des "Objektes" abgeschirmt ist, dementsprechend die Belastung für das Tier geringer wird, zum anderen aber auch, dass ein Großteil der abgestrahlten Leistung der Antenne, aufgrund ihrer Funktionsweise in den entgegengesetzten Halbraum abgestrahlt wird. Denn je nachdem wie die Antennentopologie beschaffen ist, fällt der Anteil der Strahlung, die vom Körper absorbiert, wird unterschiedlich groß aus. Dieser Anteil wird durch die spezifische Absorptionsrate (SAR) ausgedrückt. Je höher der SAR-Wert, desto größer ist Strahlung, die vom Körper aufgenommen wird. Die Folge der Abschirmung, die durch die Massefläche erreicht wird, ist folglich eine Reduzierung der SAR. Eine Erhöhung des Abstandes des Transceiver Moduls zum Objekt beeinflusst diesen Wert zusätzlich.

Weitere Anforderungen an die Antenne ergeben sich aus der Verwendung des IEEE 802.15.4 Standards. Dazu muss die Antenne eine Mittenfrequenz von ca. 2,45 GHz und eine Bandbreite von mindestens 83,5 MHz aufweisen. Die obere und untere Bandgrenze liegt jeweils bei -10 dB Rückflusdämpfung, dies entspricht einer VSWR von 1:2. Dies wird in der gängigen Literatur und darum auch in dieser Arbeit als Richtwert verwendet. Die Fertigung sollte preiswert und das Design möglichst kompakt sein. Die Fußpunktimpedanz der Antenne ist von dem verwendeten ZigBee Transceiver Chip bzw. der verwendeten Anpassungsschaltung abhängig. Meist beträgt die Fußpunktimpedanz 50Ω . Weiterhin ist eine lineare Polarisierung vorteilhaft, da die Empfangsantennen ebenfalls linear polarisiert sind. Um die Antenne bzw. die Telemetrieinheit vor Beschädigungen zu schützen, ist es ebenfalls notwendig, die Komponenten innerhalb eines stabilen Gehäuses unterzubringen. Das Material sollte dabei nicht elektrisch leitend sein, da sonst die elektromagnetische Strahlung nicht nach außen treten kann. Diese Anforderungen definieren die Parameter, nachdem die Antenne bewertet wird:

- Resonanzfrequenz
- minimale Rückflusdämpfung
- Bandbreite bei -10 dB
- Gewinn

4.2.2 Elektromagnetische Simulation

Das Erstellen einer geeigneten Antennenstruktur kann mit Hilfe einer Simulation erleichtert und beschleunigt werden. Das Finden einer schnellen Lösung ist somit ohne einen hohen Fertigungsaufwand möglich. Es ist allerdings nicht möglich alle realen Bedingungen und Toleranzen in der Fertigung und von den verwendeten Bauteilen, zur Speisung beispielsweise, zu betrachten. Ziel der Simulation ist die Entwicklung einer Antennentopologie für den spezifischen Anwendungszweck dieser Arbeit. Dabei wird untersucht, welche Auswirkungen ein, in der unmittelbaren Nähe, befindliches „biologisches Objekt“ auf die relevanten Antennenparameter hat. Ebenso erfolgt eine Untersuchung der Beeinflussung durch das Vorhandensein eines Gehäuses. Für die Simulation dieser Anordnung wird die Simulationssoftware FEKO (siehe Abbildung 4-4) genutzt.



Abbildung 4-4 FEKO Logo [37]

FEKO kann verwendet werden, um die Abstrahlcharakteristik, die Impedanz und den Gewinn einer Antenne auf einer definierten Geometrie zu berechnen. Darüber hinaus kann die Entkopplung oder gegenseitige Beeinflussung, mehrerer Antennen, welche sich in einem Antennenverbund (Antennen-Array) befinden, ermittelt werden. Die Nah- und Fernfeldverteilung, sowie die elektrischen Ströme, die über eine Antenne oder die umliegende Struktur fließen, können ebenfalls visualisiert werden. In Abhängigkeit der Komplexität einer Problemstellung können verschiedene Verfahren genutzt werden, um eine möglichst genaue Lösung zu realisieren. In dieser Arbeit wird die Berechnung auf Basis der MOM (*method of moments*), bei der eine Diskretisierung von Ladung bzw. Strom erfolgt und der FEM (*finite element method*), mit deren Hilfe eine Raumunterteilung in Elemente vorgenommen wird, realisiert. Abbildung 4-5 (auf der folgenden Seite) zeigt die allgemeinen Simulationsschritte. Gemäß diesem Ablauf findet im Preprocessing die geometrische Umsetzung einer Antenne mittels CADFEKO oder EDITFEKO statt. Anschließend muss die geometrische Umsetzung der unmittelbaren Umgebung, welche die Eigenschaften der Antenne direkt oder indirekt beeinflusst modelliert werden. Dazu kann ebenfalls CADFEKO bzw. EDITFEKO genutzt werden. Es besteht aber auch die Möglichkeit, eine bereits erstellte Geometrie, von externen Programmen zu importieren. Danach erfolgen die Vernetzung der gesamten geometrischen Anordnung und die Festlegung der Parameter für die Lösung.

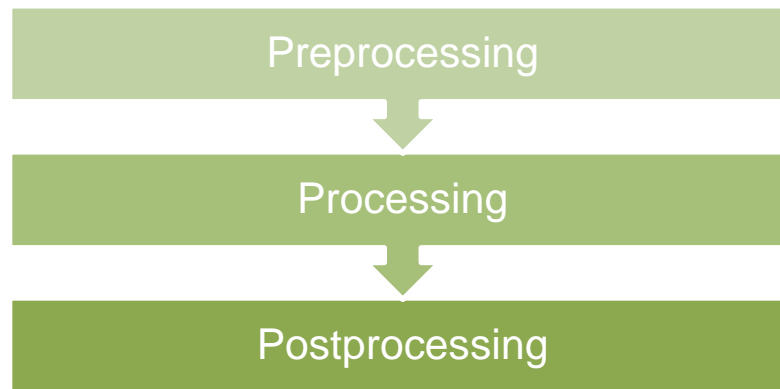


Abbildung 4-5 Simulationsschritte [37]

Zum Processing gehört die eigentliche Ausführung des FEKO Solvers. Im Postprocessing (POSTFEKO) kann eine Auswertung und Interpretation der Ergebnisse vorgenommen werden. Außer den genannten Punkten ist es überdies möglich mit OPTFEKO die optimale Größe des jeweiligen Parameters, in Abhängigkeit spezifischer Ziele, zu finden. Beispiele dazu können Abbildung A 15 bis Abbildung A 21 im Anhang entnommen werden.

4.2.3 Erster Entwicklungsschritt

Anhand der Anforderungsanalyse fällt die Wahl der geeigneten Antennenstruktur auf die in Abschnitt 3.3 vorgestellten Microstrip Antennen. Weiterhin ist ein kompaktes Design gefordert worden, was die Auswahl Art der Speisung einschränkt. Die in Abbildung 4-6 gezeigten Antennen, sowie deren Äquivalente mit runden Antennenelementen haben allerdings den großen Nachteil, dass die geometrischen Abmessungen durch die Art der Speisung mit einer Microstreifenleitung bzw. „eingelassener“ Speisung verhältnismäßig groß ausfallen.

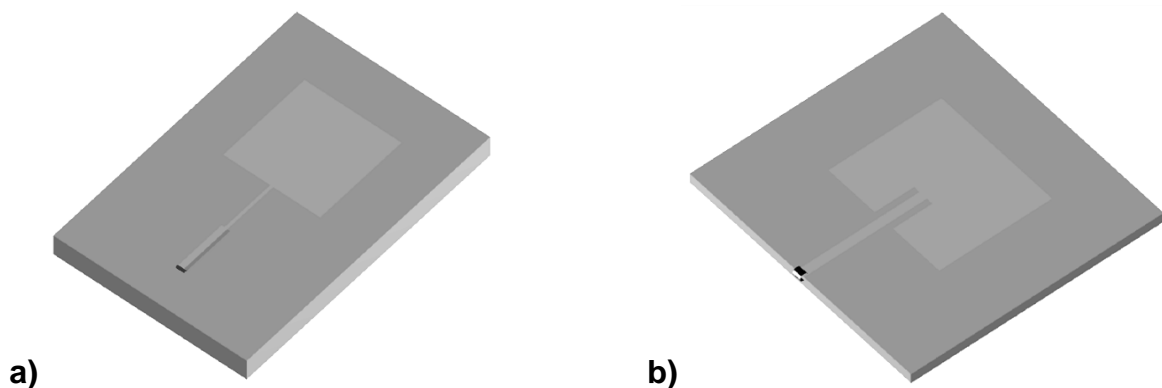


Abbildung 4-6 rechteckiges Patch a) mit Speisung durch eine Microstreifenleitung (edge fed) b) mit „eingelassener“ Speisung (inset fed) [38]

Eine Reduzierung der Ausdehnungen kann durch eine andere Art der Speisung (siehe hierzu auch Abschnitt 3.3.3) der Patch-Antenne erreicht werden. Hierbei empfiehlt sich die sogenannte „*pin-fed*“, oder auch koaxiale Speisung, da diese keine zusätzlichen Streifenleitungen zur Erregung der Antenne bzw. Anpassung benötigt. Die Speisung erfolgt mittels einer Durchkontaktierung ausgehend von der Unterseite.

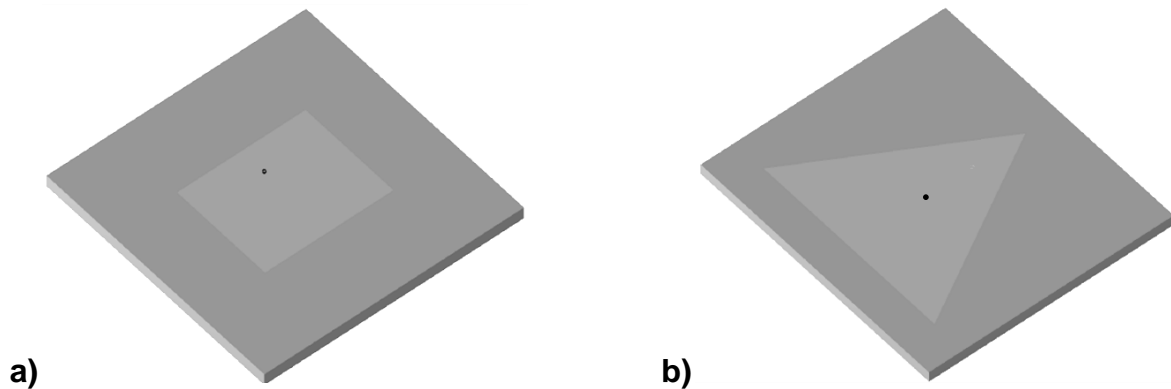


Abbildung 4-7 a) rechteckiges- b) dreieckiges Patch-Element mit koaxialer Speisung [38]

Auch bei der koaxialen Speisung kann die eigentliche Patch-Antenne verschiedene geometrische Formen annehmen, wie in aus Abbildung 4-7 ersichtlich wird. Die Eigenschaften dieser unterschiedlichen Formen sind ähnlich, daher bietet sich das in Abbildung 4-8 dargestellte runde Patch an. Der Vorteil der runden Form ist, dass der physische Platzbedarf, im Vergleich zu der rechteckigen bzw. dreieckigen Form geringer ausfällt.

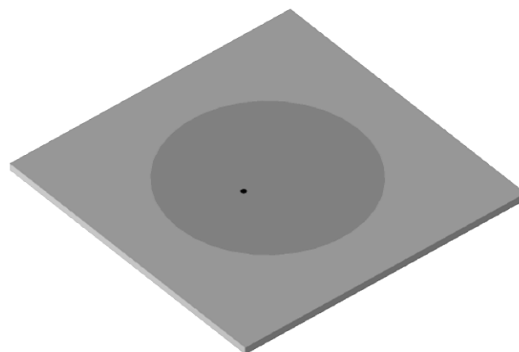
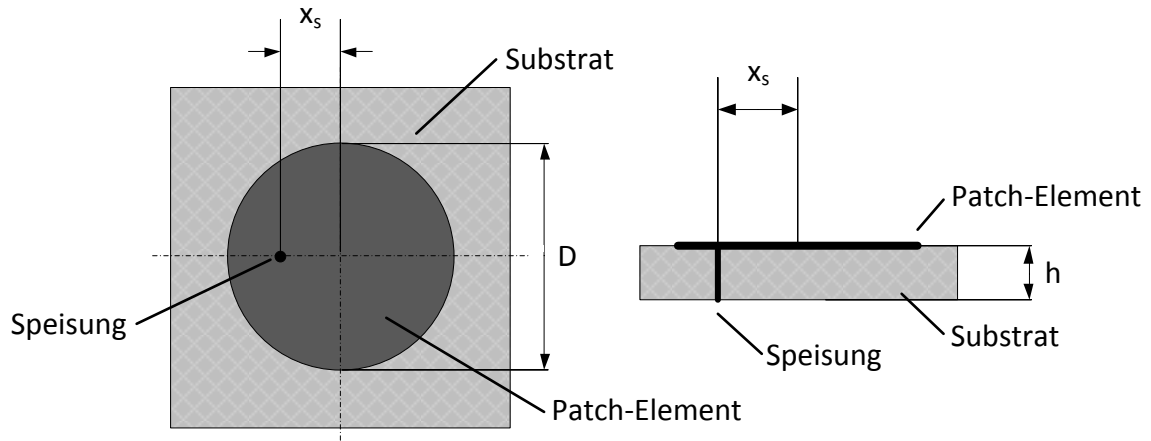


Abbildung 4-8 rundes Patch-Element mit koaxialer Speisung [38]

Da die Berechnungen zur Ermittlung der geometrischen Beschaffenheit der Microstrip-Antenne mit rundem Patch-Element nicht hinreichend genau waren, wurde die simulationsinterne Möglichkeit (OPTFEKO) genutzt, um die Parameter in Abhängigkeit der gewünschten Größen zu optimieren. Dazu wurden Bandgrenzen gemäß Abbildung A 15 (siehe Anhang) definiert.

Außerdem wurde der Abstand des Speisepunktes x_s , mittels Optimierung, auf eine Impedanz mit dem realen Anteil von 50Ω hin angepasst (siehe Abbildung A 19 im Anhang). Der imaginäre Anteil wurde so gewählt, dass er möglichst klein ist. Folgende Geometrie wurde dabei ermittelt:



**Abbildung 4-9 geometrische Gegebenheiten – rundes Patch
links Draufsicht – rechts Profilansicht**

Aus den gegebenen Parameter in Tabelle 4-1 ergeben sich aus der Optimierungsprozedur die geometrischen Gegebenheiten gemäß Tabelle 4-2.

Parameter	Wert
Resonanzfrequenz	$f_r = 2,45 \text{ GHz}$
Dielektrizitätszahl (FR4)	$\epsilon_r = 4,35$
Verlustwinkel (FR4)	$\tan \delta = 0,014$
Substratdicke	$h = 1,55 \text{ mm}$

Tabelle 4-1 gegebene Parameter - rundes Patchelement

Parameter	Wert
Patch-Durchmesser	$D = 33,61 \text{ mm}$
Abstand Speisepunkt	$x_s = 5,14 \text{ mm}$

Tabelle 4-2 ermittelte Parameter - rundes Patchelement

Mit den optimierten Werten wurden anschließend die geometrischen Gegebenheiten der Antennentopologie modelliert. Im Zuge der Untersuchungen wurde außerdem die Abhängigkeit der Frequenz der Antenne vom Patchdurchmesser analysiert. Die Werte wurden mit Hilfe der EM Simulation ermittelt. Mit steigender Frequenz sinkt der Durchmesser des Patches. Abbildung 4-10 veranschaulicht dies.

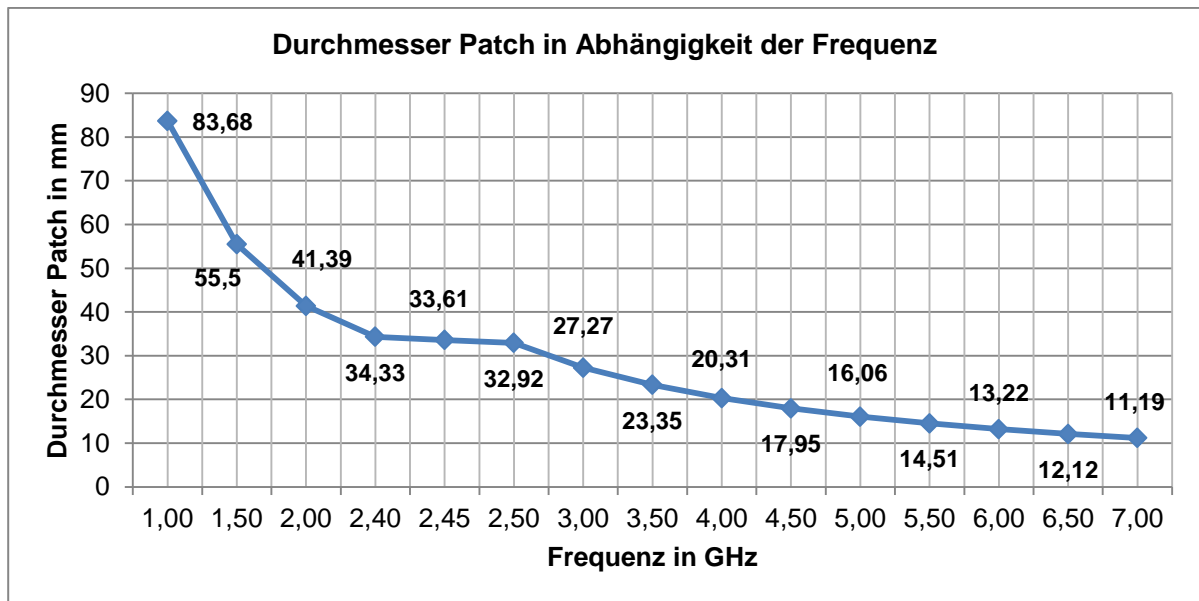
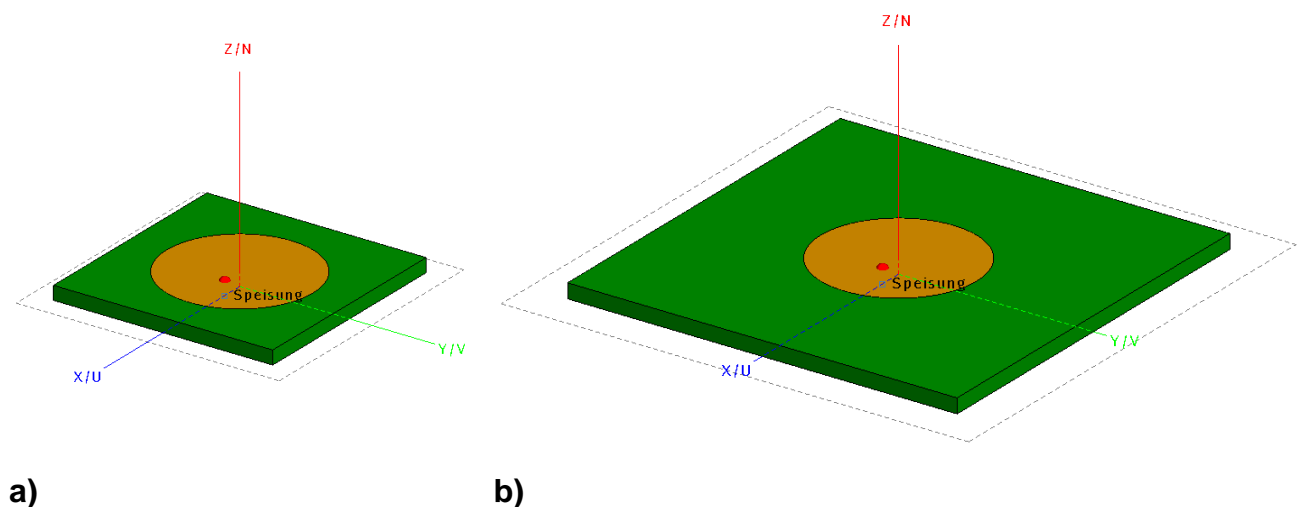


Abbildung 4-10 Durchmesser Patch in Abhängigkeit der Frequenz

Anschließend wurde die Substratfläche in Abhängigkeit des Patch-Durchmessers variiert. Abbildung 4-11 a) zeigt dies mit 1,5-facher Substratfläche und b) zeigt die Anordnung mit 2,5-facher Substratfläche. Bei 2,45 GHz beträgt der Patch-Durchmesser 33,61 mm. Die Substratfläche beträgt demnach bei 1,5-fach: 50,42 mm und bei 2,5-fach: 84,03 mm. Zur Eignung der Antennen wurde die Rückflussdämpfung der Anordnung herangezogen.

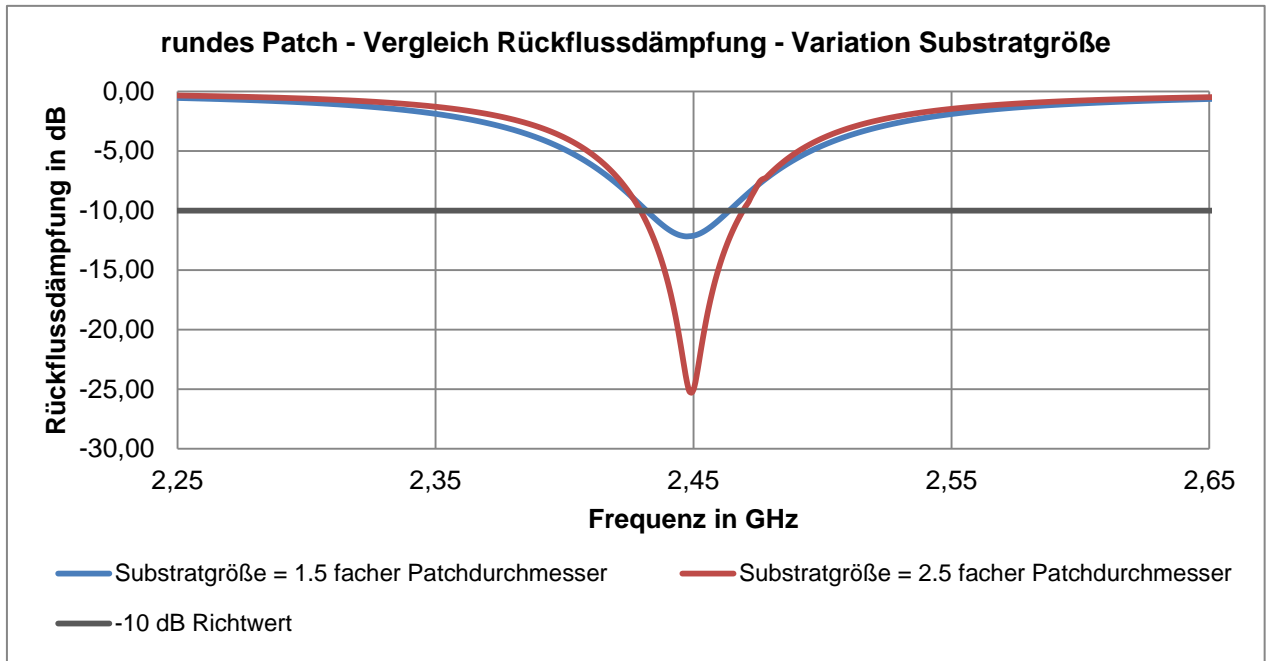


a)

b)

Abbildung 4-11 rundes Patch-Element mit koaxialer Speisung
via Simulation erstellte Geometrie a) 1,5 fache Substratfläche b) 2,5 fache Substratfläche

Wie sich in der Simulation zeigte (siehe Abbildung 4-12) sind die beiden runden Patchelemente durch ihre geringe Bandbreite nicht für die Anwendung als ZigBee Antenne geeignet. Die Bandbreite bei -10 dB Rückflusdämpfung beträgt 32,11 MHz respektive 39,77 MHz (siehe Tabelle 4-3).



**Abbildung 4-12 rundes Patch - Vergleich Rückflusdämpfung
Variation der Substratfläche**

Substratfläche als Vielfaches des Patchdurchmessers	Bandbreite bei -10 dB in MHz	minimale Rückflusdämpfung in dB
1,5 fach	32,11	-12,17
2,5 fach	39,77	-25,39

Tabelle 4-3 Simulationsergebnisse Variation der Substratfläche - rundes Patch

Bei Verringerung der Größe der Massefläche wurde außerdem festgestellt, dass die Rückflusdämpfung größer ist, das bedeutet, es wird mehr Leistung reflektiert als bei der größeren Massefläche. In beiden Fällen ist die Bandbreite geringer als erwartet, denn sie weicht erheblich von den geforderten 83,5 MHz ab. Daraus folgend ist es erforderlich, die Bandbreite mit geeigneten Maßnahmen zu erhöhen.

4.2.4 Zweiter Entwicklungsschritt

Gegenüber einem rechteckigen- weist ein rundes Patch-Element eine geringere Bandbreite auf. [23] Daher wurde im nächsten Schritt eine Microstrip Antenne mit einem rechteckigen Patch-Element modelliert und die entsprechenden geometrischen Parameter erneut mittels OPTFEKO errechnet. Microstrip Antennen weisen im Allgemeinen eine geringe Bandbreite auf. Es existieren allerdings Möglichkeiten, um diese zu erhöhen. Die erste Strategie, die Bandbreite eines rechteckigen Patches zu erhöhen, besteht darin, die Dicke des Substrates zu erhöhen. Mögliche Dicken von Substratmaterialien, so wie diese von Leiterplattenherstellern angeboten werden, sind 1,55 mm, 2,4 mm und 3,2 mm. Die Berechnung in 3.3.2 ergaben keine hinreichend genauen Ergebnisse, daher wurde auch eine Optimierung mit OPTFEKO durchgeführt.

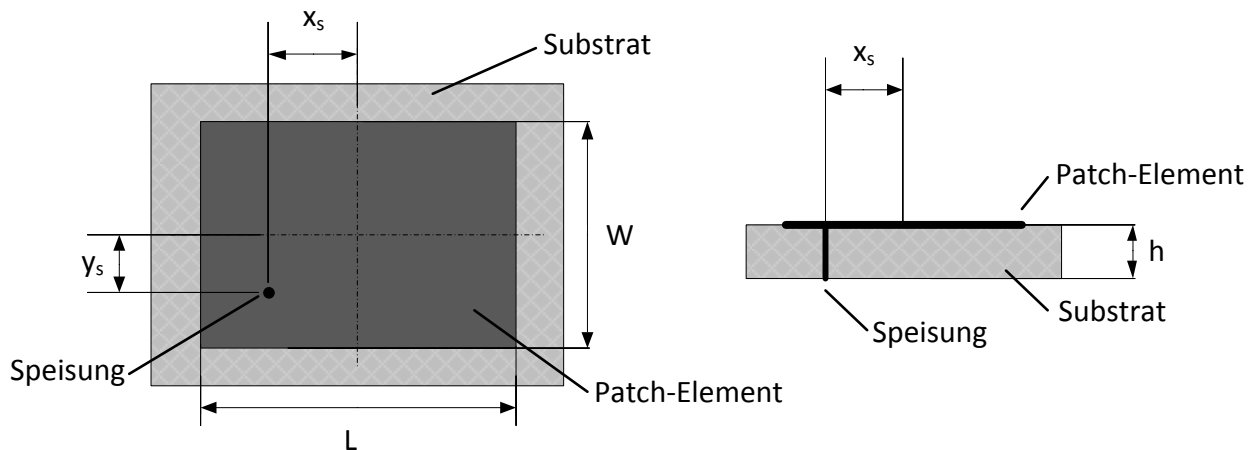


Abbildung 4-13 geometrische Gegebenheiten – rechteckiges Patch
links Draufsicht – rechts Profilsicht

Der Abbildung 4-13 entsprechend wurde die Topologie im EM-Simulationsprogramm umgesetzt. Diese wird in Abbildung 4-14 dargestellt. Mit Hilfe der Optimierung wurden die relevanten Größen auf die gewünschten Zielparameter hin berechnet. Die Ergebnisse dafür sind Tabelle 4-4 auf der kommenden Seite zu entnehmen.

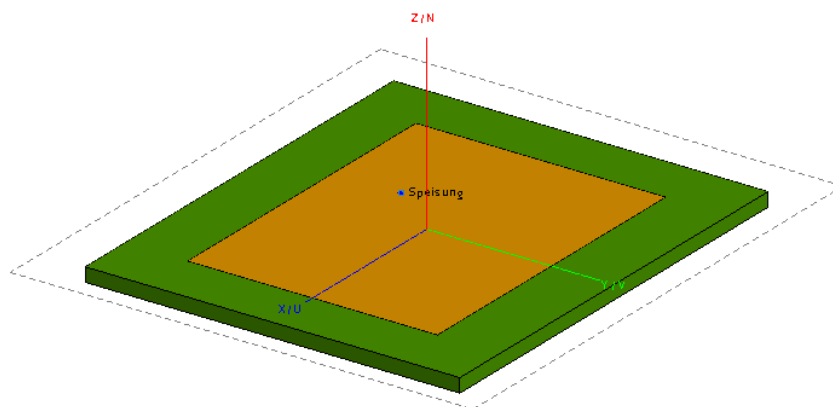
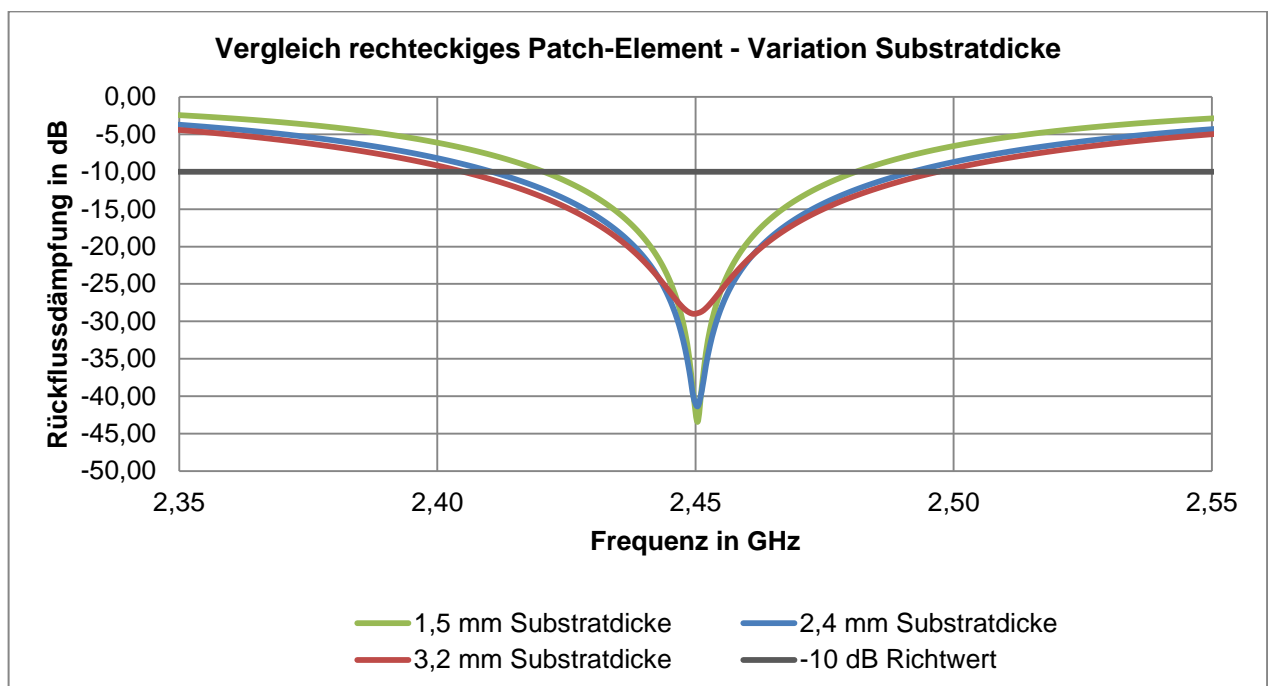


Abbildung 4-14 rechteckiges Patch-Element mit koaxialer Speisung
- via Simulation erstellte Geometrie

Parameter	Wert
Patch Länge	$L = 35,00 \text{ mm}$
Patch Breite	$W = 26,80 \text{ mm}$
Speisepunkt x	$x_s = 4,88 \text{ mm}$
Speisepunkt y	$y_s = 6,19 \text{ mm}$

Tabelle 4-4 ermittelte Parameter - rechteckiges Patchelement

Wie Abbildung 4-15 entnommen werden kann, steigt die Bandbreite mit der Dicke des Substrates. Allerdings leidet darunter die Anpassung bei der koaxialen Speisung, da die Induktivität erhöht wird, dies kann allerdings behoben werden durch eine Optimierung der Lage des Speisepunktes, mittels Simulationssoftware. Antennen auf dünnen Substraten haben hohe Kupferverluste, während dickere Substrate und Substrate mit höherer Dielektrizitätszahl höhere dielektrische Verluste aufweisen. [23]



**Abbildung 4-15 Vergleich rechteckiges Patch-Element
Variation Substratdicke**

Bei einer Substratdicke von 3,2 mm ist eine genügend große Bandbreite von 91,49 MHz (siehe Tabelle 4-5 auf der nachfolgenden Seite) vorhanden. Diese Topologie wäre folglich für die Anwendung als ZigBee Antenne geeignet.

Die Lage des Speisepunktes musste, wie bereits erwähnt, bei jeder Substratdicke angepasst werden, um die Impedanz von 50Ω zu gewährleisten. Platinen mit einer Dicke von 3,2 mm sind allerdings unverhältnismäßig teurer, als Platinen mit 1,55 mm, da die größere Dicke ein Sondermaß darstellt. Die Kosten vervielfachen sich dadurch sehr schnell und die Lösung ist so nicht mehr wirtschaftlich. Es wird eine kosteneffizientere Lösung angestrebt, daher muss eine andere Strategie zur Bandbreitenvergrößerung angewendet werden.

Substratdicke h in mm	Bandbreite bei -10 dB in MHz
1,55	52,93
2,40	69,69
3,20	91,49

Tabelle 4-5 Simulationsergebnisse rechteckiges Patch-Element Variation Substratdicke

4.2.5 Dritter Entwicklungsschritt

Eine weitere Strategie, eine Vergrößerung der Bandbreite herbeizuführen, liegt darin den Oberflächenströmen einen anderen Pfad aufzuzwingen. Wie in Abbildung 4-16 ersichtlich, kann mit geometrischen Änderungen eben dieser Effekt erreicht werden. Diese Art der Antenne wird aufgrund ihrer Form im Englischen auch als "*bowtie shaped antenna*" bezeichnet. Durch diese Aussparungen entsteht, neben der bereits existierenden Mittenfrequenz der jeweiligen Grundform des Patch-Elementes, noch eine weitere Resonanzfrequenz. Durch die geeignete Wahl der Größe der Einsparungen kann die neu entstandene Frequenz soweit an die vorhandene „heran geschoben“ werden, bis daraus ein gemeinsamer Frequenzbereich entsteht. Der neu entstandene Frequenzbereich weist damit eine größere nutzbare Bandbreite auf, als die der Grundform.

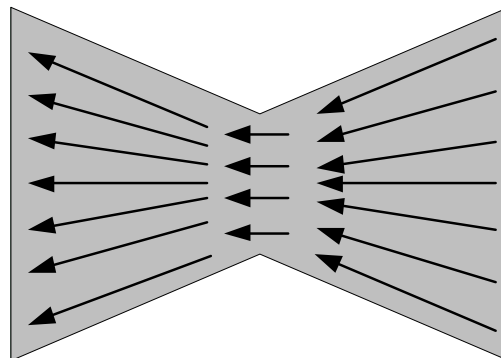


Abbildung 4-16 Prinzip der Strompfadänderung

Dieses Prinzip wurde auf ein quadratisches Patch (Abmessungen ermittelt mit OPTFEKO) übertragen, im Weiteren als "Microstrip-Antenne mit quadratischem Patch mit Aussparungen" bzw. kurz MQPA bezeichnet (siehe Abbildung 4-17).

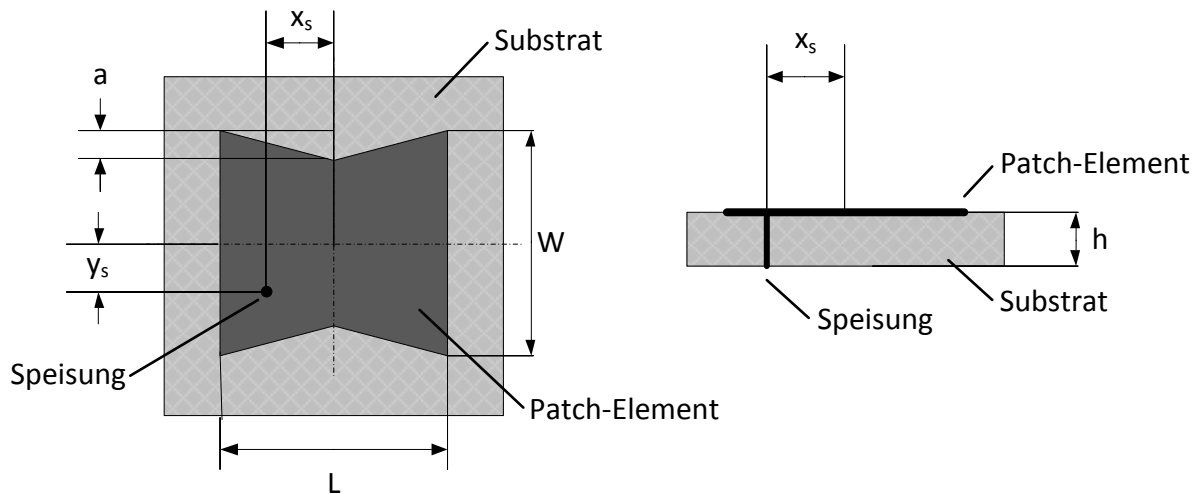


Abbildung 4-17 geometrische Gegebenheiten – quadratisches Patch mit Aussparungen -links Draufsicht – rechts Profilansicht

Gemäß [39] wurde im ersten Schritt eine Microstrip Antenne mit quadratischem Patch-Element (siehe Abbildung 4-18 a), mittels Simulationsprogramm entworfen. Die Breite W entspricht dabei dem Wert der Antenne mit rechteckigem Element ($W = 26,80 \text{ mm}$). Die Länge L wurde auf die entsprechende Länge verkürzt ($L = W$).

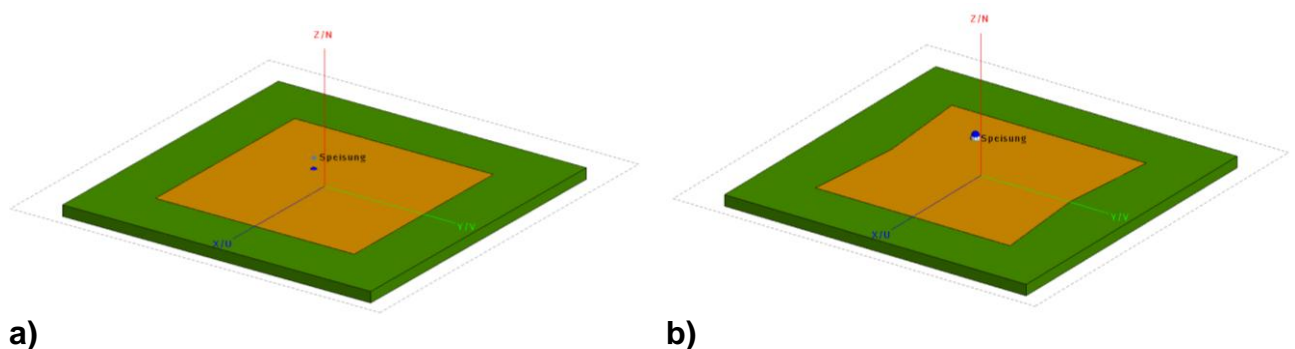


Abbildung 4-18 quadratisches Patch a) ohne- b) mit Aussparungen

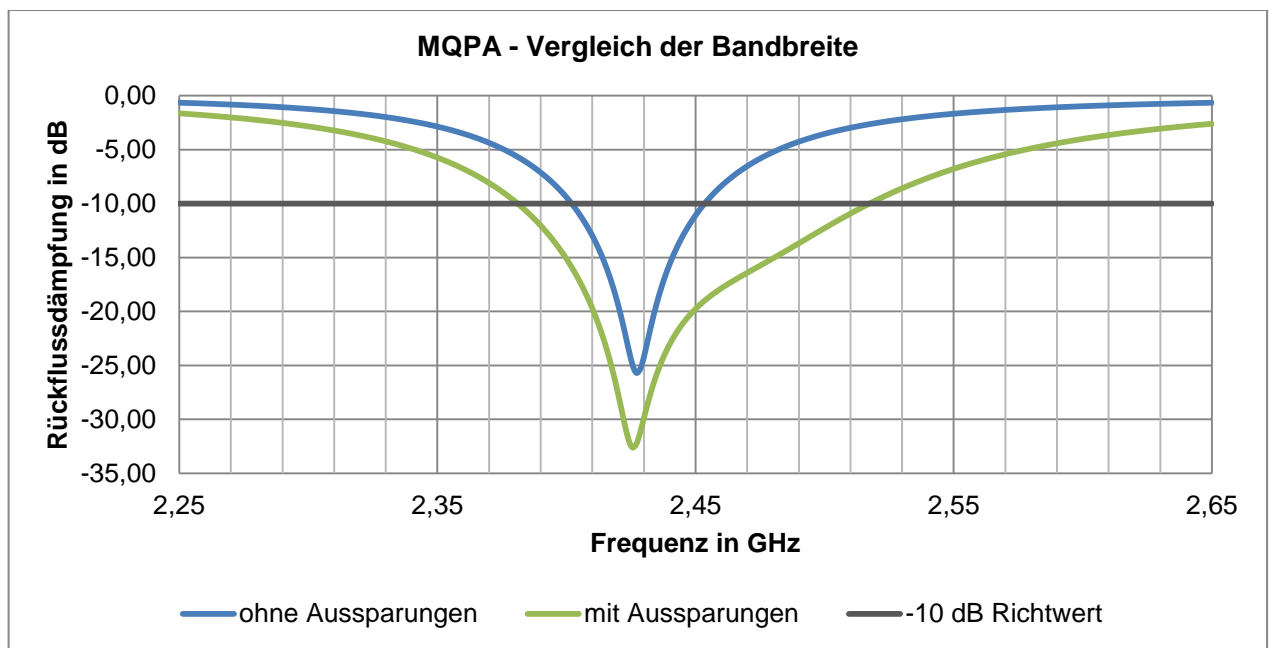
Danach wurde die Lage des Speisepunktes per Optimierung auf 50Ω Fußpunktimpedanz angepasst. Nachdem dies durchgeführt wurde, konnten die Aussparungen, wie in Abbildung 4-18 b) ersichtlich, vorgenommen werden und in einem weiteren Optimierungszyklus auf die gewünschte Größe in Abhängigkeit der Zielfrequenz gebracht werden. Im Nachhinein wurden W und L auf $28,70 \text{ mm}$ erhöht, um die untere Bandgrenze auf einen Wert kleiner als $2,4 \text{ GHz}$ zu verringern, um schließlich über genug Reserven bei einer eventuellen Verstimmung der Antenne zu verfügen.

Alle weiteren Parameter der Antennenanordnung können aus folgender Tabelle entnommen werden:

Parameter	Wert
Patch Länge	$L = 28,70 \text{ mm}$
Patch Breite	$W = 28,70 \text{ mm}$
Speisepunkt x	$x_s = 8,18 \text{ mm}$
Speisepunkt y	$y_s = 6,54 \text{ mm}$
Größe Substratfläche	$1,55 \cdot W = 44,485 \text{ mm}$
Substratdicke	$h = 1,55 \text{ mm}$
Größe der Aussparung	$a = 1,25 \text{ mm}$

Tabelle 4-6 ermittelte Parameter - quadratisches Patchelement mit Aussparungen

Bei einer Untersuchung des Frequenzgangs der Antenne mit quadratischem Patch ohne und mit Aussparungen wurde festgestellt (siehe Abbildung 4-19), dass die Bandbreite mehr als verdoppelt werden konnte, bei gleichzeitiger Reduzierung der minimalen Rückflussdämpfung.



**Abbildung 4-19 quadratisches Patch (mit und ohne Aussparungen)
Vergleich der Bandbreite**

Tabelle 4-7 auf der folgenden Seite kann entnommen werden, dass sich die Bandbreite von ursprünglich 51,50 MHz auf 136,27 MHz erhöht hat, wobei sich die minimale Rückflussdämpfung auf -32,64 dB vermindert hat.

quadratisches Patch	Bandbreite bei -10 dB in MHz	minimale Rückflussdämpfung in dB
mit Aussparung	136,27	-32,64
ohne Aussparung	51,50	-25,72

**Tabelle 4-7 ermittelte Werte - quadratisches Patch (mit und ohne Aussparung)
Vergleich der Bandbreite**

Da die Antenne mit quadratischem Patchelement mit Aussparungen, den Anforderungen, die in Abschnitt 4.2.1 gestellt wurden, wird diese Antennenstruktur ausführlicher untersucht. Die nötigen Simulationsschritte werden näher erläutert und die Stromdichteverteilung bzw. das Prinzip der Bandbreitenerweiterung nachgewiesen. Es wird außerdem der Einfluss der Größe der Aussparung und der Substratfläche sowie der relativen Dielektrizitätszahl aufgezeigt. Die Erstellung des Simulationsmodells umfasst neben der Erstellung der Geometrie ebenso die Festlegung der Vernetzungsdichte des Speisepunktes und der Zielparameter. Bei der Umsetzung der Geometrie wurde ein Quader für das Substrat erstellt und darauf ein quadratisches Patch-Element auf der Oberseite platziert. Von diesem Element wurde auf zwei gegenüberliegenden Seiten jeweils ein Dreieck subtrahiert (siehe Abbildung 4-20 a). Anschließend erfolgte die Erstellung der rückwärtigen Metallisierung und koaxialen Speisung. Die Fußpunktimpedanz dieser wurde mit einem Realanteil von 50Ω definiert. Gekoppelt an die Speisung, wurde zur Anregung eine Spannungsquelle hinzugefügt. Nach der Vereinigung aller geometrischen Bestandteile wurden die Materialeigenschaften für die Metallisierungen (Patch-Element und Massefläche) als Kupfer mit einer Höhe von $32 \mu\text{m}$ und das Substrat (FR4) bestimmt. Die Vernetzung (siehe Abbildung 4-20 b) erfolgte im Hinblick auf ein hinreichend genaues Ergebnis, ohne dabei unnötig lange Rechenzeiten nach sich zu ziehen.

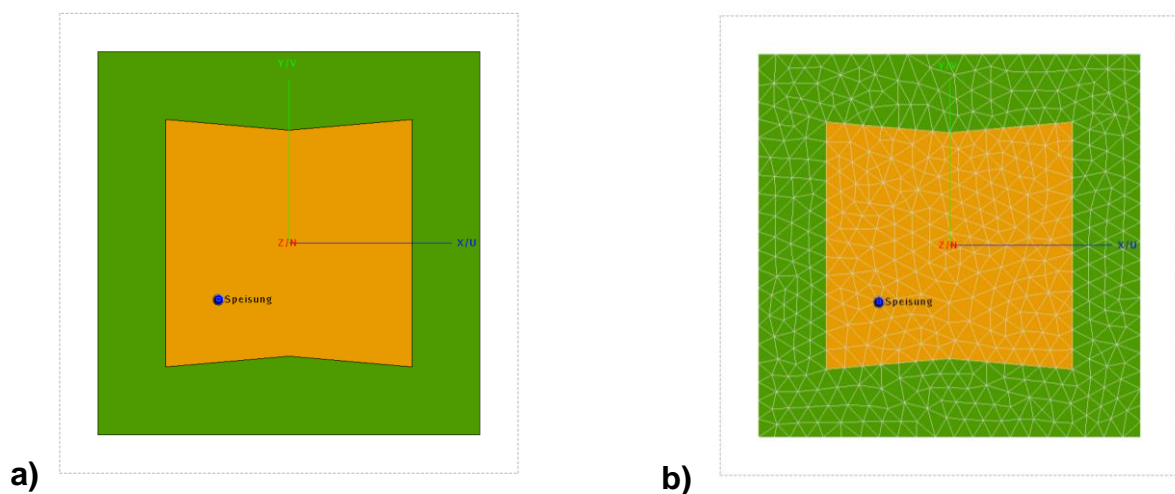


Abbildung 4-20 Simulationsmodell a) ohne b) mit Vernetzung

Hierfür wurden mehrere Vernetzungsfaktoren untersucht und schließlich der Faktor 0,025 verwendet. Nach der Simulationsberechnung erfolgt die Analyse der Ergebnisse im Postprocessing. In Abbildung 4-21 bzw. Abbildung 4-22 wird veranschaulicht, dass die entwickelte Antenne nur in den Halbraum zwischen 270° und 90° abstrahlt, wobei auch ein sehr geringer Teil der abgestrahlten Leistung durch die rückwärtige Metallisierung tritt. Der Antennengewinn beträgt 3,25 dBi bei einem Öffnungswinkel von 98,94°.

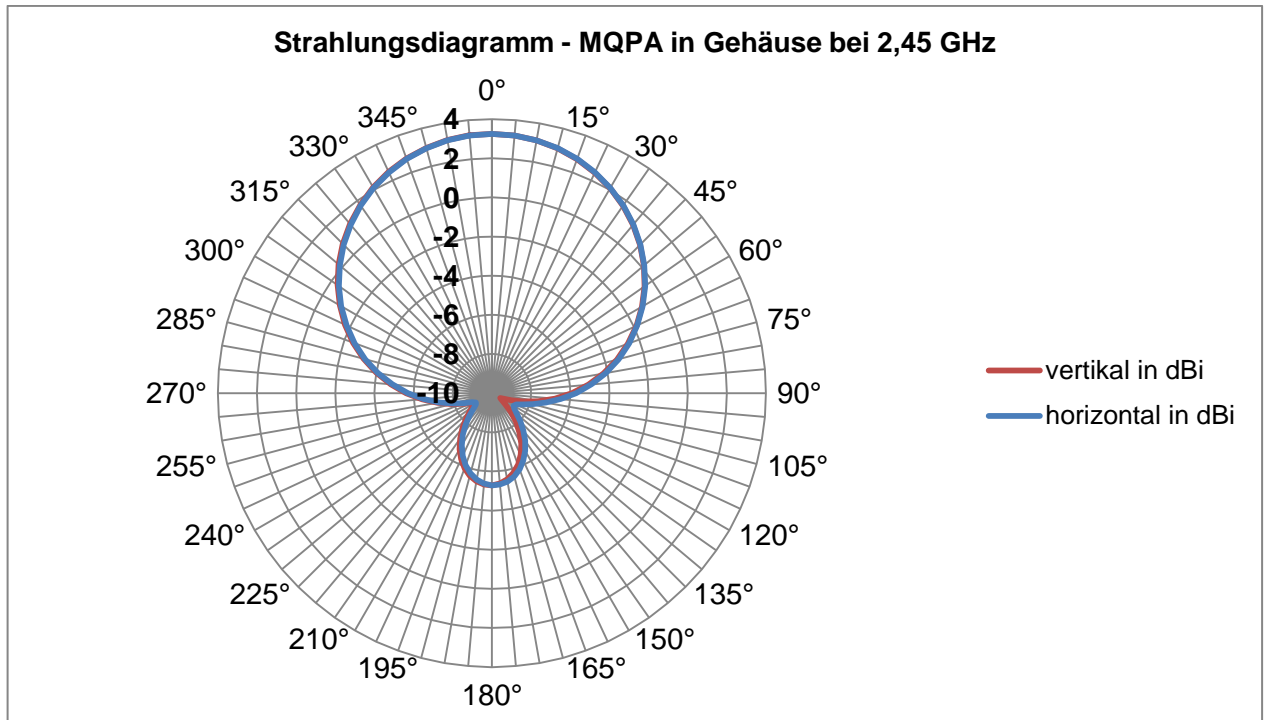


Abbildung 4-21 zweidimensionales Strahlungsdiagramm in polarer Darstellung

Die Form der Keule lässt sich als nahezu kugelförmig (siehe Abbildung 4-22) bezeichnen. Nebenkeulen sind bei der Abstrahlcharakteristik nicht vorhanden. Der Gewinn der horizontalen Ebene entspricht, dem der vertikalen.

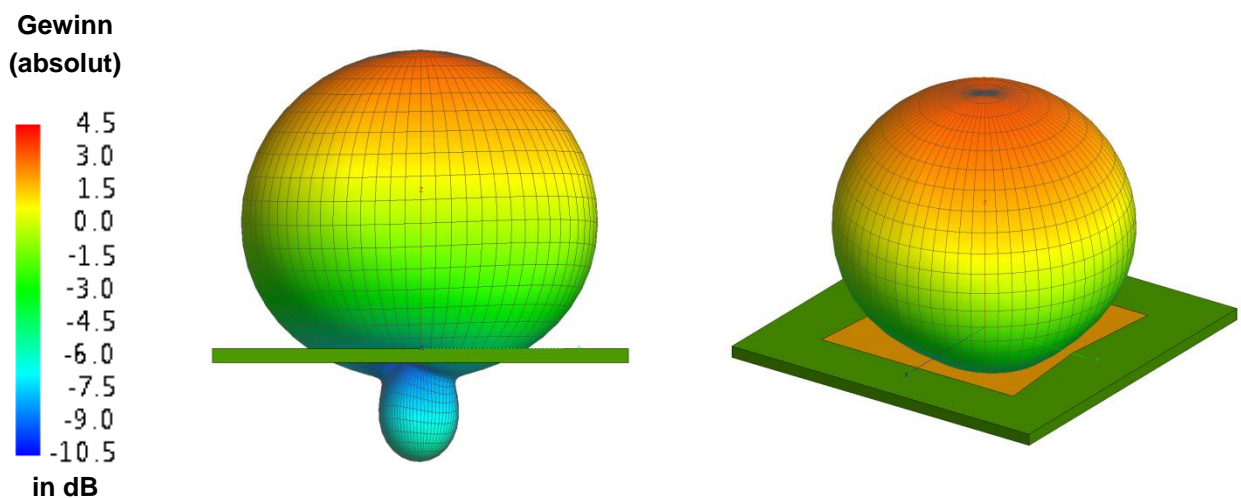


Abbildung 4-22 dreidimensionales Strahlungsdiagramm

Um zu untersuchen, welche Seiten des Patch-Elementes für die Abstrahlung verantwortlich sind, ist es nötig, die Oberflächenströme bzw. die Stromdichteverteilung bei Resonanz zu analysieren.

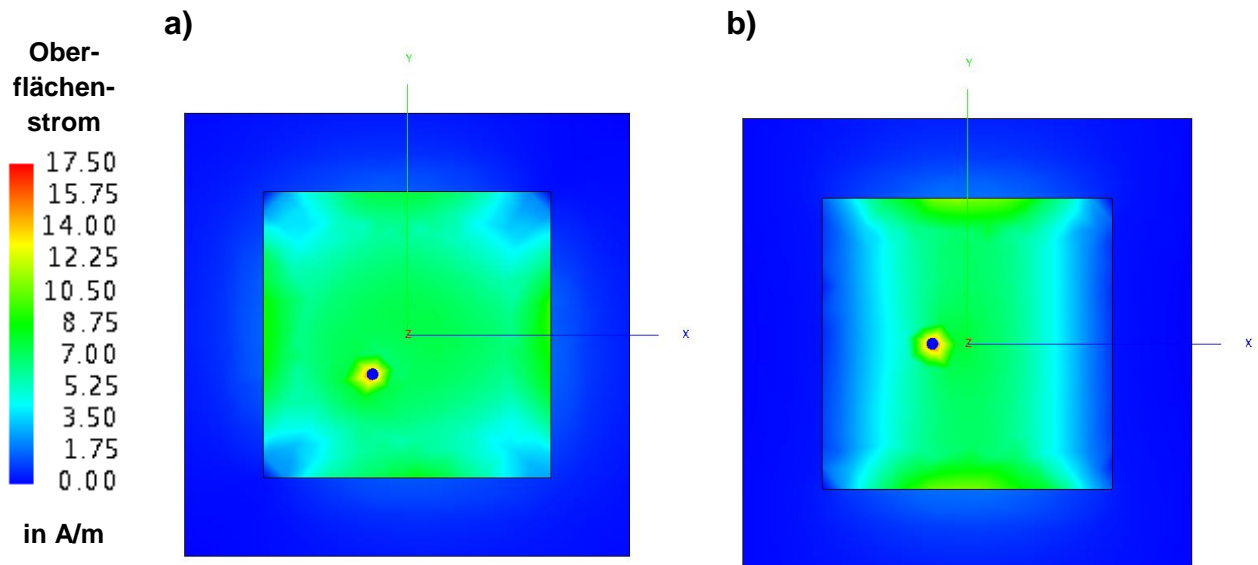


Abbildung 4-23 Oberflächenstromverteilung - quadratisches Patch mit Speisung auf
a) Diagonale b) x-Achse

In [40] wird beschrieben, dass die Lage der Speisung Einfluss darauf hat, welche Seiten des Patch-Elementes bei Resonanz elektromagnetische Wellen abstrahlen. Wie in Abbildung 4-23 a) ersichtlich führt eine Positionierung der Speisung auf einer der Diagonalen des Elementes dazu, dass alle vier Seiten abstrahlen. Bei einer Ausrichtung der Speisung auf der x-Achse, gemäß Abbildung 4-23 b) sind nur zwei Seiten für die Abstrahlung verantwortlich.

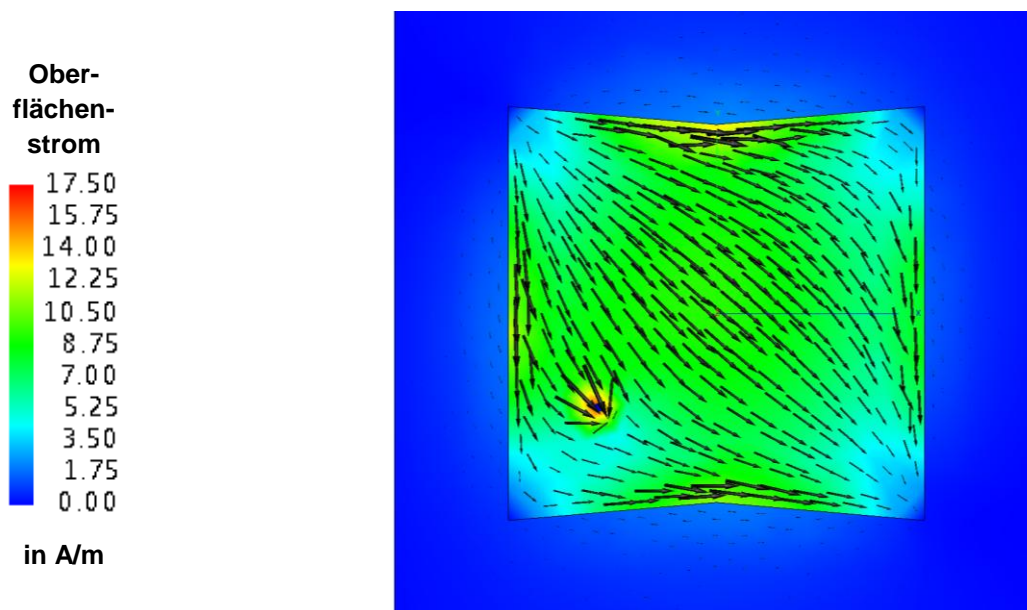
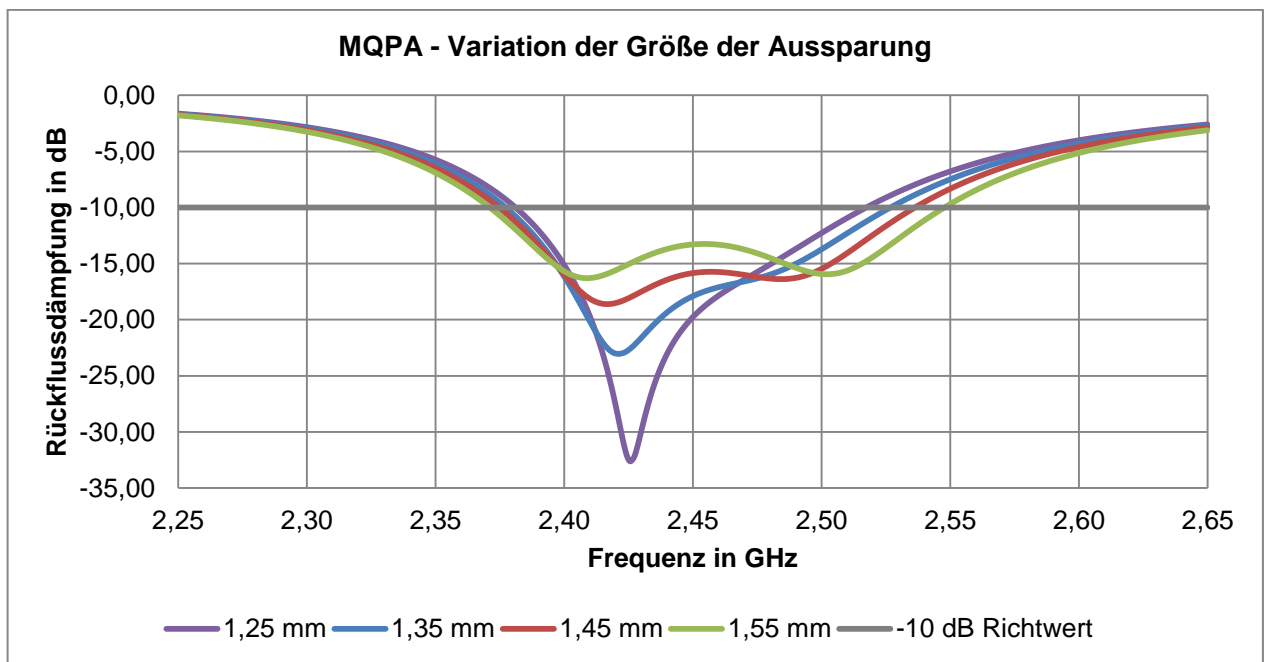


Abbildung 4-24 Oberflächenstromverteilung und -pfade
quadratisches Patch mit Aussparungen

Abbildung 4-24 auf der vorherigen Seite verdeutlicht das Prinzip der Strompfadänderung. An den geraden Seiten des Patch-Elementes verlaufen die Strompfade ungehindert von oben nach unten. An den Seiten mit den vorgenommenen Aussparungen wird der Strompfad geringfügig geändert, wodurch neue Resonanzen entstehen.

Aus Abbildung 4-25 kann entnommen werden, dass die Veränderung der Größe der Aussparung a einen direkten Einfluss auf die zweite Resonanzfrequenz hat. Über die Verschiebung dieser im Frequenzbereich kann die effektiv nutzbare Bandbreite variiert- bzw. erweitert werden.



**Abbildung 4-25 quadratisches Patch mit Aussparungen
Variation der Größe der Aussparung**

Die Bandbreite steigt von 136,27 MHz bei 1,25 mm auf 176,60 MHz bei 1,55 mm. Durch die Verschiebung der zweiten Resonanzfrequenz wird auch die minimale Rückflussdämpfung von -32,64 dB auf -16,29 dB vergrößert (siehe Tabelle 4-8).

Größe der Aussparung (Offset) in mm	Bandbreite bei -10 dB in MHz	minimale Rückflussdämpfung in dB
1,25	136,27	-32,64
1,35	149,44	-23,06
1,45	161,60	-18,61
1,55	176,60	-16,29

Tabelle 4-8 Simulationsergebnisse Variation der Größe der Aussparung

Um den Einfluss der Dielektrizitätszahl aufzuzeigen, wurde diese variiert. Dabei bleiben alle anderen Parameter der Antennenanordnung unverändert. Da die Dielektrizitätszahl zwischen 4,2 und 4,5 (laut Leiterplattenfertiger) betragen kann wurden diese Werte entsprechend für die Simulation angenommen. Ebenso wurde der Mittelwert von 4,35, auf dessen Grundlage die übrigen Simulationen durchgeführt wurden, in die Betrachtungen einbezogen.

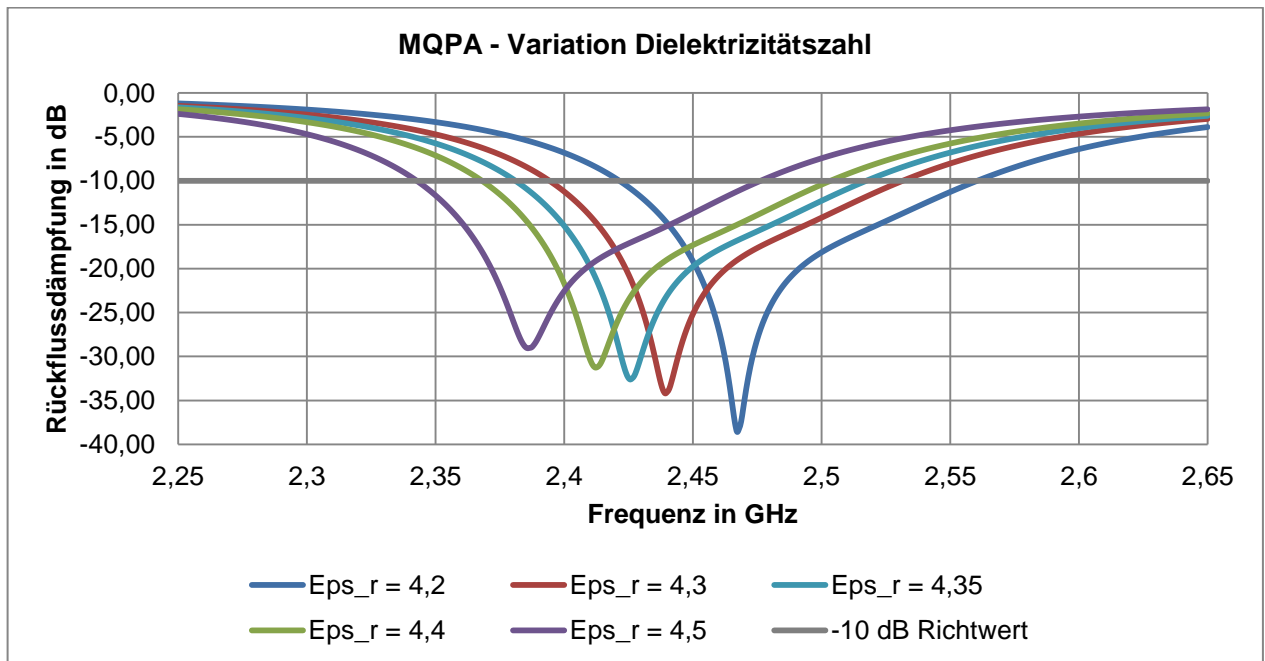


Abbildung 4-26 quadratisches Patch mit Aussparungen Variation Dielektrizitätszahl

Wie das Diagramm (Abbildung 4-26) zeigt, sinkt die Resonanzfrequenz beträchtlich bei steigender Dielektrizitätszahl und gleichbleibenden geometrischen Abmessungen. Da bei dem Substratmaterial FR4 keine genaue Aussage zur Dielektrizitätszahl getroffen werden kann, muss eine eventuelle Verschiebung der angestrebten Resonanzfrequenz berücksichtigt werden. Eine hohe Bandbreite ist daher von Vorteil.

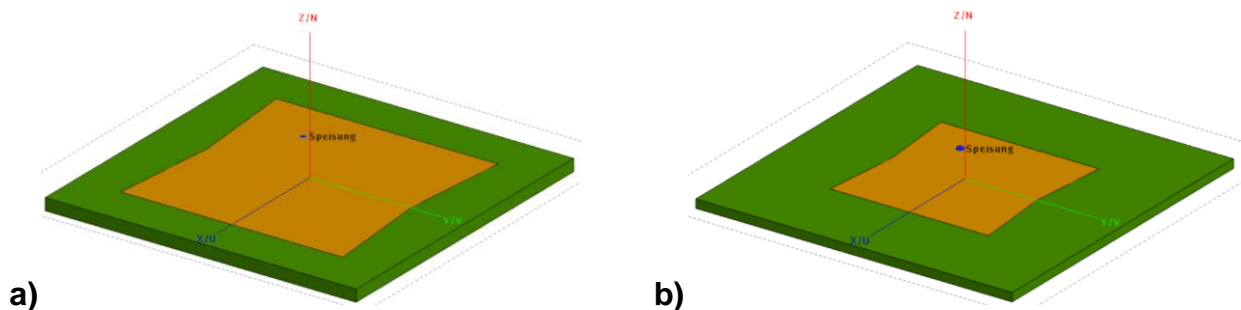
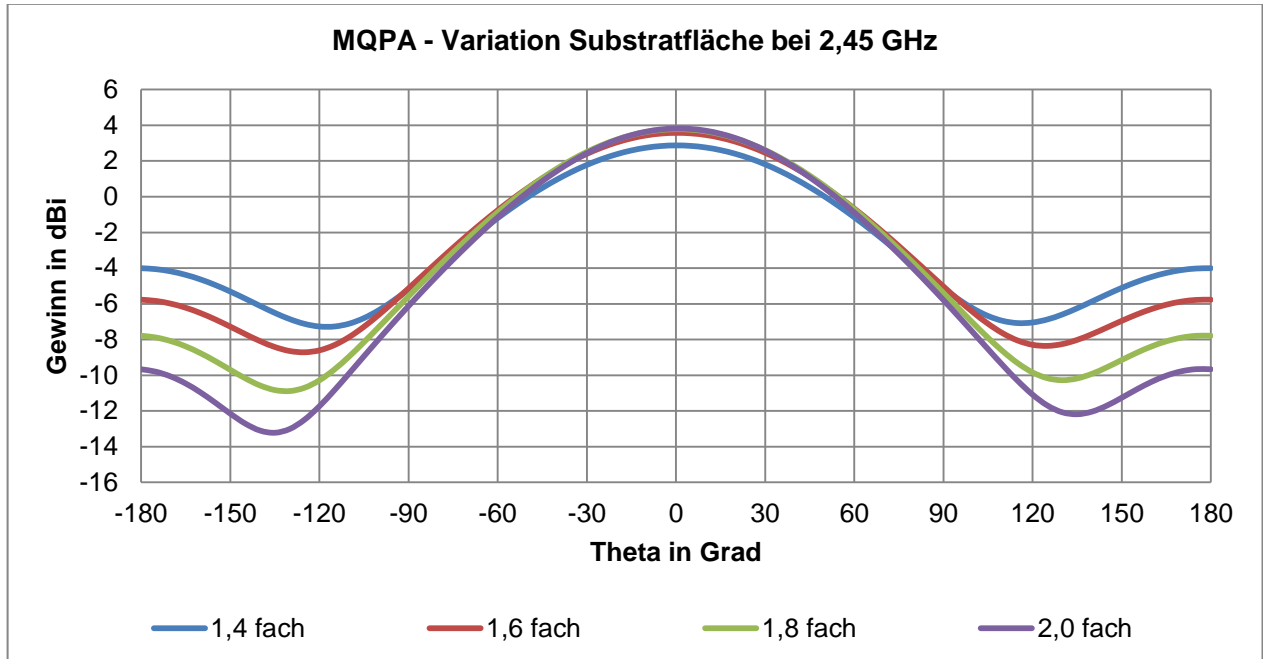


Abbildung 4-27 quadratisches Patch mit Aussparungen Variation Substratfläche als Produkt der Patchlänge a) 1,4 fach b) 2,0 fach

In einer anschließenden Analyse der Auswirkung der Größe der Substratfläche in Abhängigkeit der Patchlänge (Abbildung 4-27) auf die Abstrahlcharakteristik und den Gewinn (siehe Abbildung 4-28) der Antennenstruktur konnte nachgewiesen werden, dass die Charakteristik in allen Fällen sehr ähnlich ausfällt.



**Abbildung 4-28 Vergleich quadratisches Patch mit Aussparungen
Variation Substratfläche Strahlungsdiagramm - Darstellung in kartesischer Form**

Der Gewinn steigt ab einer 1,6-fachen Substratfläche nicht mehr signifikant. Bei 1,4-facher Größe hingegen ist eine Verringerung von ca. 0,7 dB gegenüber der 1,6-fachen Fläche feststellbar (dies kann Tabelle 4-9 entnommen werden). Die Größe ist hingegen nicht beliebig wählbar, da auch darauf geachtet werden muss, dass die Antennenplatte für das verwendete Gehäuse passend dimensioniert wird.

Substratfläche als Produkt der Patchlänge	Gewinn in dBi
1,4 fach	2,87
1,6 fach	3,57
1,8 fach	3,78
2,0 fach	3,81

Tabelle 4-9 Simulationsergebnisse Variation der Größe der Substratfläche

4.2.6 Analyse der anwendungsspezifischen Eigenschaften

In diesem Abschnitt wird untersucht welchen Einfluss das Vorhandensein eines biologischen Objektes, in der unmittelbaren Umgebung der entwickelten Antenne hat. Um dieses Modell in der messtechnischen Verifikation nachbilden zu können, wurde dieses in einer definierten geometrischen Form (Quader) umgesetzt. Der Anwendung entsprechend wird sich das biologische Objekt stets unter der Antenne und folglich unter der Massefläche befinden.



Abbildung 4-29 Schichtenmodell des biologischen Objektes

Als Nachbildung wurde der Schichtenaufbau (siehe Abbildung 4-29) von biologischem Gewebe nach [41] verwendet. Bei der Modellierung der Anordnung wurde eine Fläche von 12 x 12 cm für die Hautoberfläche und die darunterliegenden Schichten gewählt. Die Werte für die statische relative Dielektrizitätszahl ϵ_s und die relative Dielektrizitätszahl bei sehr hohen Frequenzen ϵ_∞ (nach Cole-Cole bzw. Debye) wurden aus der programminternen Medien-Bibliothek von FEKO entnommen (siehe Tabelle 4-10).

Schicht	Dicke in mm	statische relative Dielektrizitätszahl ϵ_s	relative Dielektrizitätszahl bei sehr hoher Frequenz ϵ_∞
Hautschicht	1,0	36	4
Fettschicht	2,0	5,5	2,5
Muskelschicht	20,0	54,0	4

Tabelle 4-10 geometrische und dielektrische Parameter des biologischen Objektes

Zuerst wurde untersucht, wie sich die Microstrip-Antenne mit quadratischem Patch und Aussparungen auf dem biologischen Objekt verhält. Untersucht wurde der Einfluss auf die Resonanzfrequenz, Rückflussdämpfung, Bandbreite, Abstrahleigenschaften und den Antennengewinn. Die mittels EM Simulationsprogramm erstellte Geometrie ist in Abbildung 4-30 auf der folgenden Seite dargestellt.

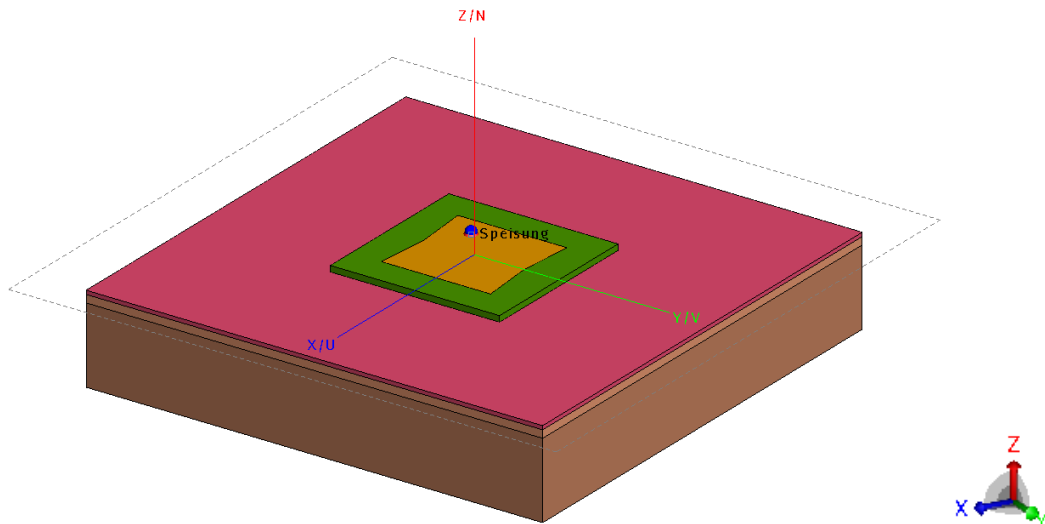


Abbildung 4-30 modellierte Geometrie - quadratisches Patch mit Aussparungen auf biologischem Objekt

Wie aus Abbildung 4-40 auf Seite 62 entnommen werden kann, hat das biologische Objekt weder Einfluss auf die Resonanzfrequenz oder die Rückflusdämpfung noch die Bandbreite. Die rückwärtige durchgängige Metallisierung bewahrt die Antennentopologie von einer signifikanten Beeinflussung. Eine Beeinträchtigung des Gewinns, respektive der abgestrahlten Leistung ist durchaus feststellbar. Dies verdeutlicht Abbildung 4-31. Der Grund hierfür kann wiederum in Abbildung 4-32 auf der nachfolgenden Seite entnommen werden.

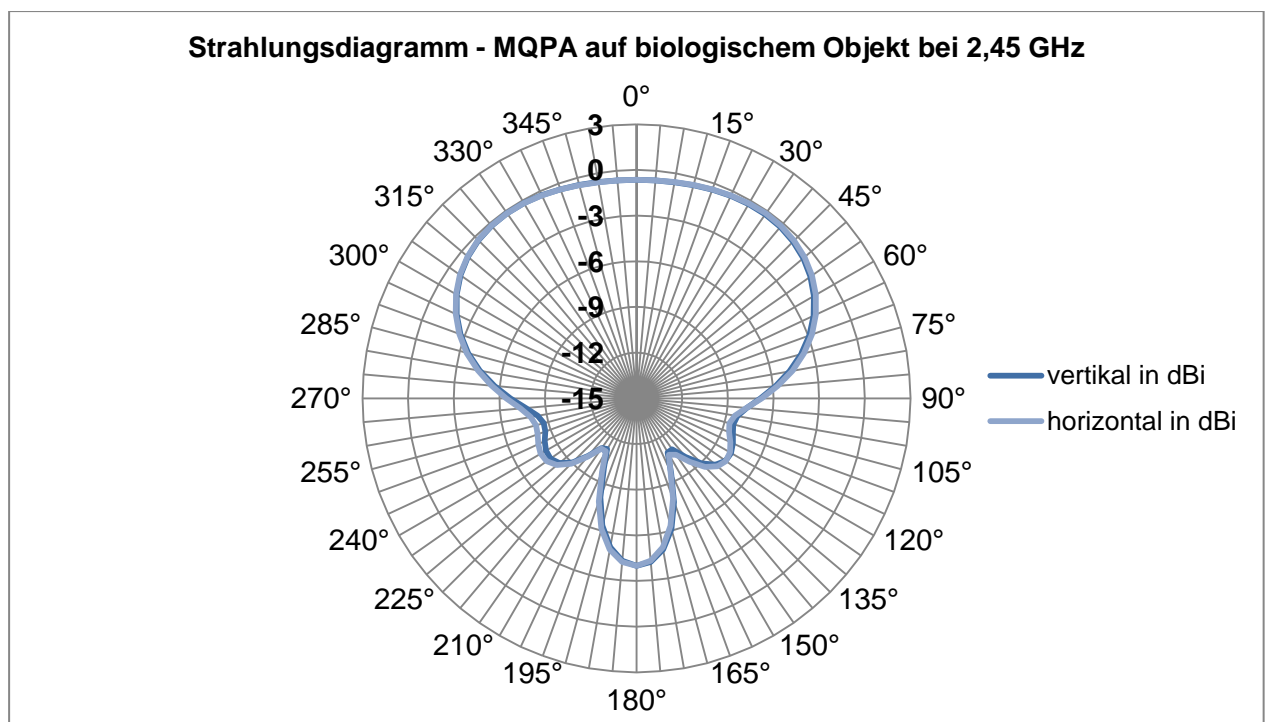


Abbildung 4-31 zweidimensionales Strahlungsdiagramm in polarer Form (auf biologischem Objekt)

Ein Teil der abgestrahlten Leistung wird trotz der Metallisierung vom biologischen Gewebe absorbiert und kann so nicht in den freien Raum abgestrahlt werden. Der Öffnungswinkel ist stark vergrößert, er beträgt ca. 144° . Der Gewinn der Antenne beläuft sich in Hauptstrahlrichtung auf $-0,17$ dBi.

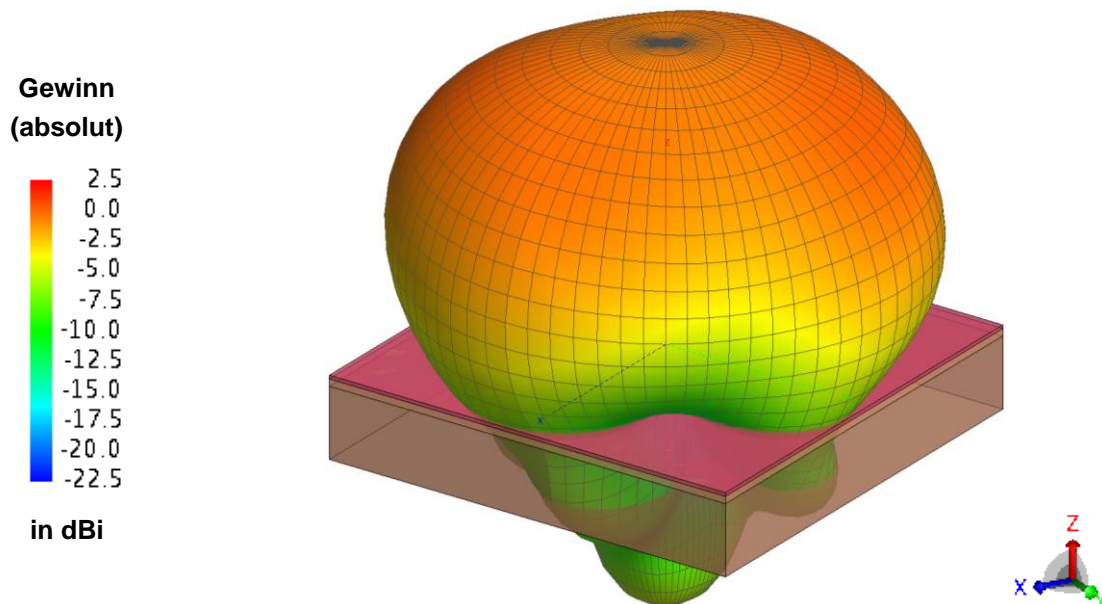


Abbildung 4-32 dreidimensionales Strahlungsdiagramm (auf bio. Objekt)

Aufgrund der hohen Ansprüche an die Stabilität der Anordnung muss die Telemetrieinheit innerhalb eines Kleingehäuses mit den Maßen von: (L x B x H) 85 mm x 50 mm x 29 mm platziert werden (siehe Abbildung 4-33). Die Länge von 85 mm wird nicht vollständig benötigt und kann ggf. durch ein alternatives Gehäuse verringert werden. Im Falle eines fertigen Produktes können die Antennenabmessungen an die Gehäusegröße angepasst werden.

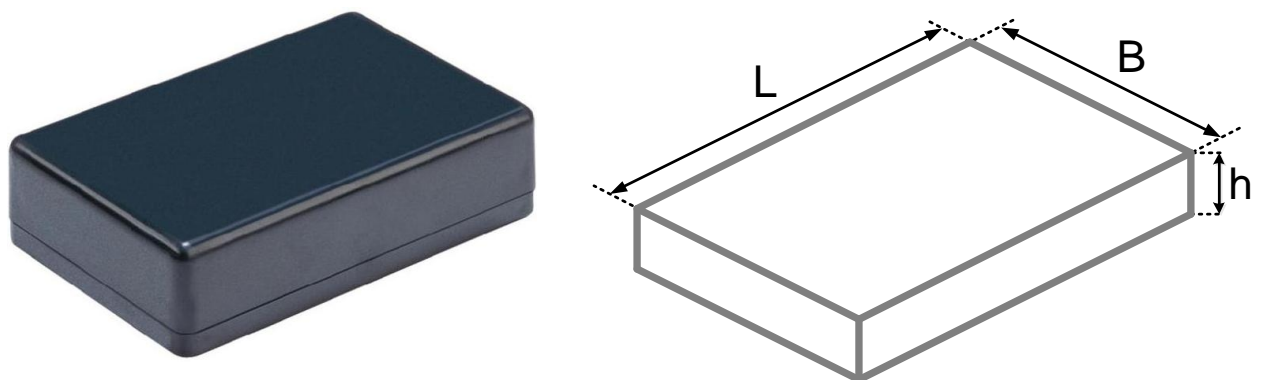


Abbildung 4-33 Kleingehäuse aus Acrylnitril-Butadien-Styrol [42]

Dieses Gehäuse besteht aus einem besonders bruchfesten ABS-Kunststoff mit einer Wandstärke von 2 mm. Acrylnitril-Butadien-Styrol (ABS) weist eine relative Dielektrizitätszahl von 3,1 und einen tangentialen Verlustfaktor von 0,015 auf. Diese Werte müssen in der Simulation eingegeben werden. Die entsprechend diesen Werten vorgenommene Konfiguration wird in Abbildung 4-34 vorgestellt.

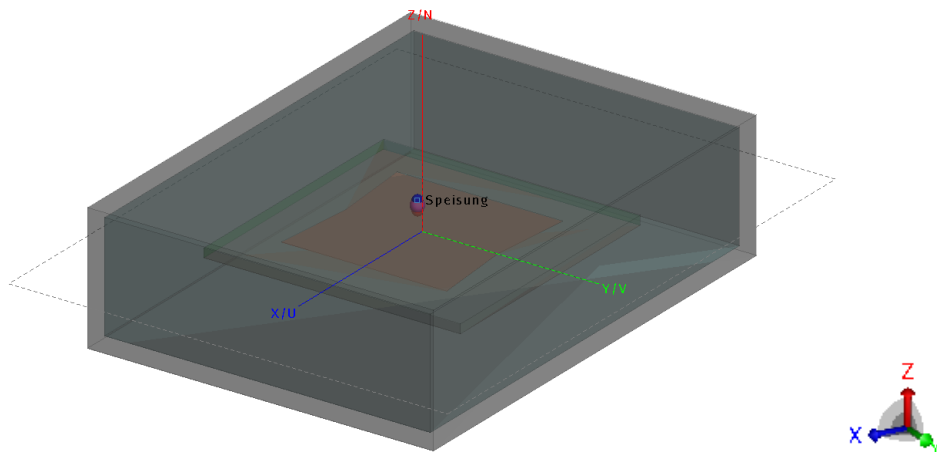


Abbildung 4-34 modellierte Geometrie - quadratisches Patch mit Aussparungen in Gehäuse

Der Einfluss des Gehäuses wurde ebenfalls im Postprocessing untersucht. Dabei konnte festgestellt werden, dass die abgestrahlte Leistung durchaus von dem Gehäusematerial beeinflusst wird. Der Gewinn sinkt von ursprünglich 3,25 dBi auf nur noch 0,32 dBi. Die abgestrahlte Leistung wurde halbiert (siehe Abbildung 4-35 bzw. Abbildung 4-36 auf der folgenden Seite). Das Gehäuse hat jedoch keinen Einfluss auf Resonanzfrequenz, die Rückflussdämpfung und die Bandbreite, dies geht aus Abbildung 4-40 auf Seite 62 hervor.

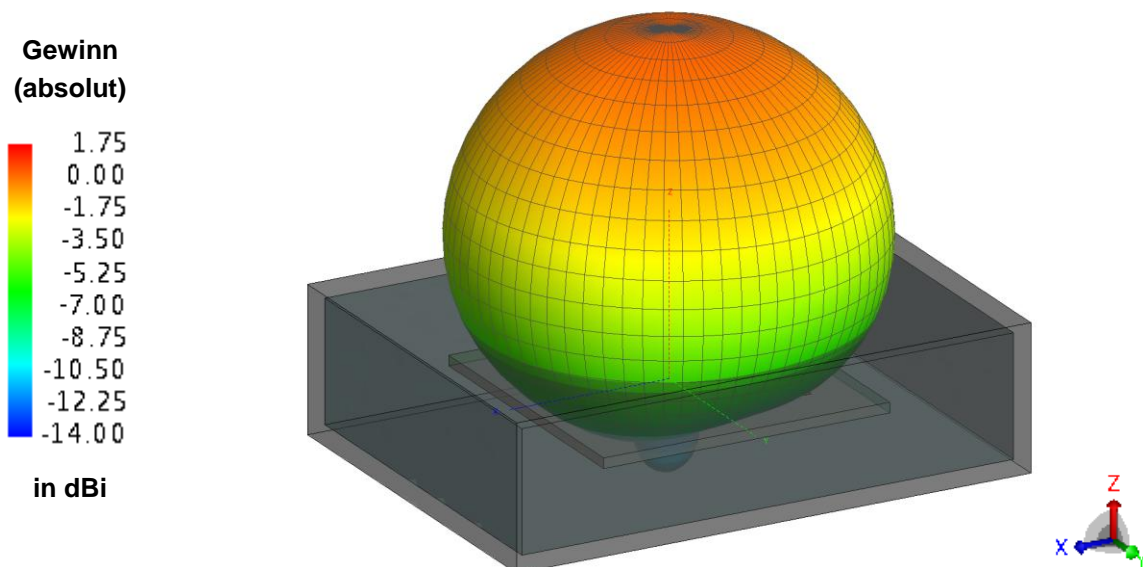
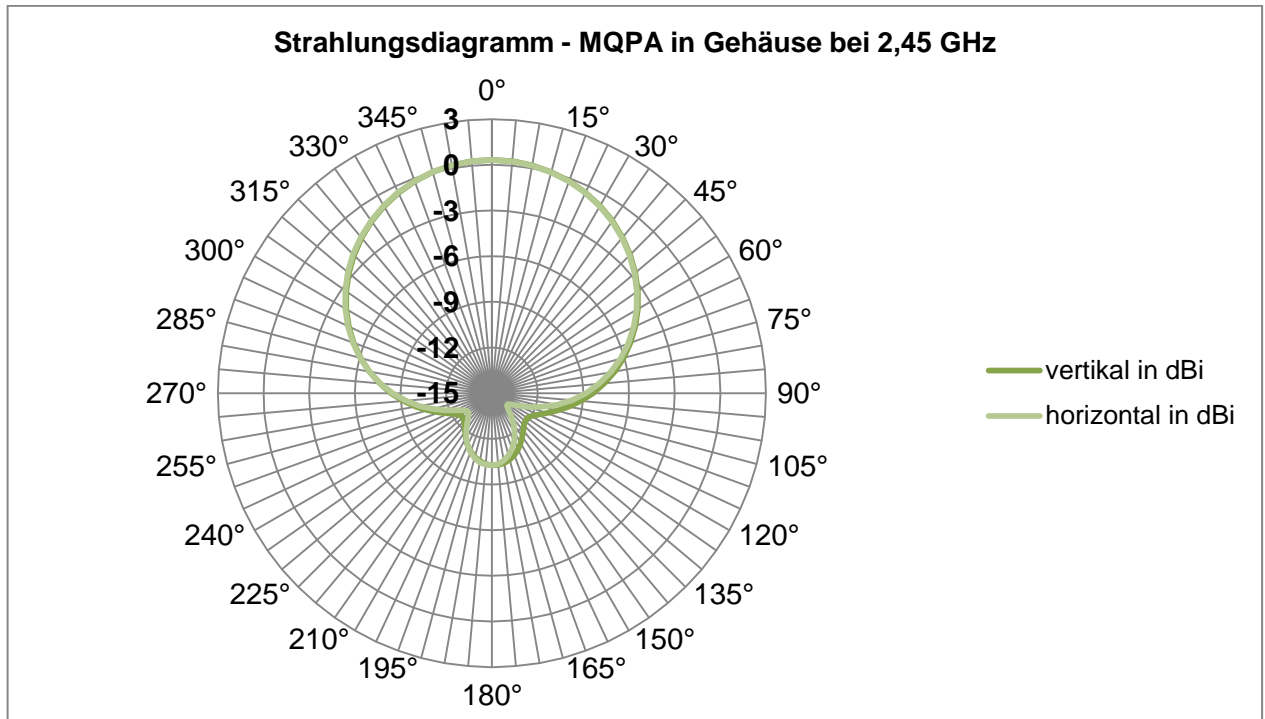
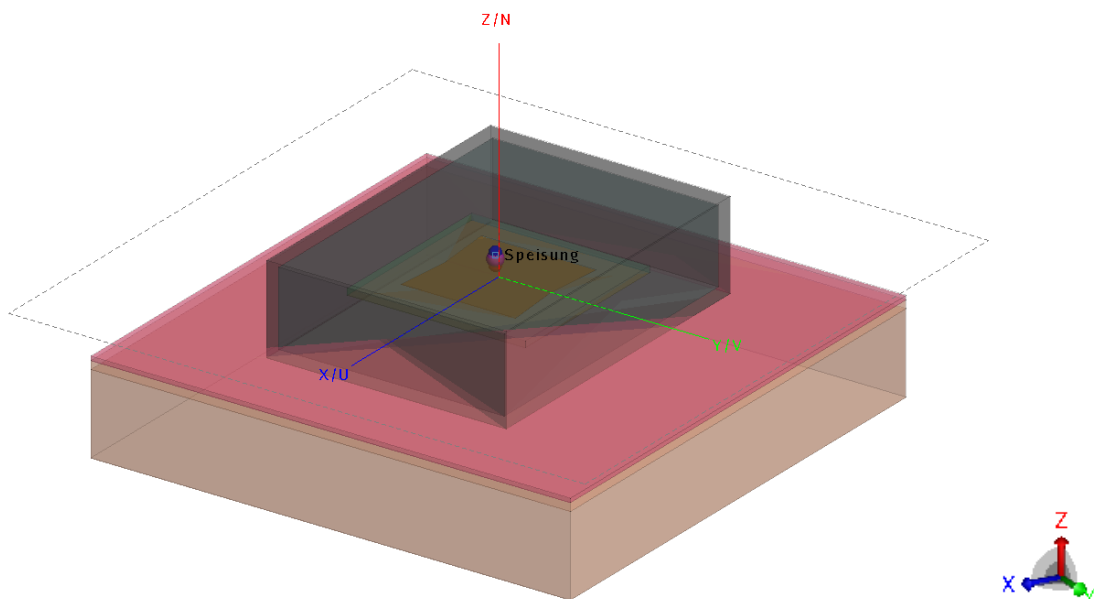


Abbildung 4-35 dreidimensionales Strahlungsdiagramm (in Gehäuse)



**Abbildung 4-36 zweidimensionales Strahlungsdiagramm
in polarer Form (in Gehäuse)**

Schließlich wurden beide zuvor erläuterten Fälle innerhalb einer Simulation kombiniert. Die Antenne befindet sich innerhalb eines Gehäuses auf einem biologischen Objekt, dies ist in Abbildung 4-37 dargestellt. Die Analyse zeigte, dass, wie schon in den beiden Fällen zuvor, die Resonanzfrequenz, die Rückflusdämpfung und die Bandbreite nicht beeinträchtigt werden (siehe Abbildung 4-40 auf Seite 62).



**Abbildung 4-37 modellierte Geometrie - quadratisches Patch mit Aussparungen
auf biologischem Objekt in Gehäuse**

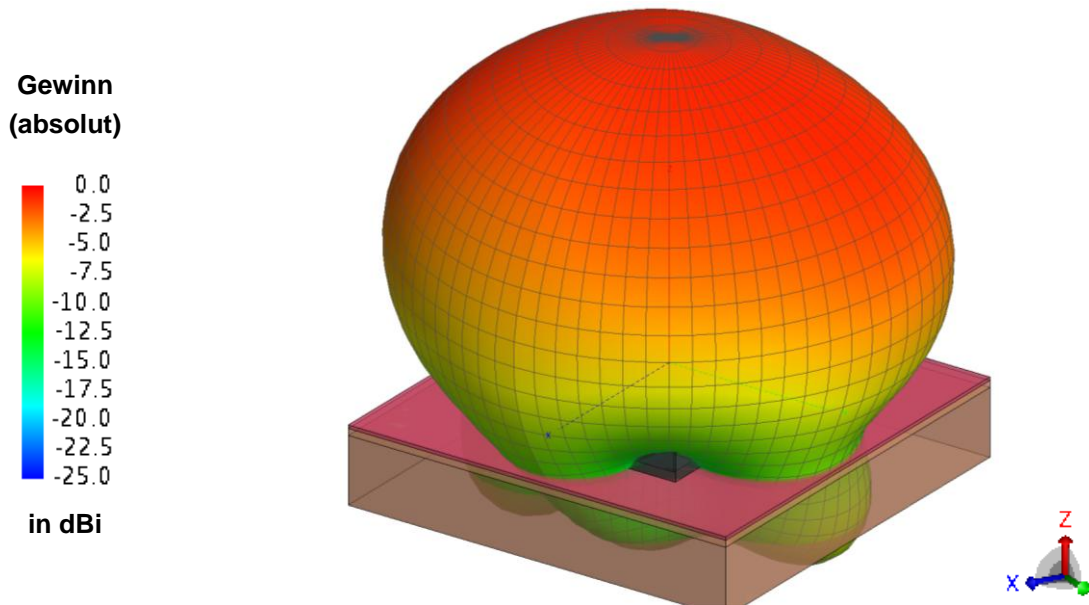


Abbildung 4-38 dreidimensionales Strahlungsdiagramm (MQPA auf biologischem Objekt in Gehäuse)

Wie Abbildung 4-38 und Abbildung 4-39 zeigen, ist der Öffnungswinkel ebenfalls verbreitert und beträgt rund 131° . Er liegt damit zwischen der Anordnung nur mit Gehäuse bzw. biologischem Objekt. Der Gewinn hat sich jedoch von $3,25$ dBi auf $-1,57$ dBi reduziert. Ein negativer Gewinn bedeutet, dass ein Leistungsverlust auftritt. Auch hier wird ein Teil der Leistung vom biologischen Objekt absorbiert.

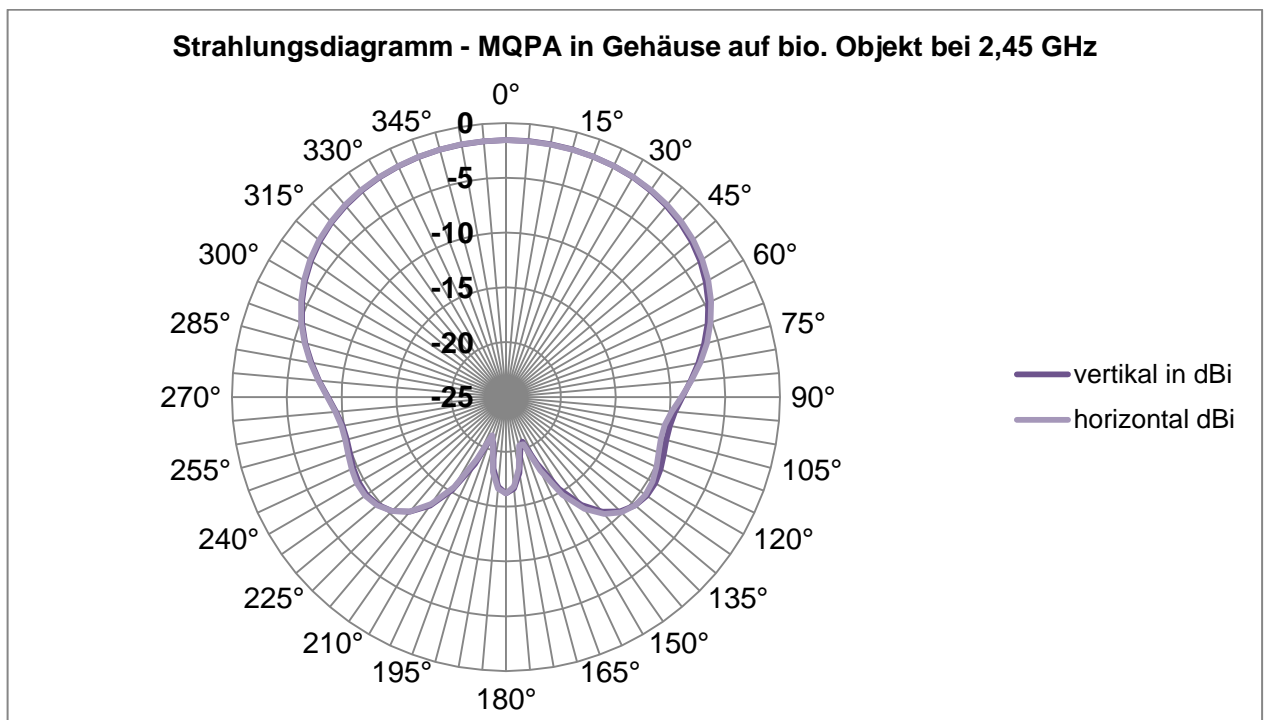
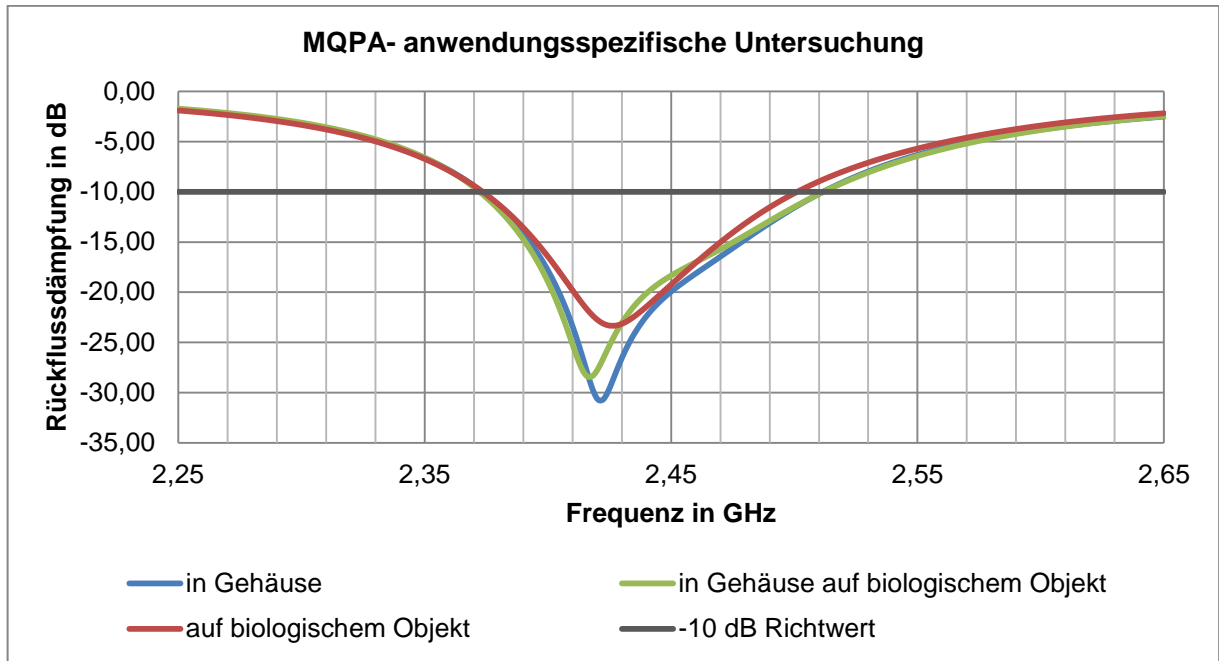


Abbildung 4-39 zweidimensionales Strahlungsdiagramm in polarer Form (auf biologischem Objekt in Gehäuse)



**Abbildung 4-40 quadratisches Patch mit Aussparungen
anwendungsspezifische Untersuchung (Gehäuse und biologisches Objekt)**

Zusammenfassend kann festgehalten werden, dass die entwickelte Antenne stabil bezüglich Resonanzfrequenz, Rückflussdämpfung, und Bandbreite ist (siehe Abbildung 4-40). Die gestellten Anforderungen gelten somit als erfüllt. Die emittierte Leistung wird jedoch von der unmittelbaren Umgebung beeinflusst. So führt das Vorhandensein eines Gehäuses, eines biologischen Objektes bzw. der Kombination beider zu einer Reduktion des Antennengewinns. Ein abschließender Vergleich der simulieren Werte ist in Tabelle 4-11 dargestellt:

Anordnung	Bandbreite bei -10 dB in MHz	Resonanzfrequenz in GHz	minimale Rückflussdämpfung in dB	Gewinn in dBi	Öffnungswinkel in Grad
auf bio. Objekt	131,38	2,42	-30,83	-0,17	≈ 144,5
in Gehäuse	127,58	2,43	-23,35	0,32	≈ 99,5
auf bio. Objekt in Gehäuse	139,55	2,42	-28,47	-1,57	≈ 131

**Tabelle 4-11 quadratisches Patch mit Aussparungen
anwendungsspezifische Untersuchung - ermittelte Werte**

4.2.7 Prototypenentwicklung

Um die geeignete Antenne für die spezifische Anwendung zu finden und um die Simulationsergebnisse des entwickelten Antennendesigns zu verifizieren, ist es notwendig, die Platinen und Antennen mit Hilfe eines Programms zur Erstellung von Leiterplatten umzusetzen und sie anschließend fertigen zu lassen. Diese wurden speziell für diese Diplomarbeit vom Verfasser, nach Referenzdesign von Texas Instruments (siehe Abbildung A 1 im Anhang) entwickelt. Zum Erstellen der Platinen wurde das Programm EAGLE (*Easily Applicable Graphical Layout Editor*) verwendet. Die in der Simulation entwickelte Antenne soll mit zwei anderen Antennen verglichen werden. Die erste Vergleichs-Antenne ist eine invertierte F-Antenne (IFA) im Referenzdesign von Texas Instruments bzw. Chipcon (siehe Abbildung 4-41). Diese ist mit einer Mittenfrequenz von 2,4 GHz ebenfalls für ZigBee Anwendungen geeignet. Sie verfügt laut Datenblatt des Herstellers über kompakte Abmessungen von 25,7 x 7,5 mm und außerdem über eine große Bandbreite von mehr als 300 MHz. [43]



Abbildung 4-41 invertierte F Antenne (IFA) [43]

Die zweite Antenne ist eine Dual-Frequenz Antenne aus dem Hause ProAnt (siehe Abbildung 4-42). Diese deckt den Frequenzbereich von 2400 MHz bis 2485 MHz und 5150 MHz bis 5875 MHz. Sie kann damit für ZigBee, Bluetooth und andere Anwendungen verwendet werden. Die Abmessungen betragen 17 x 8 x 5.5 mm (L x B x H). [44]



Abbildung 4-42 ProAnt OnBoard™ 2.4 GHz – WLAN Dual Frequenz Antenne

Es wurden daraufhin jeweils zwei Prototypen-Platinen (siehe Abbildung 4-43 und Abbildung 4-44 auf der folgenden Seite) für die jeweilige Vergleichsantenne, mithilfe der oben genannten Leiterplattenentwurfsoftware, entwickelt. Jeweils eine Platine, mit und eine Platine ohne Schaltungstopologie.

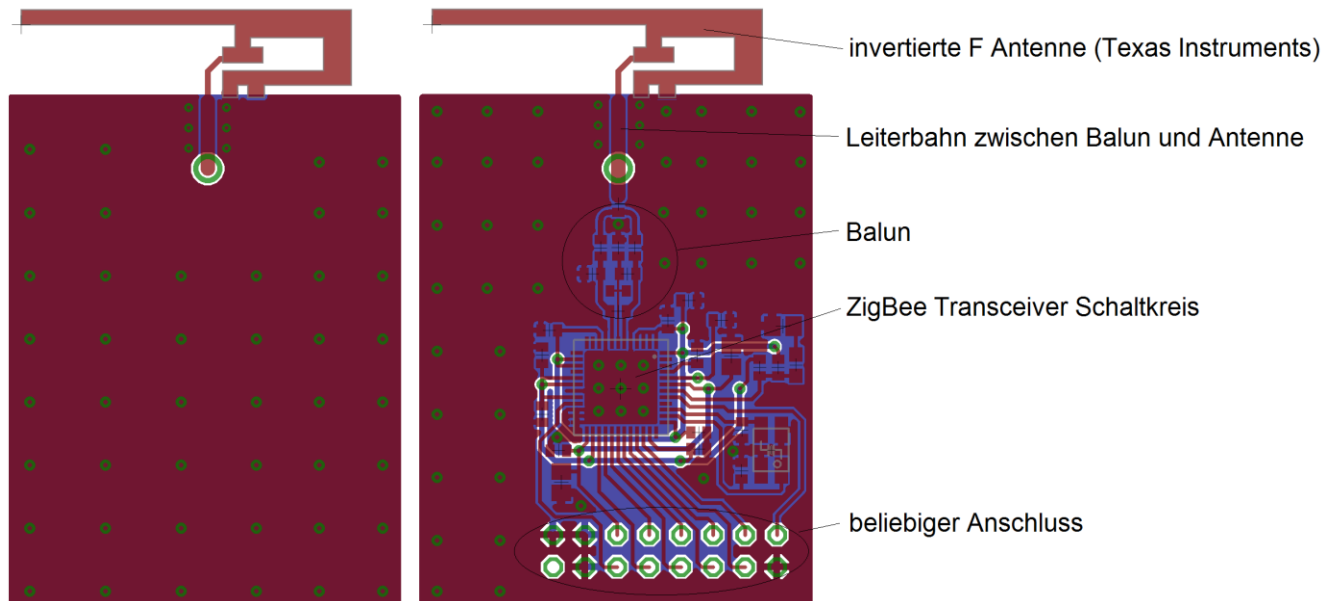


Abbildung 4-43 Prototypen-Platinen TI IFA im Layout-Editor der Leiterplattenentwurfssoftware (links ohne, rechts mit IC)

Die Schaltung besteht aus dem Transceiver Chip und einigen passiven Bauelementen, einem Oszillator, der Antennenanpassungsschaltung (Balun) sowie einer Möglichkeit einen Steckverbinder für die Datenverbindung anzubringen. Dies soll den Einfluss von einem geringeren Platzbedarf repräsentieren, wie er auf einer realen Platine vorhanden ist. Außerdem wurden Platinen entwickelt die die gleichen Abmessungen haben wie die Platinen mit Schaltung, allerdings wurde hier keine integrierte Schaltung vorgesehen. Die Antenne ist folglich nur von Massefläche umgeben und kann so nicht in ihren Abstrahleigenschaften beeinflusst werden. Dies macht es möglich beiden Varianten, ohne und mit Schaltung miteinander zu vergleichen.

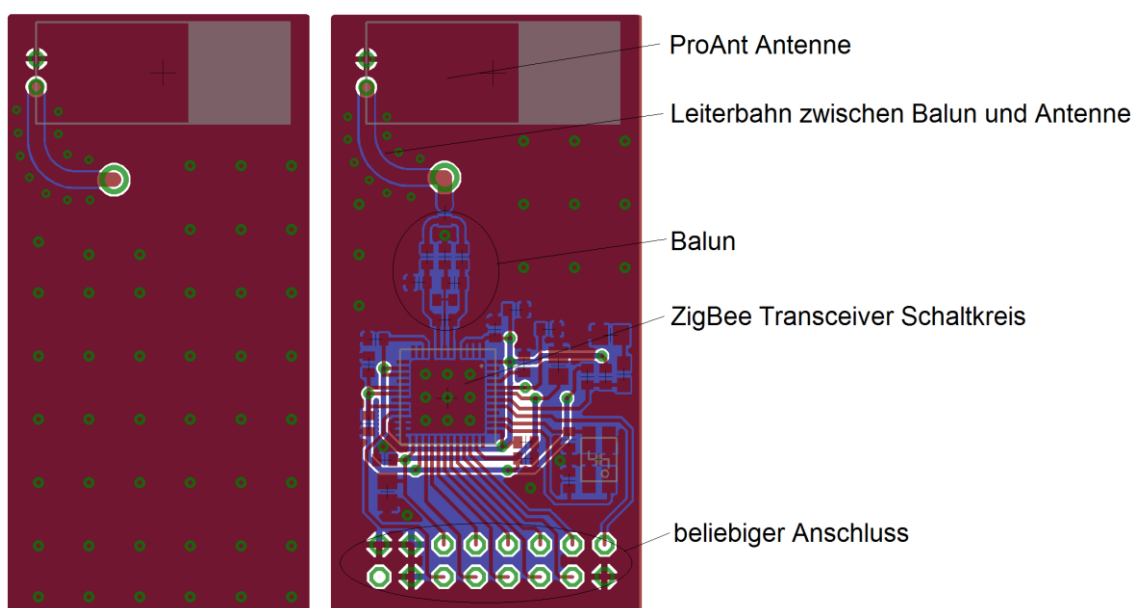
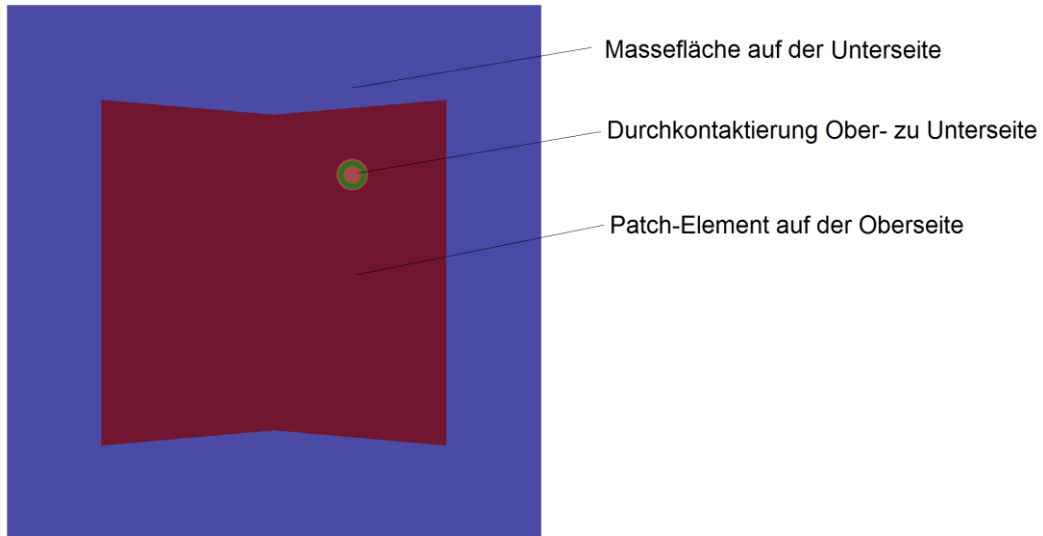


Abbildung 4-44 Prototypen-Platinen ProAnt Antenne im Layout-Editor der Leiterplattenentwurfssoftware (links ohne, rechts mit IC)

Die selbst entworfene Antenne kann aufgrund ihrer Bauform nur als separate Platine entwickelt und gefertigt werden (siehe Abbildung 4-45). Jegliche Verletzung der durchgehenden Massefläche hätte zur Folge, dass die Antenne nicht mehr wie erwartet arbeitet.



**Abbildung 4-45 Prototypen-Platine - MQPA
im Layout-Editor der Leiterplattenentwurfssoftware**



Abbildung 4-46 SMA Connector

Zur Speisung der Antennen wird ein vergoldeter $50\ \Omega$ SMA Connector (Sub-Miniature-A) des Herstellers TE Connectivity verwendet (siehe Abbildung 4-46). SMA Connectoren werden vornehmlich für Hochfrequenz-Anwendungen bzw. in der HF-Messtechnik genutzt. In diesem Falle ist der Anschluss bis zu einer Frequenz von 3 GHz spezifiziert. Die Anzahl der Steckzyklen ist ein wichtiges Qualitätsmerkmal für Stecker und Steckverbinder. Ein Steckzyklus besteht aus jeweils einem Anbring- und einem Entfernvorgang. Bei häufigem Ein- und Ausstecken steigt die mechanische Beanspruchung, was eine Änderung der Übertragungsparameter zur Folge hat. Da es sich hierbei um ein relativ preiswertes Modell handelt, verfügt dieses nur über eine Steckzyklenzahl von 50, was für die Messungen aber dennoch genügt. [45] Im Anhang (Abbildung A 2 bis Abbildung A 4) sind die fertigen Prototypen-Platinen dargestellt. Die entsprechenden Stromlaufpläne befinden sich auf dem beigegeführten Datenträger.

4.3 Messtechnische Verifikation

4.3.1 Messmethodik

Um die in der Simulation ermittelten Werte zu bestätigen und diese mit anderen Antennen zu vergleichen, ist es notwendig, eine messtechnische Verifikation durchzuführen. Dazu gehören Messungen der Resonanzfrequenz, Rückflusdämpfung, Bandbreite sowie der jeweiligen Abstrahlcharakteristik. Überdies wird der Wellenwiderstand der Leiterbahn zwischen Anpassungsschaltung und Fußpunkt der Antenne untersucht.

Zu der Eignung der Antenne muss zunächst die Resonanzfrequenz bzw. die Rückflusdämpfung untersucht werden. So kann herausgefunden werden, ob die Antenne in der jeweiligen Konfiguration für den angestrebten Frequenzbereich geeignet ist. Nur wenn diese Bedingung erfüllt wird, ist es auch erforderlich, die Abstrahlcharakteristik zu untersuchen.

4.3.2 Messung Rückflusdämpfung

Zur messtechnischen Ermittlung der antennenspezifischen Rückflusdämpfung (s_{11} -Parameter), der Resonanzfrequenz und der Bandbreite wurde ein Messaufbau genutzt, wie er in Abbildung 4-47 dargestellt ist.

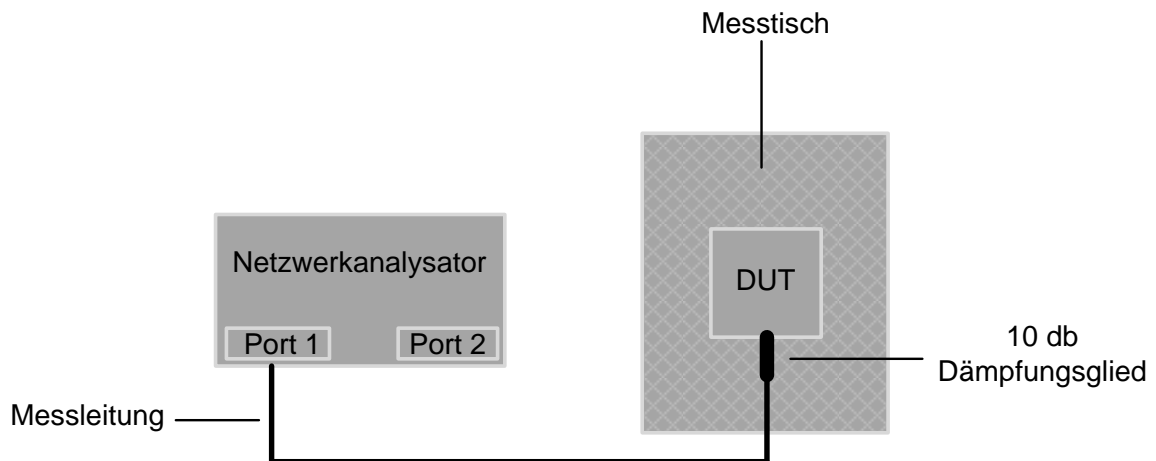


Abbildung 4-47 schematischer Messaufbau - Rückflusdämpfung - S₁₁ Parameter

Die Messwerte wurden mit Hilfe des NWA (Netzwerkanalysators) E5071B von Agilent ermittelt, welcher über einen Frequenzbereich von 300 kHz bis 8,5 GHz verfügt. Der NWA und der Aufbau der Messung können Abbildung A 7 auf Seite A-4 im Anhang entnommen werden. Bei HF-Messungen können bei der coaxialen Messleitung Mantelströme auftreten, welche die Messwerte beeinflussen. Um den Einfluss dieser zu reduzieren, wurde zwischen Messleitung und dem SMA-Anschluss der zu messenden Antenne ein 10-dB-Dämpfungsglied vorgesehen.

Diese Messung erfordert eine Verbindung der zu messenden Antenne mit Port 1 des Netzwerkanalysators mittels einer möglichst kurzen Messleitung. Vor jedem Messdurchgang muss eine Kalibrierung (Open – Short – Load) durchgeführt werden um einen definierten Abschlusswiderstand (50Ω) gemäß dem Wellenwiderstand der Messleitung zu definieren.

Folgende Messungen wurden dabei durchgeführt:

- a) Antenne
- b) Antenne auf biologischem Objekt
- c) Antenne in einem Gehäuse
- d) Antenne auf biologischem Objekt in einem Gehäuse

Abbildung A 6 auf Seite A-3 im Anhang zeigt die Antenne mit quadratischem Patch-Element mit Aussparungen innerhalb des ABS-Gehäuses.

Das biologische Objekt wurde mit handelsüblichem Hackfleisch nachgebildet. Dieses befindet sich in einem $14 \text{ cm} \times 11 \text{ cm} \times 4,5 \text{ cm}$ (L x B x H) großen Behälter aus PET (Polyethylenterephthalat) Kunststoff (siehe Abbildung A 8 im Anhang auf Seite A-4). Der entsprechende Messaufbau ohne Antenne kann Abbildung A 9 auf Seite A-5 im Anhang entnommen werden. Abbildung A 10 veranschaulicht den Aufbau mit der invertierten F-Antenne von Texas Instruments.

Die Messreihen wurden vom NWA im CSV (*comma separated values*) Dateiformat gespeichert, diese wurden für die Bearbeitung in Microsoft Excel entsprechend konvertiert. Daraufhin wurden die Messwerte grafisch aufbereitet. Zum Vergleich wurden die entsprechenden Simulationsergebnisse im Diagramm ergänzt. Auch hier wurde als Richtwert für die Bandbreite eine Konstante bei einer Rückflusdämpfung von -10 dB hinzugefügt. Dieser wird in der gängigen Literatur für die Bewertung der Eignung der Antenne herangezogen. Die zwischen Graph und der Richtwert-Konstante entstehenden Schnittpunkte definieren die untere und obere Bandgrenze. Der Bereich zwischen diesen gibt den effektiv nutzbaren Frequenzbereich vor.

Die Messergebnisse des entworfenen Antennendesigns stimmen mit den Werten der Simulation in ihren Grundzügen überein. In Abbildung 4-48 auf der nachstehenden Seite wird ersichtlich, dass die Resonanzfrequenz bei $2,44 \text{ GHz}$ und einer minimalen Rückflusdämpfung von $-19,25 \text{ dB}$ liegt. Die Bandbreite bei -10 dB beträgt 150 MHz . Sie beginnt bei $2,40 \text{ GHz}$ und endet bei $2,55 \text{ GHz}$. Im Vergleich zu dem simulierten Ergebnis ist die Mittenfrequenz leicht verschoben und die Rückflusdämpfung relativ stark erhöht. Dennoch arbeitet die Antenne mit quadratischem Patch mit Aussparungen (MQPA) in dieser Anordnung innerhalb der angestrebten Parameter.

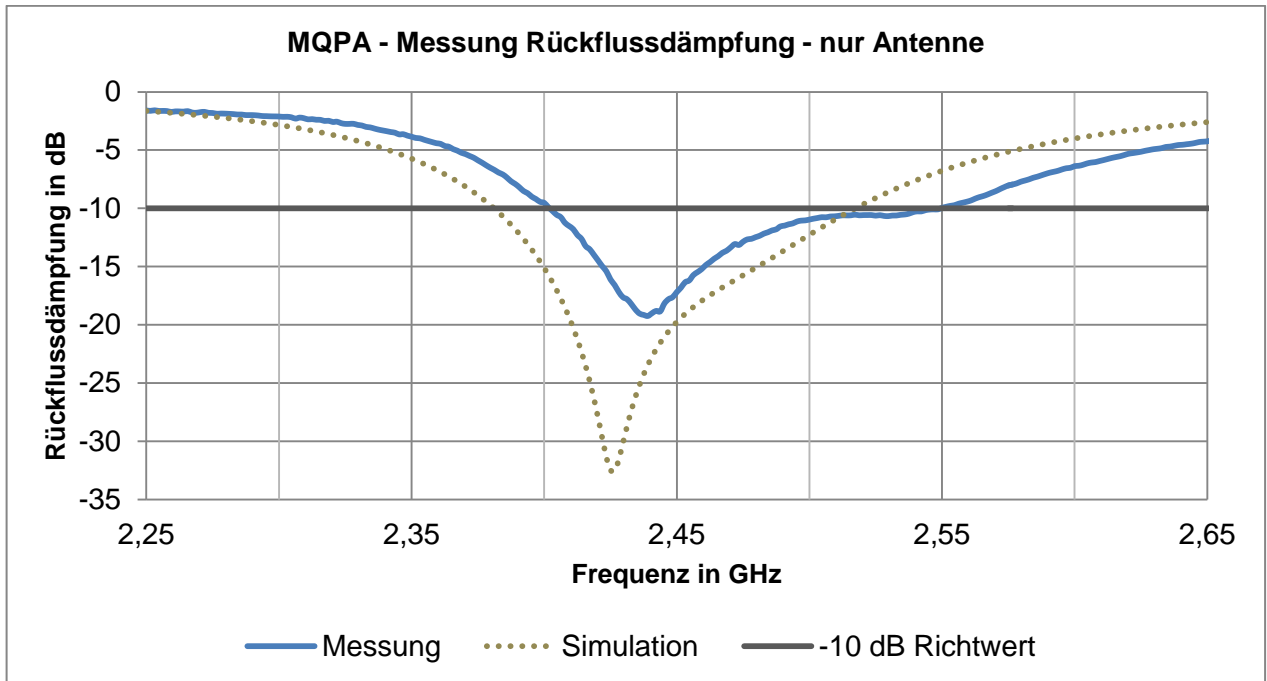


Abbildung 4-48 Rückflussdämpfung MQPA (nur Antenne)

Die Antenne wurde anschließend innerhalb des erwähnten Gehäuses aus ABS-Kunststoff platziert. Daraufhin erfolgte erneut eine Messung der Rückflussdämpfung. Abbildung 4-49 zeigt, dass die Resonanzfrequenz der Antenne durch das Gehäuse nicht beeinflusst wird. Sie liegt, wie bei der vorherigen Messung ohne Gehäuse, bei 2,44 GHz. Die rückwärtige Massefläche schützt die Antenne vor einer Verstimmung. Das Minimum der Rückflussdämpfung liegt bei -19,49 dB. Die Bandbreite bei -10 dB hat sich auf 160 MHz (2,40 GHz bis 2,56 GHz) erhöht.

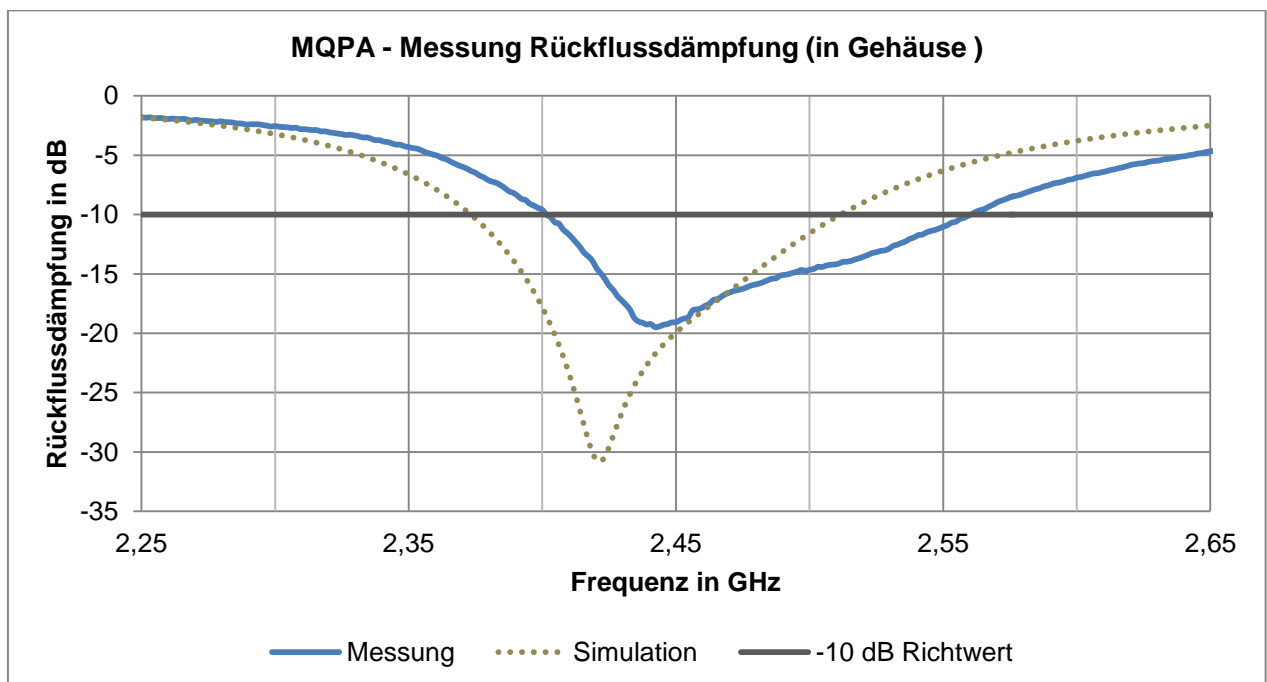


Abbildung 4-49 Rückflussdämpfung MQPA (Antenne in Gehäuse)

Dem Einsatzzweck entsprechend wurde die Antenne auf der Nachbildung des biologischen Objektes hinsichtlich der Rückflusdämpfung, Resonanzfrequenz und Bandbreite analysiert. Es konnte festgestellt werden (siehe Abbildung 4-50), dass die Resonanzfrequenz nur unerheblich beeinflusst wurde. Diese liegt in diesem Falle bei 2,45 GHz und das Minimum der Rückflusdämpfung senkte sich auf -24,32 dB. Die Bandbreite hat sich hingegen auf 90 MHz verringert, sie ist aber dennoch größer als die geforderten 83,5 MHz des ZigBee Standards. Die Verringerung der Bandbreite geht allerdings damit einher, dass sich die untere Bandbreitengrenze auf 2,42 GHz erhöht hat. Dies liegt oberhalb der angestrebten unteren Grenze von ca. 2,4 GHz.

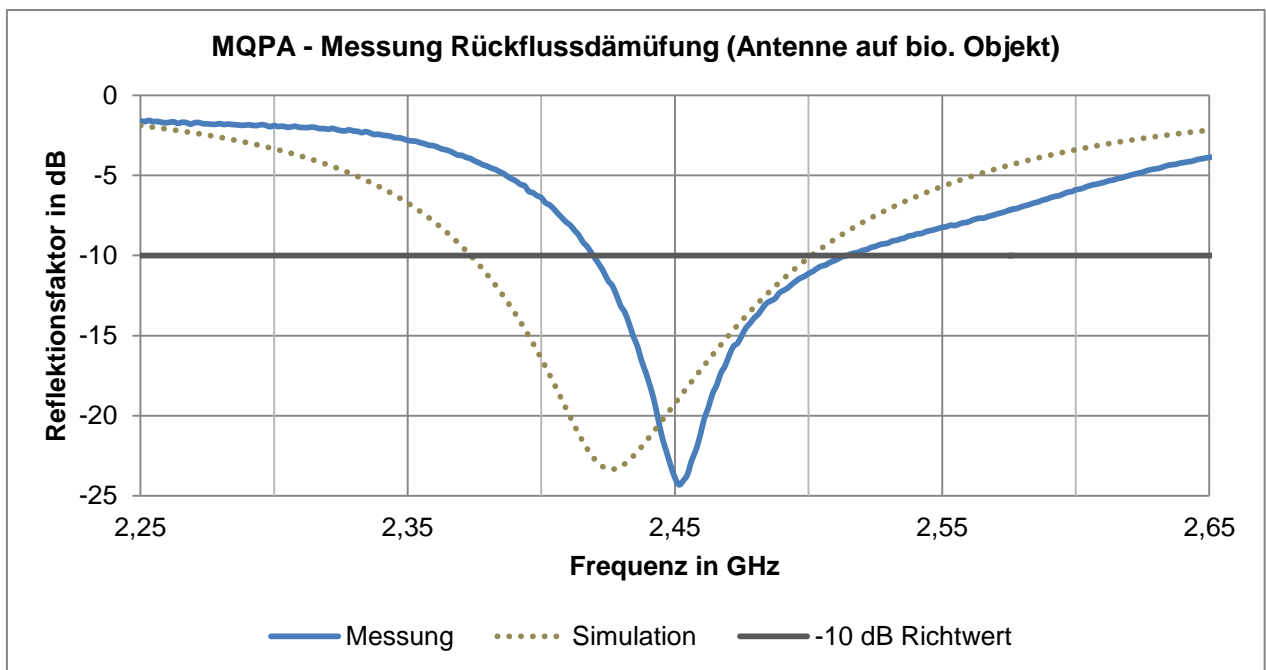
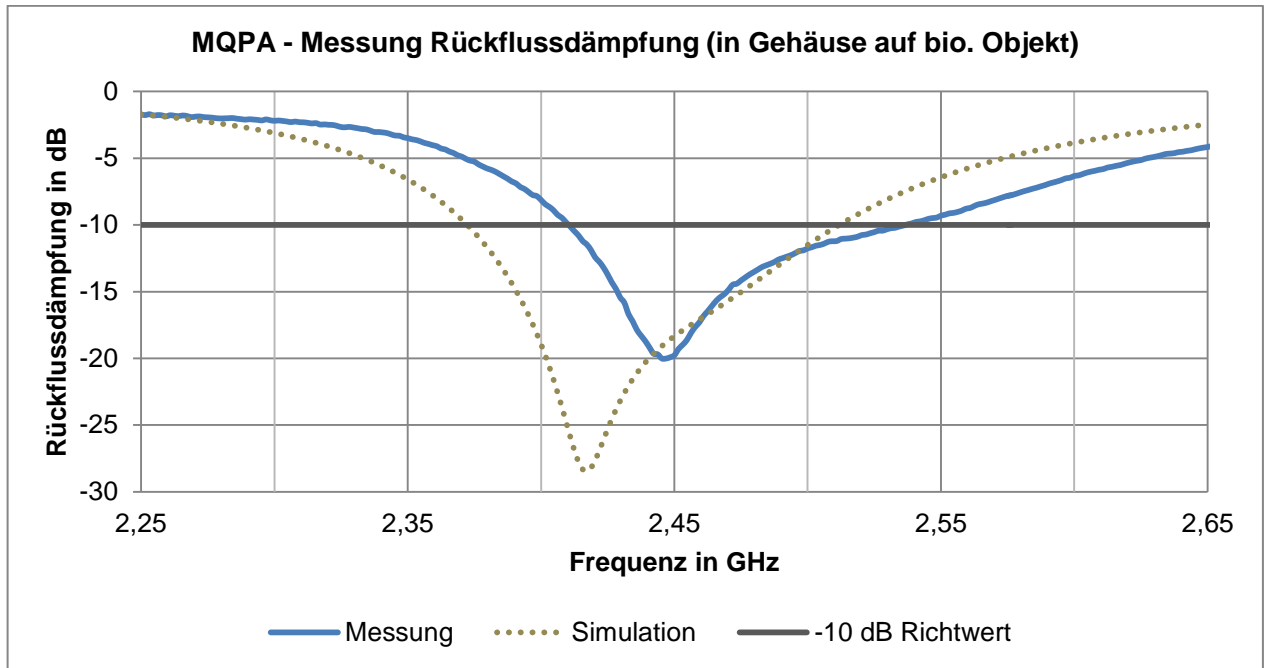


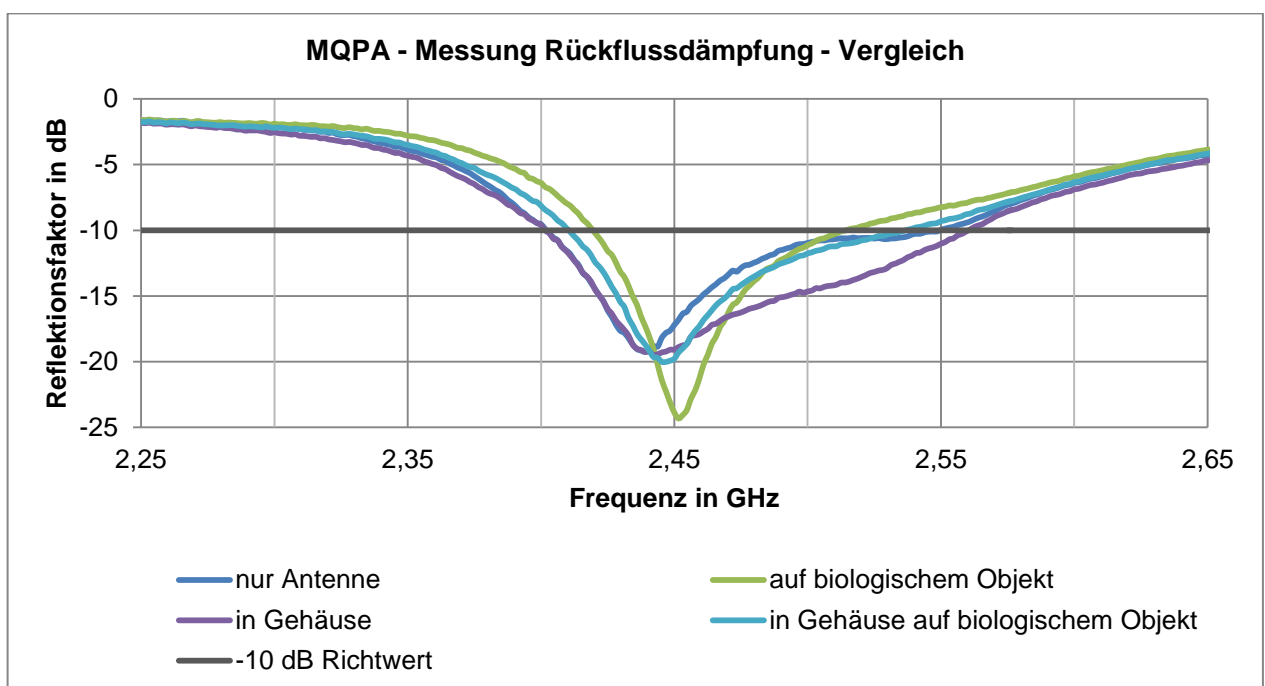
Abbildung 4-50 Rückflusdämpfung MQPA (Antenne auf biologischem Objekt)

Um die reale Anwendung so genau wie möglich nachzubilden, wurde die Antenne erneut innerhalb des Gehäuses platziert und darauf auf der Nachbildung des biologischen Objektes positioniert. Die Kombination aus Gehäuse und biologischem Objekt beeinflusst die Resonanzfrequenz erneut nur geringfügig, genauer liegt diese bei 2,44 GHz (siehe Abbildung 4-51 auf der kommenden Seite). Die minimale Rückflusdämpfung beträgt hierbei -20,01 dB. Die Bandbreite beläuft sich auf 130 MHz. Die untere Grenze ist wiederum geringfügig zu hoch und liegt bei 2,41 GHz. Die obere Grenze befindet sich bei 2,54 GHz.



**Abbildung 4-51 Rückflusdämpfung MQPA
(Antenne in Gehäuse auf biologischem Objekt)**

In Abbildung 4-52 werden alle Anordnungen miteinander verglichen. Es wird deutlich, dass die entwickelte Antenne in jeder Konfiguration innerhalb der geforderten Grenzen funktioniert. Lediglich die untere Bandgrenze ist bei Vorhandensein des biologischen Objekts, 10 MHz bzw. 20 MHz mit Gehäuse zu groß. Sie ist dennoch, aufgrund ihrer Stabilität gegenüber der Mittenfrequenz und Bandbreite, im besonderen Maße für die Anwendung als ZigBee Antenne auf einem Lebewesen geeignet.



**Abbildung 4-52 Vergleich der Messwerte der QPA
in den verschiedenen Anordnungen**

Mit einer weiteren Vergrößerung der Bandbreite kann die Antenne noch unempfindlicher gegen derartige Einflüsse gemacht werden. Nach diesen Untersuchungen kann festgehalten werden, dass die Ergebnisse aus der Simulation ähnlich den gemessenen Werten sind, aber dennoch nicht genau übereinstimmen. Die Möglichkeit, alle in der Realität auftretenden Faktoren wie beispielsweise, die Güte des SMA Connectors, die Dielektrizitätszahl des Substrates, die Oberflächenrauheit des Kupfers usw. vorauszusehen bzw. nachzubilden besteht nicht. Tabelle 4-12 stellt die Ergebnisse im Überblick dar:

Anordnung	Resonanzfrequenz in GHz	minimale Rückflussdämpfung in dB	untere Grenze in GHz	obere Grenze in GHz	Bandbreite in MHz
nur Antenne	2,44	-19,25	2,40	2,55	150
Antenne in Gehäuse	2,44	-19,49	2,40	2,56	160
Antenne auf biologischem Objekt	2,45	-24,32	2,42	2,51	90
Antenne in Gehäuse auf biologischem Objekt	2,45	-20,01	2,41	2,54	130

**Tabelle 4-12 Antenne mit quadratischem Patch mit Aussparungen
Übersicht der Messergebnisse**

Es wurden am Beispiel der invertierten F-Antenne von Texas Instruments Vergleichsmessungen durchgeführt. Wie bereits erwähnt verfügt diese, laut Datenblatt, über eine Resonanzfrequenz von 2,4 GHz und eine Bandbreite von 300 MHz. Die hohe Bandbreite soll die Antenne unempfindlicher gegenüber Verstimmung und Beeinflussung durch in der Nähe befindliche Bauteile machen. Mit welcher Platinengröße diese Werte erzielt wurden, ist aus dem Datenblatt nicht ersichtlich. [43]

Bei der messtechnischen Untersuchung dieser Antennentopologie, mit schaltungstechnischen Strukturen (IC – *integrated circuit*), konnten die Werte aus dem Datenblatt weitestgehend bestätigt werden. Wie Abbildung 4-53 auf der nachfolgenden Seite zeigt, ist die Resonanzfrequenz und Bandbreite nahe den angegebenen 300 MHz. Die Mittenfrequenz liegt bei 2,47 GHz bei einem gleichzeitigen Minimum der Rückflussdämpfung von -18,93 dB. Die Bandbreite bei -10 dB erstreckt sich von 2,32 GHz bis 2,59 GHz und ergibt somit 270 MHz.

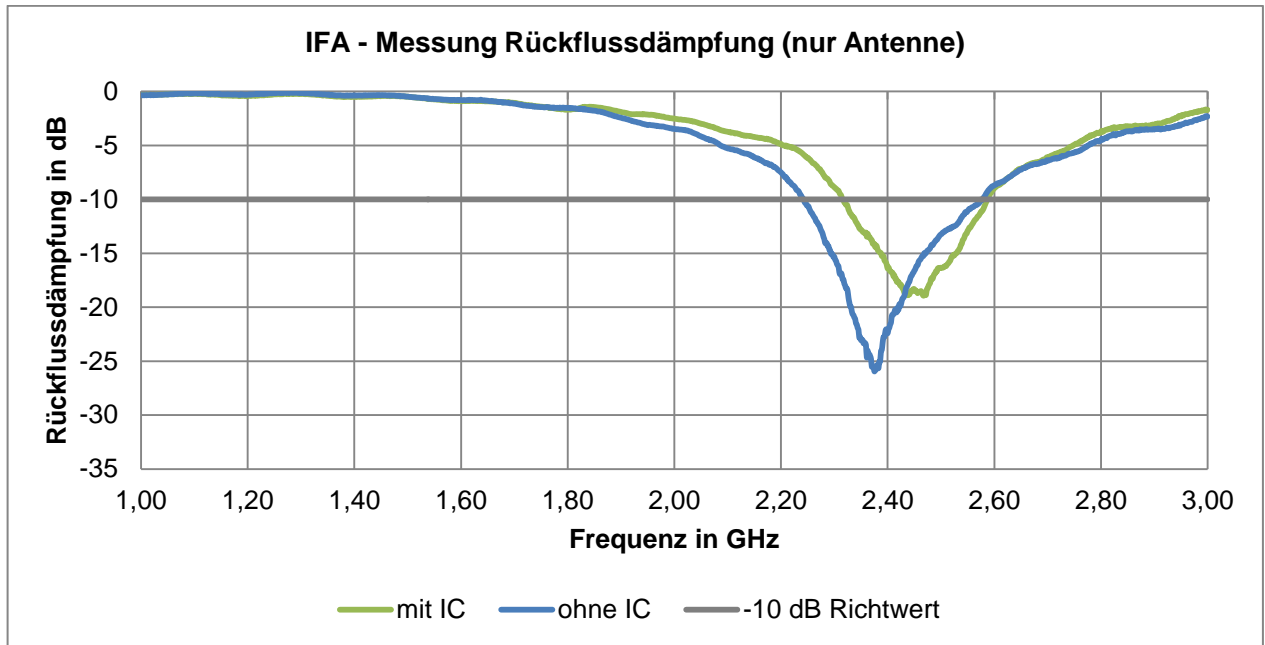


Abbildung 4-53 Rückflussdämpfung (nur Antenne)
invertierte F Antenne Texas Instruments

Die Analyse der gleichen Antennentopologie, allerdings ohne potenziell störende Strukturen auf dem gleichen Leiterplattenlayer führt zu dem Ergebnis (siehe Abbildung 4-53, blauer Graph), dass die Resonanzfrequenz auf 2,38 GHz verschoben wurde. Die Bandbreite hat sich stark vergrößert, diese beträgt 336 MHz. Das zeigt, dass die, sich in der Nähe befindlichen, Strukturen einen nicht zu verachtenden Einfluss auf die Parameter der Antenne haben. Außerdem legen die Ergebnisse nahe, dass die Werte aus dem Datenblatt ebenfalls auf diese Weise ermittelt wurden.

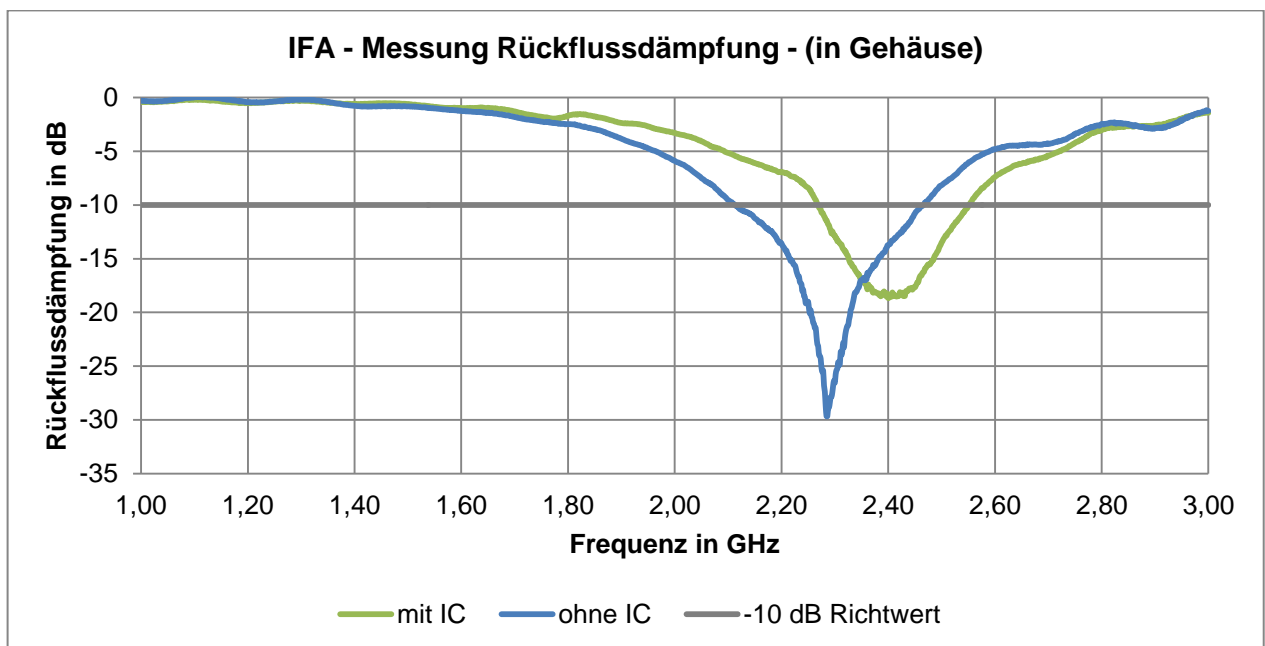


Abbildung 4-54 Rückflussdämpfung (Antenne in Gehäuse)
invertierte F Antenne Texas Instruments

Auch diese Antenne muss innerhalb eines Gehäuses untersucht werden. Die Mittenfrequenz hat sich mit IC auf 2,40 GHz verringert und die Bandbreite auf 281 MHz erhöht. Ohne IC in der Nähe der Antennenstruktur bestätigt sich der Effekt, das heißt, dass in diesem Falle ebenfalls eine Verschiebung, der Resonanzfrequenz und eine Verringerung der Bandbreite ermittelt werden konnte (siehe Abbildung 4-54 auf der vorhergehenden Seite).

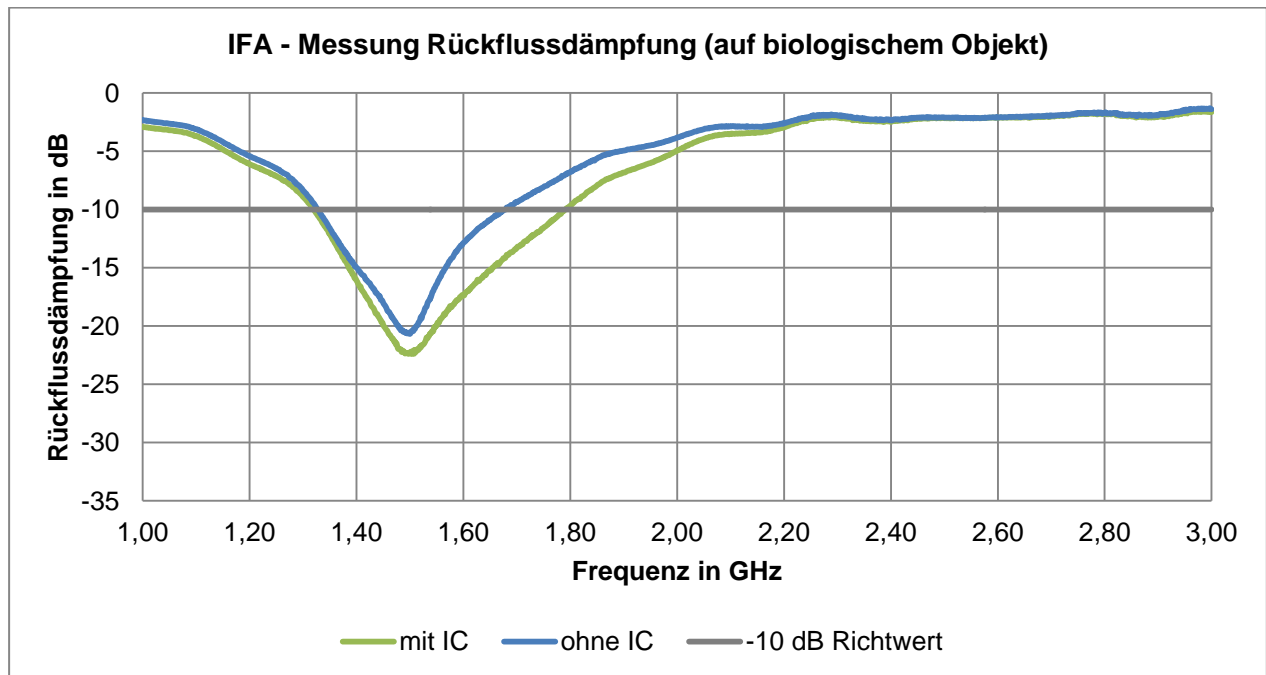
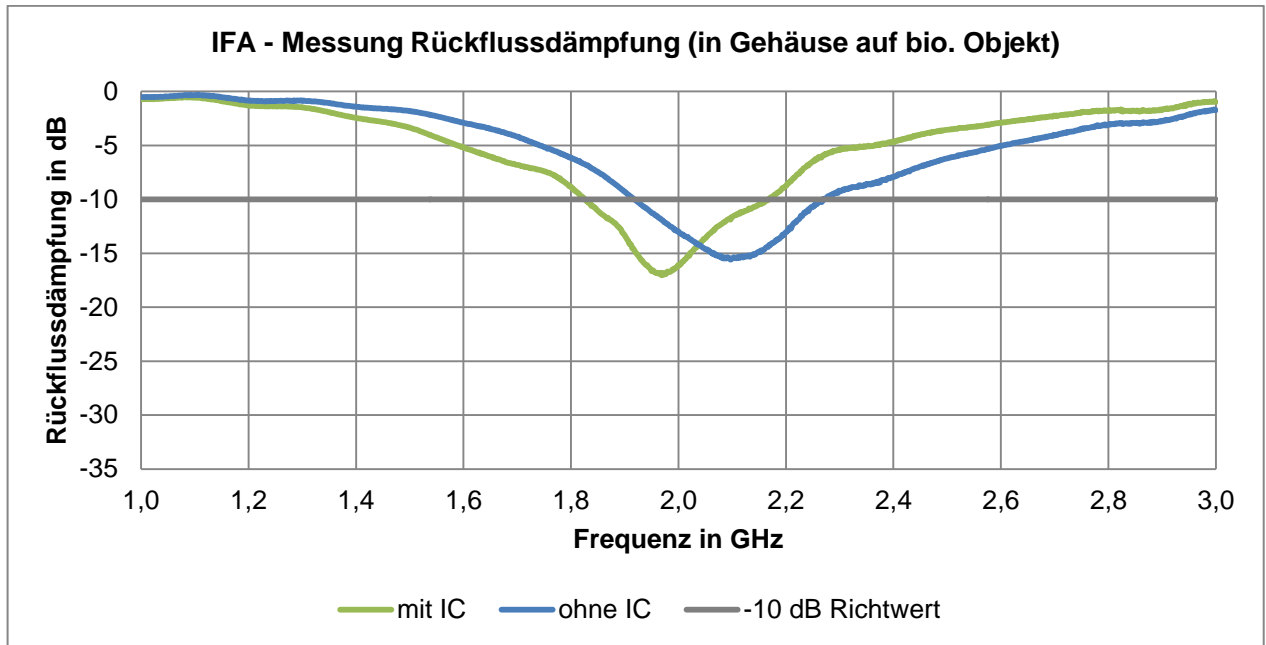


Abbildung 4-55 Rückflusdämpfung (Antenne auf biologischem Objekt)
invertierte F Antenne Texas Instruments

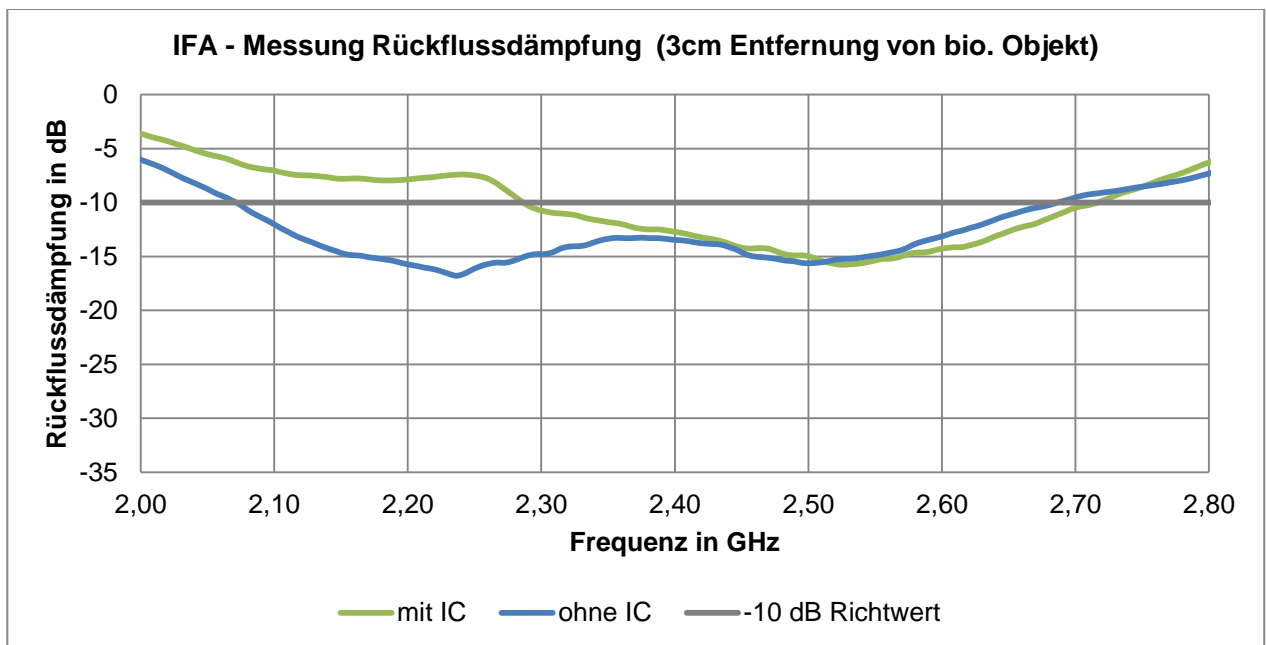
Abbildung A 10 im Anhang zeigt den Aufbau für die Messung der Rückflusdämpfung der invertierten F-Antenne bei Gegenwart des biologischen Objekts. Da die Antennentopologie der IFA von Texas Instruments auf der Rückseite der Platine keine Massefläche vorsieht, verschiebt sich die Mittenfrequenz von ursprünglich ca. 2,4 GHz auf 1,5 GHz. Dies trifft sowohl auf die Variante mit IC, als auch ohne IC zu. Daraus folgt, dass die Antenne für die Anwendung innerhalb eines ZigBee Systems auf einem biologischen Objekt nicht geeignet ist. Diese Verschiebung ist in Abbildung 4-55 ersichtlich.



**Abbildung 4-56 Rückflussdämpfung (in Gehäuse auf bio. Objekt)
invertierte F Antenne Texas Instruments**

Bei Kombination von Gehäuse und biologischem Objekt (siehe Abbildung 4-56) befindet sich die Resonanzfrequenz ebenfalls außerhalb des geforderten Bereiches von 2,45 GHz. Ohne IC liegt diese bei 2,1 GHz und mit IC bei 1,97 GHz. Sie ist damit, in dieser Konfiguration, ungeeignet um in einem ZigBee System als Antenne zu fungieren. Weiterführende Messungen (Strahlungsdiagramm) wurden daher nicht durchgeführt.

Es wurde außerdem eine Mindestentfernung von ca. 3 cm zum biologischen Objekt für das korrekte Arbeiten der Antenne ermittelt (siehe Abbildung 4-57). Ist dieser Abstand gegeben, arbeitet die IFA innerhalb tolerierbarer Grenzen.



**Abbildung 4-57 Rückflussdämpfung invertierte F Antenne
Texas Instruments (auf biologischem Objekt - 3 cm Entfernung)**

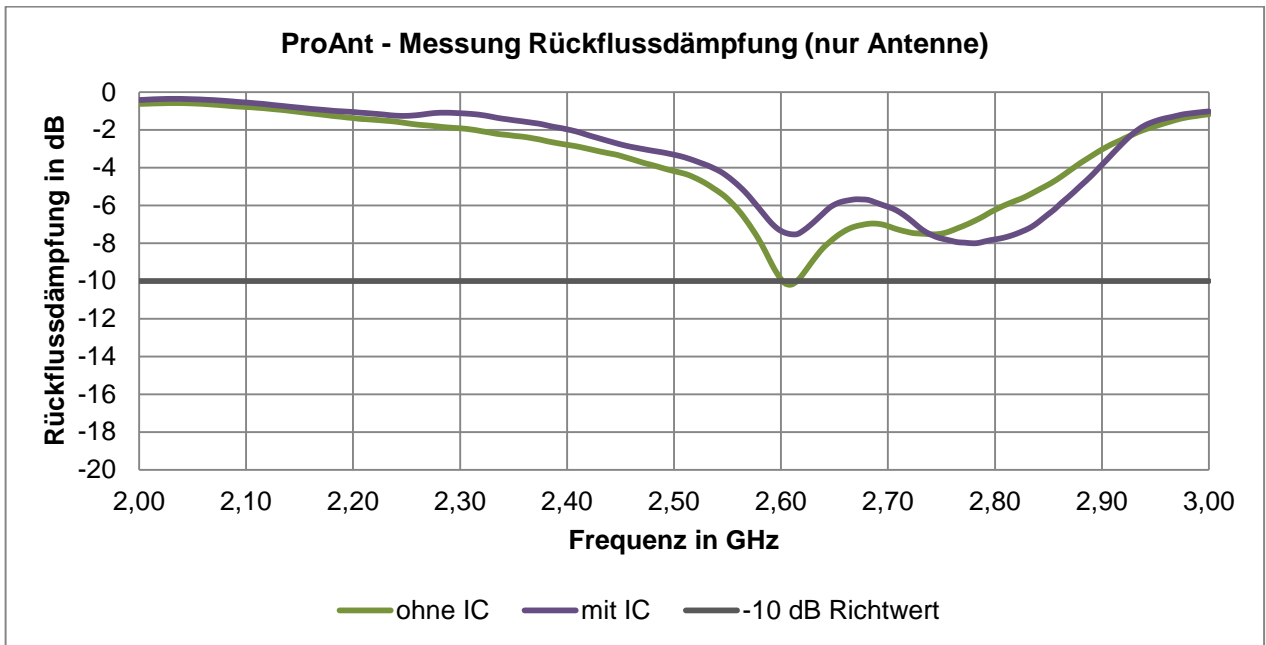
Die Ergebnisse der Messung der Rückflusdämpfung der invertierten F-Antenne von Texas Instruments können Tabelle 4-13 entnommen werden:

Anordnung ohne IC	Resonanzfrequenz in GHz	minimale Rückflussdämpfung in dB	Bandbreite in MHz
nur Antenne	2,38	-25,93	336
in Gehäuse	2,29	-29,65	335
auf biologischem Objekt	1,50	-20,68	350
in Gehäuse auf biologischem Objekt	2,10	-15,59	350
Anordnung mit IC			
nur Antenne	2,47	-18,93	270
in Gehäuse	2,40	-18,66	280
auf biologischem Objekt	1,50	-22,40	470
in Gehäuse auf biologischem Objekt	1,97	-17,04	340

Tabelle 4-13 Ergebnisse Messung Rückflusdämpfung - IFA von Texas Instruments

Bei der Messung der Rückflusdämpfung der ProAnt OnBoard™ 2.4 GHz – WLAN Dual Frequenz Antenne konnte festgestellt werden, dass diese auf der Prototypenplatine (siehe Abbildung 4-58 auf der nachfolgenden Seite) nicht wie erwartet funktioniert. Bei einer Nachfrage an den schwedischen Hersteller bestätigte dieser, dass die Antenne für größere Platinenabmessungen konzipiert worden ist. Es sei allerdings möglich mit Kupferband oder ähnlichen Maßnahmen gewisse Abstimmungen vorzunehmen, um die gewünschte Resonanzfrequenz zu erhalten. Dies konnte jedoch nicht bestätigt werden. Wie die Antenne auf dem momentanen System reagiert, müsste durch entsprechende Analysen herausgefunden werden. Da das System aber bereits erfolgreich im Einsatz ist, ist es denkbar, dass sich hier die richtige Resonanzfrequenz eingestellt hat. Belege dafür gibt es aufgrund fehlender Messungen allerdings nicht. Schlussfolgerung daraus ist, dass für jede Anwendung das Antennendesign speziell angepasst, bzw. eine eigene Struktur etabliert werden muss.

Es ist leider nicht möglich eine Antenne, bei der die Daten im Datenblatt grundsätzlich mit den gewünschten übereinstimmen, ohne Weiteres in ein vorhandenes System zu integrieren, da die angegebenen Daten unter speziellen Bedingungen erzielt wurden. In jedem Falle ist es notwendig, eine Messung der Resonanzfrequenz auf dem Zielsystem durchzuführen.



**Abbildung 4-58 ProAnt OnBoard™ 2.4 GHz – WLAN
Dual Frequenz Antenne - Messung**

4.3.3 Messung Strahlungscharakteristik

Zur Ermittlung des Strahlungsdiagramms der jeweiligen Antenne muss in Abhängigkeit der Frequenz folgende Betrachtung berücksichtigt werden. In der Nähe der Antenne, im sogenannten Nahfeld, oder auch reaktives Nahfeld genannt, besteht zwischen dem magnetischen und dem elektrischen Feld eine zeitliche Phasenverschiebung von einer viertel Periode, was 90° entspricht. Die Energie des resultierenden Feldes ist folglich eine reine Blindenergie. [10]

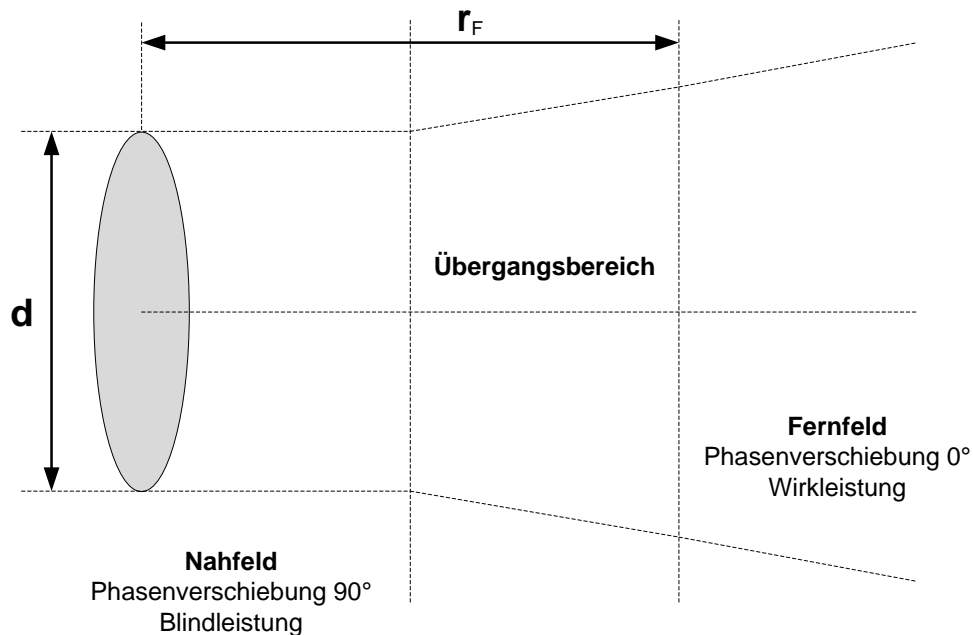


Abbildung 4-59 Nah- und Fernfeldverteilung [10]

Der Übergangsbereich wird auch als strahlendes Nahfeld bezeichnet. Erst im Fernfeld ist das Strahlungsdiagramm einer Antenne gültig, da das elektrische Feld und das magnetische Feld in Phase liegen und der Blindleistungsanteil verschwindet. Im Fernfeld ist nur noch die Wirkleistung vorhanden (siehe Abbildung 4-59). Die Ausdehnung dieser Bereiche ist abhängig von der Bauweise der Antenne bzw. von deren Größe. [10] Da es sich, bei der Anwendung um eine elektrisch kleine Antenne handelt, bei der gilt:

$$d < \lambda \quad (4-1)$$

ergibt sich für 2,45 GHz folgende Fernfeldbetrachtung:

$$r_F \geq 2\lambda \quad (4-2)$$

Die Wellenlänge für eine Frequenz von 2,45 GHz berechnet sich wie folgt:

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{299792458 \frac{m}{s}}{2,45 \text{ GHz}} = 0,1225 \text{ m} = \underline{12,25 \text{ cm}} \quad (4-3)$$

Für die Betrachtung des Fernfeldes ergibt sich somit:

$$\lambda = 12,25 \text{ cm} \quad (4-4)$$

$$r_F \geq 2 \cdot 1225 \text{ cm} = \underline{24,50 \text{ cm}} \quad (4-5)$$

Daraus folgt, dass der Durchmesser der Antenne, bei elektrisch kleinen Antennen, zu vernachlässigen ist, da er nur von der Wellenlänge abhängig ist. Bei 2,45 GHz beginnt das Fernfeld nach 24,50 cm. Erst nach dieser Entfernung ist reine Wirkleistung vorhanden. Für die Messung wurde daher ein Abstand vom 1 m gewählt. Folgender Messaufbau wurde für die Transmissionsmessung (s_{21} Parameter) verwendet:

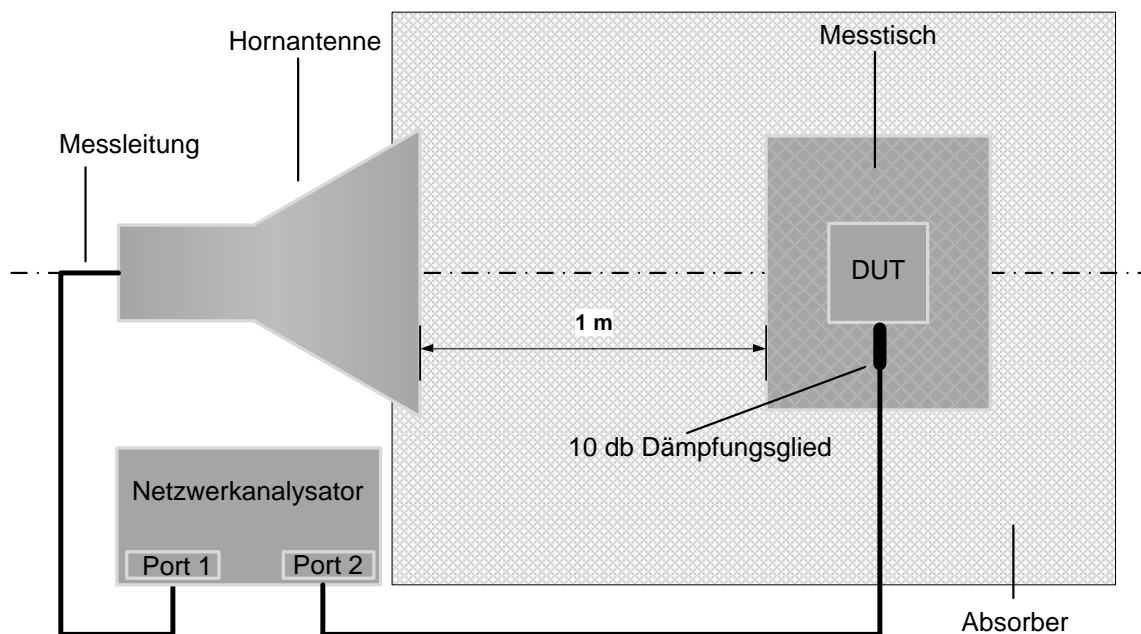


Abbildung 4-60 schematischer Messaufbau - Transmissionsmessung - S₂₁ Parameter

Zur Erstellung der Strahlungsdiagramme für die verschiedenen Antennen wird der Messaufbau gemäß Abbildung 4-60 genutzt. Weitere Abbildungen (Abbildung A 11 bis Abbildung A 14) dazu können dem Anhang entnommen werden.

Um Einflüsse von außen und Reflexionen im Inneren zu minimieren, befindet sich der Aufbau in einer mit Absorbern ausgestatteten Messkabine. Bei der Empfangsantenne handelt es sich um ein Doppelsteg Breitband Hornantenne von Schwarzbeck Messelektronik (siehe Abbildung 4-61 a auf der folgenden Seite).

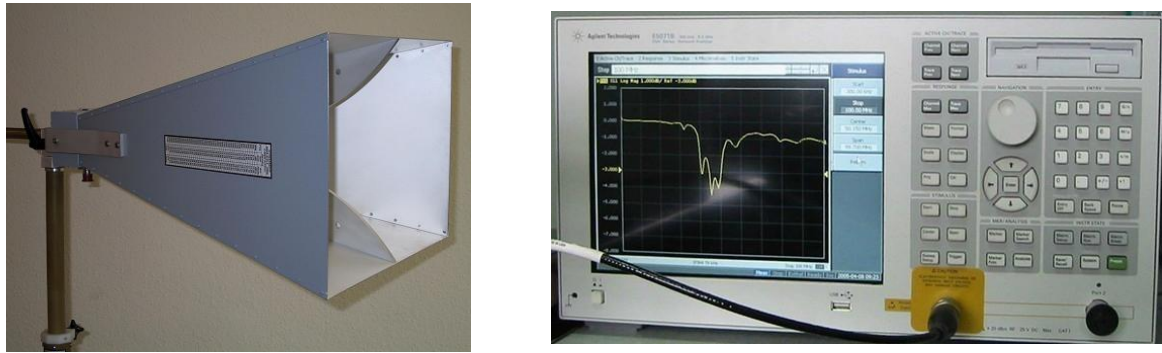


Abbildung 4-61 a) breitbandige Hornantenne [46] b) Netzwerkanalysator [47]

Deren Frequenzbereich erstreckt sich von 300 kHz bis 8,5 GHz. Sie ist damit geeignet, um Messungen bei 2,4 GHz vorzunehmen. Diese Antenne stellt eine besondere Bauform dar, da sich in der Mitte exponentiell nach außen öffnende metallische Stege befinden, die eine signifikante Erweiterung der Bandbreite bewirken. [14] Die Messwerterfassung wird ebenfalls mit dem NWA E5071B von Agilent realisiert (siehe Abbildung 4-61 b). Die zu messende Antenne befindet sich 1 m entfernt auf einer Drehscheibe, die wiederum auf einem Messtisch positioniert wurde. Beide Antennen müssen ausgerichtet werden (siehe hierzu Abbildung A 11 bis Abbildung A 14). Die zu messende Antenne stellt hierbei die Sendeantenne und die Hornantenne die Empfangsantenne dar. Der empfangene Signalpegel in dB wurde in Abhängigkeit der Winkelstellung zur Empfangsantenne aufgezeichnet. Hierbei wurde die Sendeantenne in einem Raster von 15° ausgehend vom Nullpunkt gedreht (0° bis 105° und 0° bis 255°). Anschließend wurde die ursprünglich horizontal polarisierte Empfangsantenne vertikal polarisiert und daraufhin eine weitere Messreihe aufgenommen. In grafischer Darstellung der Messreihen ergibt sich die entsprechende Richtcharakteristik der jeweiligen Antenne. Vor jedem Messdurchgang wird eine Kalibrierung (Response – Thru) durchgeführt, bei der die Messleitungen, Stecker und Adapter von der eigentlichen Messung „abgezogen“ werden. Auch bei dieser Messung wurde ein 10-dB-Dämpfungsglied eingesetzt.

Die Messungen wurden nach folgender Reihenfolge durchgeführt:

- a) Antenne
- b) Antenne in einem Gehäuse
- c) Antenne auf biologischem Objekt
- d) Antenne auf biologischem Objekt in einem Gehäuse

Um die gemessenen- (s_{21} - Parameter) mit den, in der Simulation ermittelten Werten vergleichen zu können, ist es nötig eine Pegelbilanz der Übertragungsstrecke (siehe Abbildung 4-60 auf Seite 78) aufzustellen:

$$\begin{aligned} & \text{Ausgangsleistungspegel NWA (dBm)} - \text{Freiraumdämpfung (dB)} \\ & + \text{Gewinn der Empfangsantenne (dBi)} = \text{Leistungspegel ohne DUT (dBm)} \end{aligned} \quad (4-6)$$

Hierbei beachtet werden muss vor allem die sogenannte Freiraumdämpfung a_F . Diese beschreibt, wie sich die Leistungsdichte bei der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen im freien Raum reduziert hat. Als Funktion der Frequenz kann diese (in dB) wie folgt berechnet werden: [21]

$$a_F (dB) = 10 \log \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot r \cdot f}{c} \right)^2 \quad (4-7)$$

Wobei r die Entfernung zwischen Sende- und Empfangsantenne ist. Die Freiraumdämpfung, für 1 m Entfernung zwischen diesen, bei einer Frequenz von 2,45 GHz beträgt:

$$a_F (dB) = 10 \log \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot 1 \text{ m} \cdot 2,45 \cdot 10^9 \text{ Hz}}{3,0 \cdot 10^8 \frac{\text{m}}{\text{s}}} \right)^2 = \underline{40,23 \text{ dB}} \quad (4-8)$$

Der am Netzwerkanalysator konfigurierte Ausgangsleistungspegel beträgt 0 dBm. Zusammen mit dem Gewinn der breitbandigen Hornantenne bezogen auf den isotropen Kugelstrahler von 13,09 dBi, ergibt sich folgende Pegelbilanz: [46]

$$0 \text{ dBm} + 13,09 \text{ dBi} - 40,23 \text{ dB} = \underline{-27,14 \text{ dBm}}$$

Dieser Wert gilt für die Übertragungsstrecke ohne DUT. Zur Erstellung der Strahlungsdiagramme muss für jeden Messwert die Differenz zwischen diesem und dem Leistungspegel ohne DUT ermittelt werden. Sollte der Messwert beispielsweise -28,63 dBm betragen dann ist der Gewinn des DUT gleich:

$$27,14 \text{ dBm} - 28,63 \text{ dBm} = \underline{-1,49 \text{ dBi}}$$

Die Beeinflussung der Übertragungsstrecke durch Störeinflüsse, innerhalb einer Messkabine mit Absorbern wurde, vernachlässigbar klein befunden.

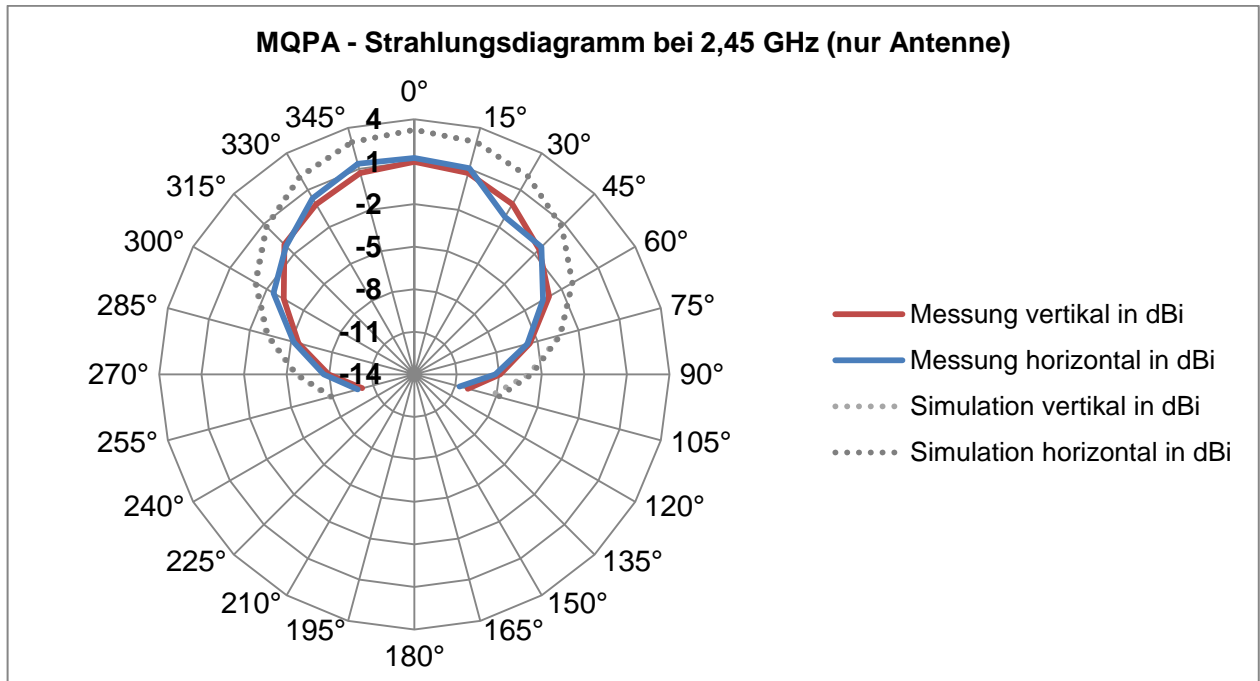


Abbildung 4-62 Strahlungsdiagramm - Vergleich Messung und Simulation nur Antenne

Die Messungen der Microstrip-Antenne mit quadratischem Patch mit Aussparungen (siehe Abbildung 4-62) stimmen bezüglich der Charakteristik mit der Simulation nahezu überein, allerdings ist der gemessene Gewinn in Hauptstrahlrichtung mit 1,37 dBi (horizontal) geringer als bei dem simulierten (3,25 dBi).

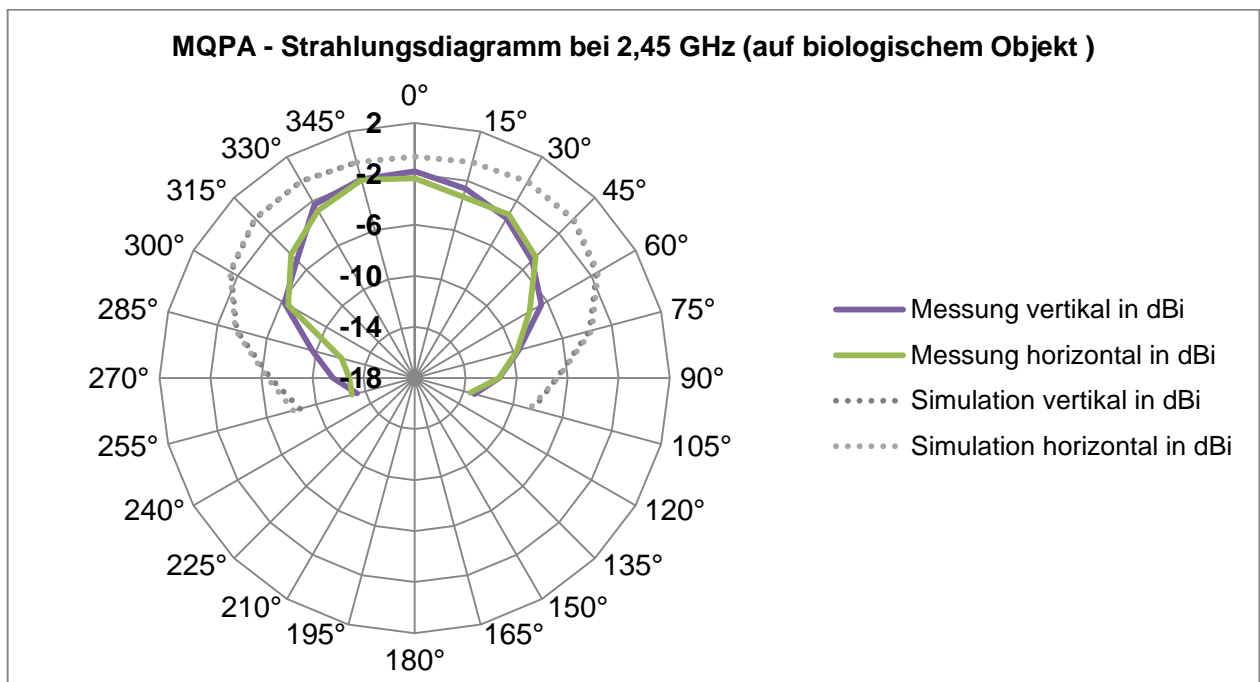


Abbildung 4-63 Strahlungsdiagramm - Vergleich Messung und Simulation auf biologischem Objekt

Bei Betrachtung der Simulations- und Messergebnisse der MQPA auf dem biologischen Objekt (Abbildung 4-63 auf der vorherigen Seite) fällt auf, dass diese nur ansatzweise übereinstimmen. Die Halbwertsbreite ist bei der gemessenen Richtcharakteristik deutlich schmaler und der Gewinn ist erneut kleiner. Die Differenz zwischen simulierten (-0,17 dBi) und gemessenen Gewinn (-1,92 dBi, horizontal) beträgt 1,75 dBi.

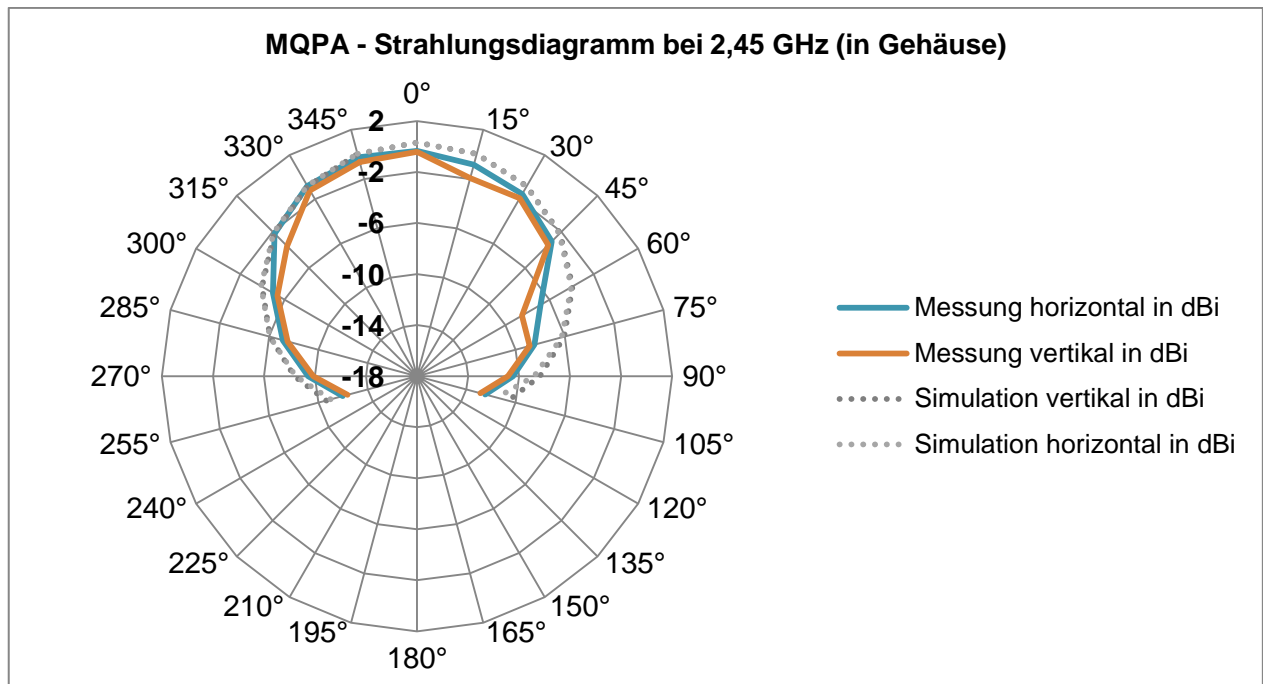


Abbildung 4-64 Strahlungsdiagramm - Vergleich Messung und Simulation in Gehäuse

Messung und Simulation stimmen bei Vorhandensein eines Gehäuses (siehe Abbildung 4-64) gut überein, lediglich im Bereich von 60° bis 90° weisen die Messwerte Unterschiede von bis zu -2 dB auf. Der Öffnungswinkel stimmt nahezu überein und der Gewinn beträgt 0,32 dBi bei der Simulation und -0,23 dBi bei der Messung (horizontal).

Wie Abbildung 4-65 auch der nachfolgenden Seite entnommen werden kann, ist der Öffnungswinkel der simulierten- wiederholt deutlich größer als bei der gemessenen Charakteristik. Der Gewinn ist in diesem Falle ebenfalls in der Messung geringer als in der Simulation (-1,57 dBi gegenüber -4,15 dBi).

Bei der Präsenz des biologischen Objekts herrscht eine gewisse Diskrepanz zwischen Simulations- und Messwerten. Das ist der Tatsache geschuldet, dass sich die simulierte Struktur im Realfall nicht identisch nachbilden lässt. Es besteht die Möglichkeit, dass die Antenne nicht zu jeder Zeit absolut bündig auf der biologischen "Masse" positioniert war, sondern etwas tiefer innerhalb des Objektes platziert war, um eine gewisse Fixierung zu gewährleisten. Diese Messung ist nicht hinreichend gut reproduzierbar, da eine exakte Anordnung bzw. Ausrichtung nicht garantiert werden kann.

Hierzu kann festgestellt, dass es durchaus reicht, eine Messung der Rückflusdämpfung durchzuführen, um zu sehen, ob die Antenne bei "Gegenwart" eines biologischen Objektes verstimmt wird oder nicht. Während der Messungen wurde außerdem festgestellt, dass es genügt eine Hand in die entsprechende Position hinter die Antenne zu bringen, um eine eventuelle Beeinflussung zu registrieren.

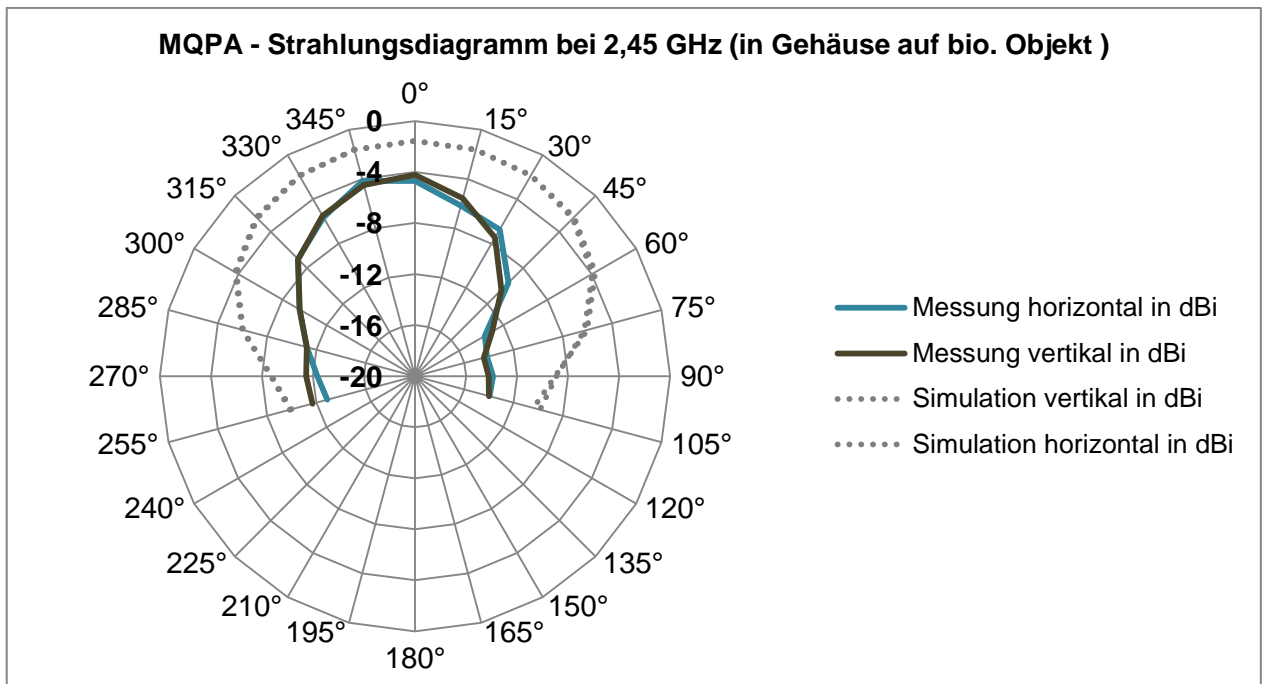


Abbildung 4-65 Strahlungsdiagramm - Vergleich Messung und Simulation in Gehäuse auf biologischem Objekt

Alle Ergebnisse der Messungen der MQPA können Tabelle 4-14 entnommen werden:

Anordnung	Gewinn in Hauptstrahlrichtung in dBi
horizontal	1,37
vertikal	1,00
auf biologischem Objekt horizontal	-1,92
auf biologischem Objekt vertikal	-1,79
in Gehäuse horizontal	-0,23
in Gehäuse vertikal	-0,43
in Gehäuse auf biologischem Objekt horizontal	-4,15
in Gehäuse auf biologischem Objekt vertikal	-4,22

Tabelle 4-14 Ergebnisse Messung Strahlungscharakteristik Antenne mit quadratischem Patch mit Aussparungen

Auch hier wurde die invertierte F-Antenne als Vergleichsantenne herangezogen. Es wurden nur die Konfigurationen gemessen, die sich bei der Messung der Rückflusdämpfung (s_{11} - Parameter) als "den Anforderungen entsprechend" dargestellt haben (Resonanzfrequenz bei ca. 2,45 GHz). Die gilt nur für die Anordnungen ohne biologisches Objekt. Die Antenne von ProAnt wurde bei diesen Messungen, aufgrund ihrer Verstimmung bei der Zielresonanzfrequenz nicht vermessen.

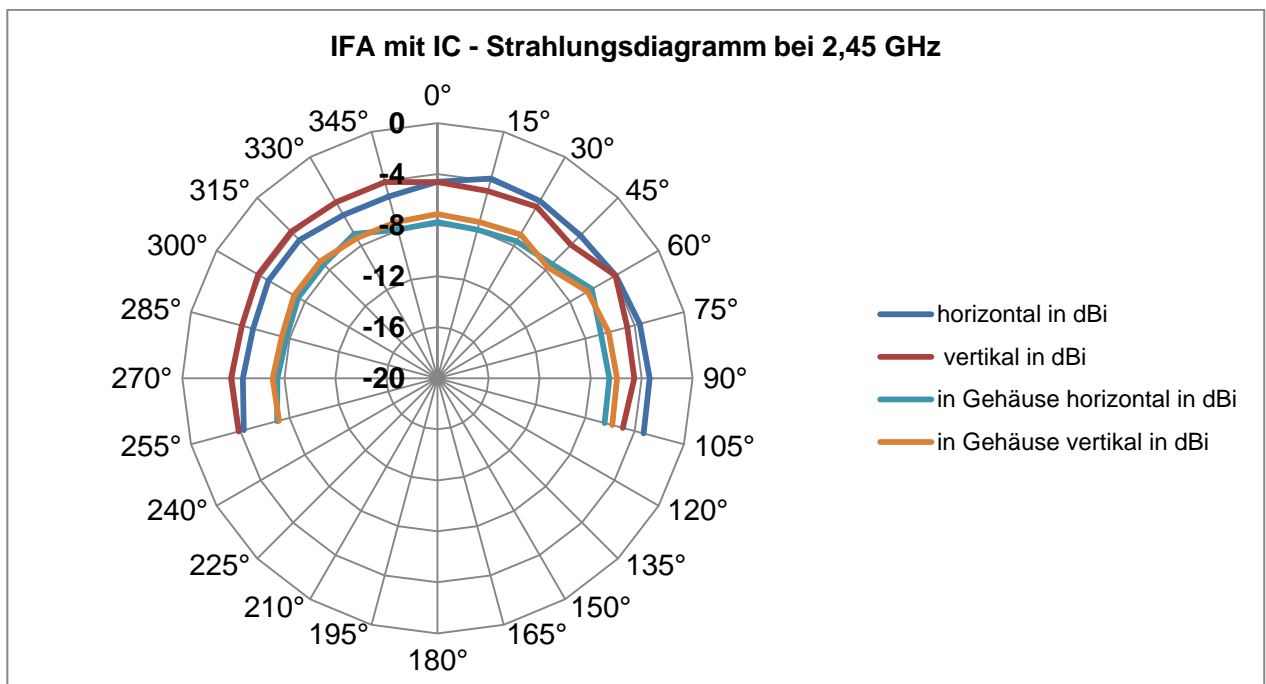


Abbildung 4-66 Strahlungsdiagramm IFA von TI mit Schaltung

Diese Antennenstruktur wird vom Texas Instruments als omnidirektionale Antenne beschrieben, die in alle Richtungen (360°) abstrahlt und somit wenig Bündelung der abgestrahlten Energie aufweist. Diese Charakteristik konnte in den Messungen durchaus bestätigt werden (siehe Abbildung 4-66 bzw. Abbildung 4-67 auf der folgenden Seite). Der Gewinn der Antenne ist im Datenblatt auf der vertikalen- und horizontalen Ebene mit rund 3 dB angegeben, dies konnte in den Messungen nicht bestätigt werden. Die Diagramme zeigen mit und ohne IC ein ähnliches Bild, das liegt aber daran, dass die Antenne ohne Schaltung auf der Platine im Messbereich von 2,45 GHz leicht verstimmt war. Nach einem kurzen Kontakt mit dem Kunden-Support von Texas Instruments wurde die Vermutung bestätigt, dass der Gewinn ohne IC höher ausfallen sollte als mit.

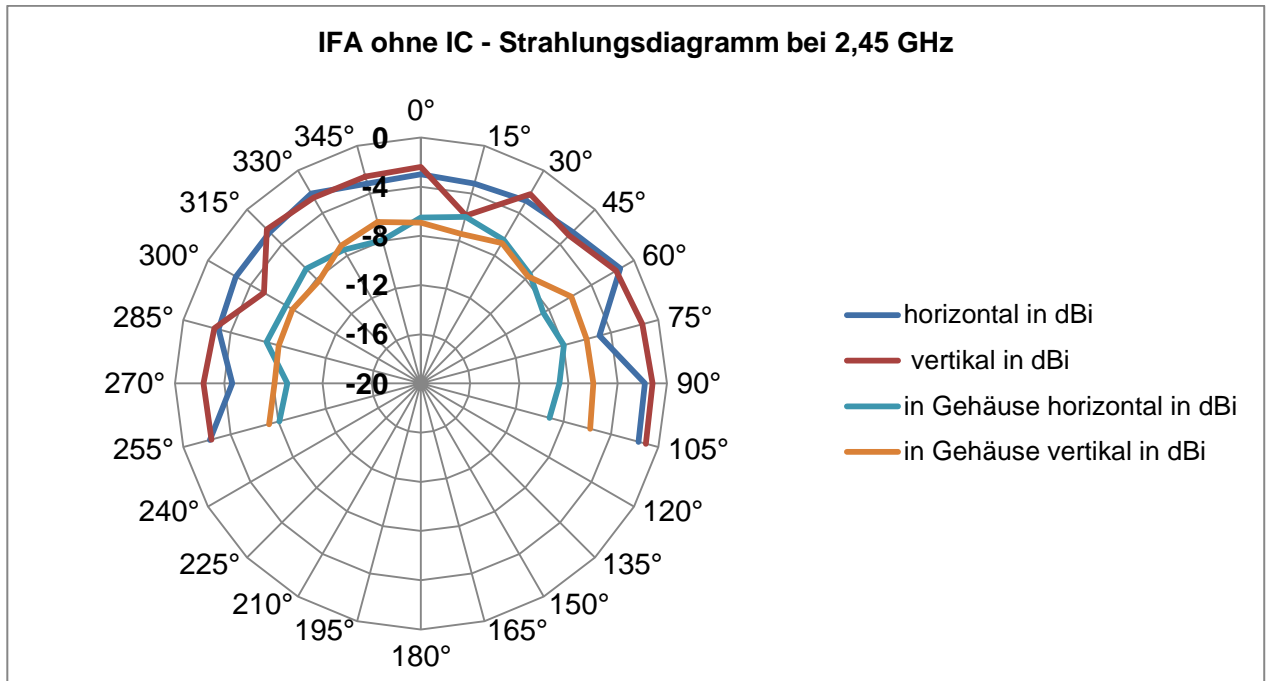


Abbildung 4-67 Strahlungsdiagramm IFA von TI ohne Schaltung

Die Ergebnisse der Messungen mit der IFA von TI können Tabelle 4-15 auf der folgenden Seite entnommen werden:

Anordnung mit IC	Gewinn in Hauptstrahlrichtung in dBi
horizontal	-4,60
vertikal	-4,62
in Gehäuse horizontal	-7,76
in Gehäuse vertikal	-7,14
Anordnung ohne IC	
horizontal	-2,99
vertikal	-2,38
in Gehäuse horizontal	-6,50
in Gehäuse vertikal	-6,91

Tabelle 4-15 Ergebnisse Messung Strahlungscharakteristik

invertierte F Antenne

4.3.4 Messung Wellenwiderstand der Leiterbahn

Bei der Verwendung einer bereits konfektionierten Antennenstruktur ist es notwendig auf der Platine eine Leiterbahn zur Speisung vorzusehen, wie sie in Abbildung 4-43 und Abbildung 4-44 auf Seite 64 dargestellt ist. Diese befindet sich zwischen der Impedanzanpassung mittels Balun und dem Speisepunkt der jeweiligen Antenne. Davon ausgenommen das selbst entwickelte Antennendesign, da hier die Speisung mit Hilfe eines SMA-Steckverbinders erfolgt. Diese Leiterbahn sollte nach Möglichkeit die Impedanz der Anpassung nicht verändern, da dies eine Fehlanpassung gegenüber der Fußpunktimpedanz der Antenne zur Folge hätte. Da die Leiterbahn auf der Oberseite von einer Massefläche umgeben ist und auf der Unterseite des Substrates ebenfalls eine Massefläche vorhanden ist, muss zur Dimensionierung der Leiterbahnbreite die Berechnung zur koplanaren Streifenleitung mit Erdpotenzial auf der Rückseite (*grounded coplanar waveguide*, kurz GCPW) herangezogen werden (siehe Abbildung 4-68). Zur Vermeidung von Reflexionen wurde die Leiterbahn, im Falle der ProAnt Antenne in ihrem Verlauf abgerundet. [48]

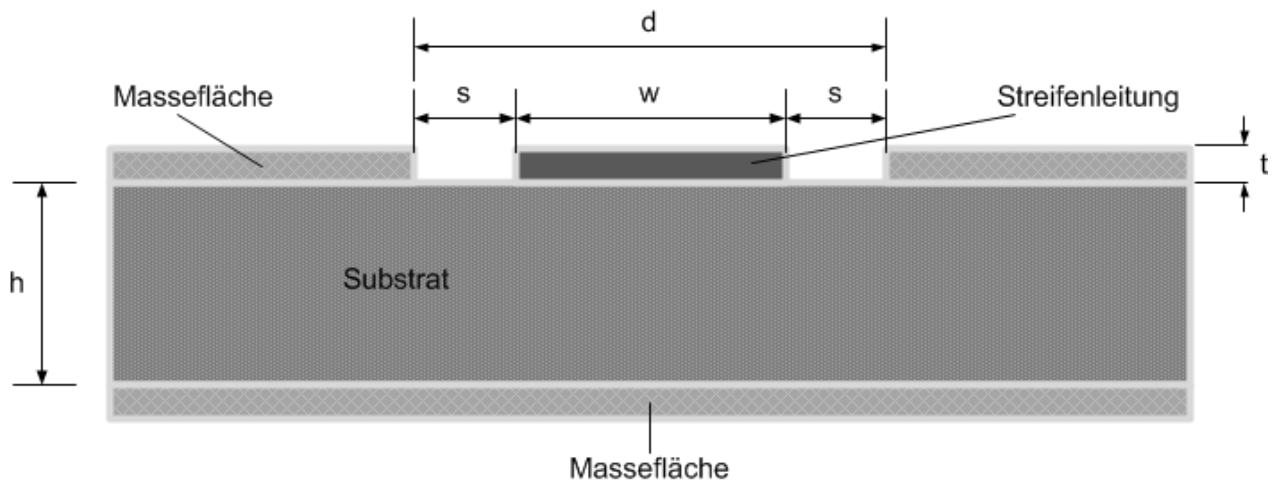


Abbildung 4-68 koplanare Streifenleitung mit Erdpotenzial

Koplanare Leitungen zeichnen sich dadurch aus, dass sich alle Streifenleiter auf der gleichen Seite des Substrates befinden. Auf der Leitung bildet sich als Grundwelle eine Quasi-TEM-Welle aus. Es ist üblich, die gesamte Oberfläche der Platine mit Lötstopplack zu überziehen. Er dient zum Schutz der Leiterplatte vor Korrosion, mechanischer Beschädigung und verhindert beim Löten das Benetzen der mit ihm überzogenen Flächen auf der Leiterplatte. Er verändert allerdings auch das ϵ_{eff} der Anordnung und wurde deshalb im Bereich der Leiterbahn nicht aufgetragen. Zur Ermittlung der richtigen Breite der koplanaren Streifenleitung für $50\ \Omega$ Wellenwiderstand wurde das Programm AppCad von Agilent Technologies verwendet (siehe Abbildung A 5 im Anhang).

Bei folgenden gegebenen Werten:

- Dielektrizitätszahl des Substrates:

$$\epsilon_r = 4,35$$

- Höhe der Kupferschicht auf dem Substrat:

$$t = 32 \mu m$$

- Dicke bzw. Höhe des Substrates:

$$h = 1,55 mm$$

- Abstand der Streifenleitung zur Massefläche auf derselben Substratseite beträgt:

$$s = 0,2 mm$$

ergab dies für die Breite der Streifenleitung:

$$w = 1,105 mm$$

Auf Grundlage dieser Berechnungen wurde vom Autor dieser Arbeit speziell für diese Messung eine Platine entworfen (siehe Abbildung 4-69).

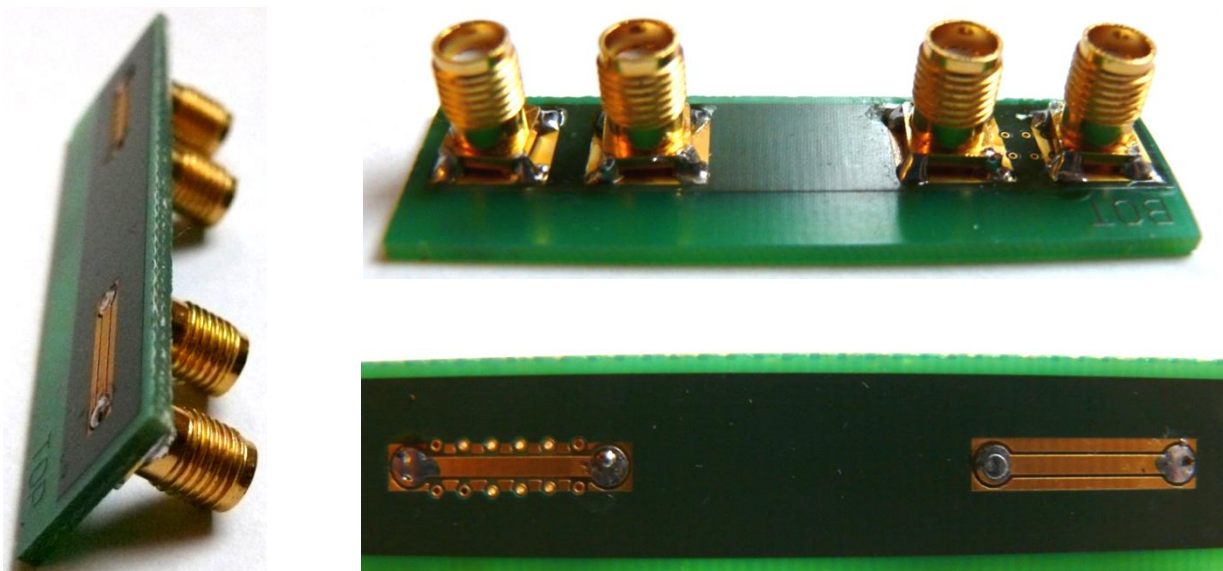


Abbildung 4-69 GCPW auf einer Platine, links: Seitenansicht
oben: Rückseite mit SMA Connectoren, unten: GCPW links mit - , rechts ohne Durchkontaktierungen

Die Messung, mittels Zeitbereichsreflektometrie (gemäß Abbildung 4-70), auch TDR (*time domain reflectometry*) genannt, stellt eine Methode zur Untersuchung von Lauflängen, Störstellen und Reflexionseigenschaften von elektromagnetischen Wellen oder entsprechenden Signalen dar.

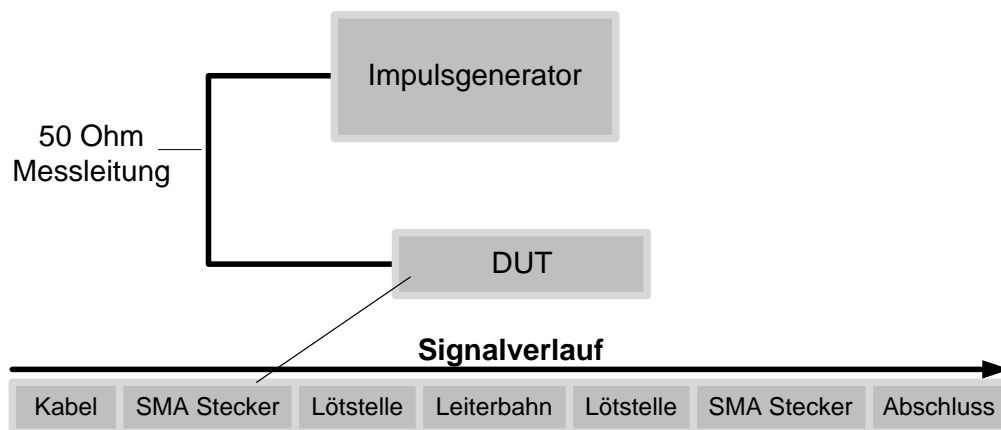


Abbildung 4-70 Messaufbau Zeitbereichsreflektometrie Messung

Gemessen wurde jeweils eine Leiterbahn mit der berechneten Breite auf FR4 Substratmaterial, jeweils mit und ohne Durchkontaktierungen. Zur Messwerterfassung wurde ein sogenannter "*Communications Signal Analyzer*" CSA803A von Tektronix genutzt. Ähnlich der Messung des s_{11} - Parameters wird das DUT mit einer kurzen Messleitung verbunden. Die Messung ergab eine Impedanz (im Bereich von $0,22\text{ ns}$ bis $0,27\text{ ns}$) von ca. $62,10\ \Omega$ für die GCPW mit Durchkontaktierungen in der Nähe der Leiterbahn und ca. $61,46\ \Omega$ ohne Durchkontaktierungen (siehe Abbildung 4-71 auf der folgenden Seite).

Daraus folgt, dass die Durchkontaktierungen in der Nähe der Leiterbahn auf den Wellenwiderstand nur einen geringen Einfluss haben. Diese Durchkontaktierungen können folglich zum Schutz vor ungewollten Ein- bzw. Auskopplungen, wie beispielsweise Übersprechen, verwendet werden. Lötstopplack ist bei beiden Varianten nicht vorgesehen. Die nicht unerhebliche Abweichung vom Sollwert von $50\ \Omega$ gegenüber dem Istwert von rund $\sim 62\ \Omega$, hat ihre Ursache in der abweichenden, da schwer abschätzbaren Dielektrizitätszahl des Substratmaterials und in diversen Fertigungsungenauigkeiten. Die Leiterbahn hat aufgrund von fertigungsbedingten Einflüssen keine rechteckige, sondern vielmehr eine trapezförmige Querschnittsflächenform. Es wird daher empfohlen impedanzkontrollierte Strukturen zu verwenden, um mögliche Fehlanpassungen zu verhindern. Wenn eine Leiterbahn hochfrequente Signale führt, muss diese entsprechend der Impedanz des Senders bzw. Empfängers dimensioniert werden. Eine Impedanzfehlanpassung ist nach der Bestückung der Leiterplatte sehr schwer analysierbar. Aus diesem Grund sollte Leiterplattenentwickler die entsprechende Impedanz genau spezifizieren und eng mit dem Leiterplattenhersteller zusammenarbeiten, um die gewünschten Spezifikationen einzuhalten.

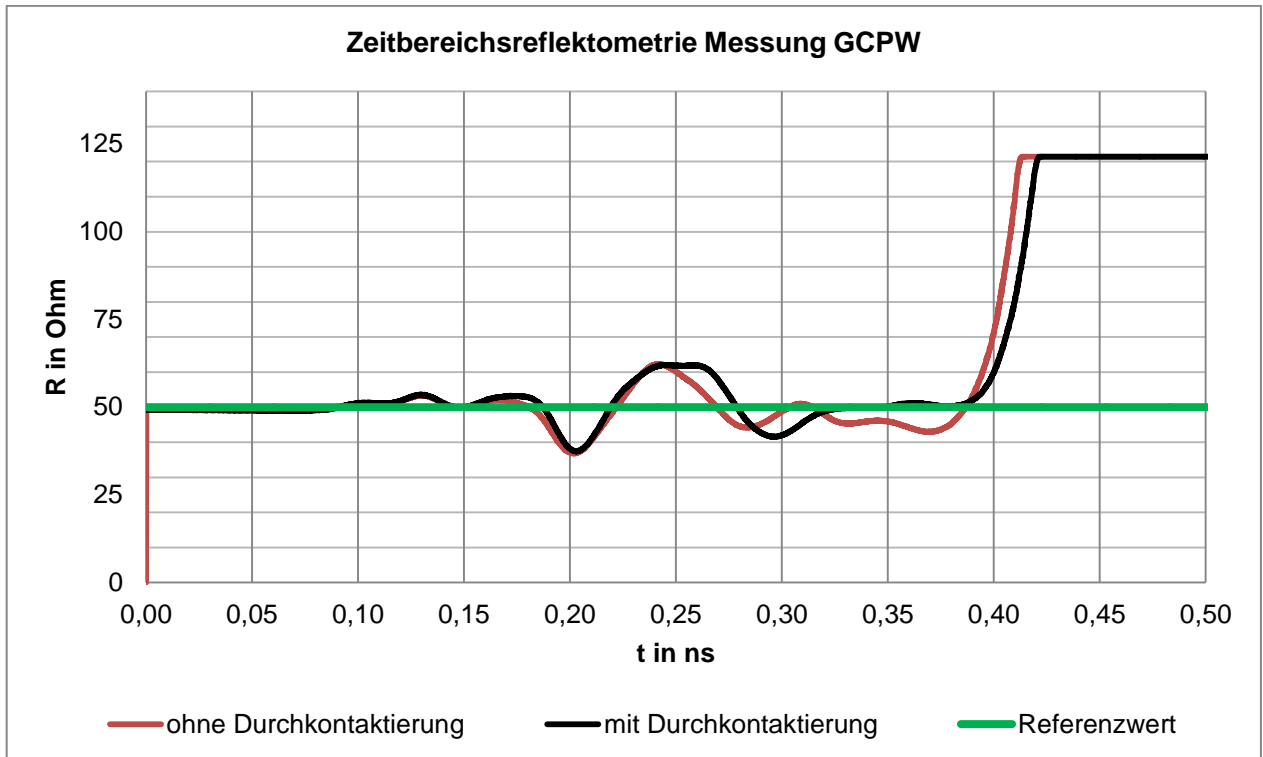


Abbildung 4-71 Zeitbereichsreflektometrie Messung GCPW

Abbildung 4-71 zeigt den Signalverlauf in ns und den Widerstand der jeweiligen Komponente. Das Signal durchläuft dabei die Messleitung (ca. 0,00 bis 0,12 ns), den SMA Steckverbinder (0,13 bis 0,16 ns), die Lötstelle (0,17 bis 0,21 ns), die GCPW (0,22 bis 0,27 ns), erneut eine Lötstelle (0,28 bis 0,31 ns) und den zweiten SMA Stecker (0,32 bis 0,35 ns). Der Abschluss ist in diesem Falle offen, was der hohe Widerstand ab ca. 0,38 ns zeigt.

5. Zusammenfassung

Ziel dieser Diplomarbeit war die Entwicklung eines Konzepts zur Umsetzung einer Telemetrieinheit im Bereich der Biosensorik zur Überwachung von Gesundheits- und Verhaltenszuständen bei Tieren. Durch Dezentralisierung der Transceivereinheit kann eine individuelle Positionierung am Lebewesen erreicht werden und somit die „Qualität“ der Funkverbindung erhöht werden. Dies hat wiederum die Folge, dass ggf. die Sendeleistung reduziert und die Energieeffizienz gesteigert werden kann. Weiterhin war die Untersuchung der spezifischen Sende- und Empfangseigenschaften von großer Bedeutung. Diese wurden in einer EM-Simulation und diversen Messungen analysiert.

Die Verwendung der Telemetrieinheit auf dem Körper eines Lebewesens stellt hohe Anforderungen im Besonderen an das Antennendesign. Daher wurde eine eigene Antennenstruktur simulationsgestützt entwickelt und messtechnisch analysiert. Nach diversen Untersuchungen anderer Antennentopologien, deren Bandbreite nicht ausreichend bzw. nur mit hohen Kosten erkaufte werden konnte, wurde eine effektive Methode zur Bandbreitenvergrößerung etabliert. Dazu wurde das Prinzip der Strompfadänderung genutzt. Auf dieser Basis wurde eine Antennenlösung geschaffen, welche dem Anforderungsprofil der anwendungsspezifischen Gegebenheiten entspricht. Innerhalb eines Gehäuses bzw. auf einem biologischen Objekt weist die Antenne eine hohe Stabilität bezüglich der Verschiebung der Resonanzfrequenz auf. Eine weitere Erhöhung der Bandbreite macht die Antenne unempfindlicher gegenüber eventuellen Verstimmungen, die eine unerwünschte Manipulation der Resonanzfrequenz zur Folge hätte.

Anschließend wurde eine messtechnische Verifikation der entwickelten Antenne durchgeführt. Zum Vergleich wurden außerdem alternative Antennentopologien vermessen. Die Simulations- und Messergebnisse stimmten hierbei meist überein, wenn auch nicht alle real auftretenden Beeinflussungen simuliert werden können. Parameter wie Dicke und Oberflächenrauheit der Metallisierung, Verluste im Dielektrikum, sowie die Abmessungen des Substrates beeinflussen Antenneneigenschaften, wie Resonanzfrequenz, Rückflusdämpfung, Bandbreite und Abstrahlcharakteristik. FR4 ist aufgrund seiner Inhomogenität und damit schwer kalkulierbaren Dielektrizitätszahl als Trägermaterial bzw. HF-Material für eine Antenne nur bedingt tauglich. Als Alternative können HF-spezifische Materialien verwendet werden, die homogen und linear sind. Hierfür gibt es verschiedene Anbieter wie beispielsweise „Rogers“. Bei der Messung der Prototypen hat überdies auch der SMA Anschluss einen nicht zu vernachlässigbaren Einfluss. Dessen Güte kann je nach Modell variieren. An diesem Anschluss, sowie den entsprechenden Lötstellen kann es zu Reflexionen kommen.

Die Untersuchung der alternativen Antennenlösungen ergab, dass diese den Anforderungen, im Gegensatz zu der entwickelten Antenne, nicht gerecht werden konnten, bzw. sind sie nur in einem bestimmten Abstand vom biologischen Objekt verwendbar.

Dabei wurde ein weiterer bedeutsamer Punkt festgestellt. Es ist nicht ratsam fertige Antennenlösungen zu verwenden, ohne entsprechende Messungen vorzunehmen. Die jeweiligen Datenblattwerte werden vom Hersteller auf speziellen Platinen entwickelt. Diese haben spezielle Abmessungen, welche von der Größe der Platine in der jeweiligen Zielanwendung abweicht. Die Eigenschaften der Antenne hängen direkt mit den Maßen dieser Leiterplatte und der Komponenten in der unmittelbaren Umgebung zusammen. Eine Untersuchung der Resonanzfrequenz und Rückflussdämpfung sollte daher nicht nur einmalig für eine Antennenstruktur durchgeführt werden, sondern immer wenn ein Bestandteil des Systems wie Gehäuse, Leiterplattenmaterial und –größe usw. geändert wird. Schätzungen sind aufgrund der Komplexität der vorliegenden Problematik nicht möglich. Eine Messung wird stets bevorzugt.

Bei der Verwendung einer Antennenlösung, die direkt innerhalb des Platinendesigns integriert wird, ist es meist erforderlich, dass deren Fußpunkt mittels einer Leiterbahn verbunden wird. Diese verläuft zwischen Anpassungsschaltung und Fußpunkt der Antenne. Diese Anpassungsschaltung (Balun) muss so dimensioniert sein, dass diese eine Impedanz mit einem Realteil von 50Ω möglichst nahe kommt. Die nachfolgende Leiterbahn sollte bezüglich ihres Wellenwiderstandes ebenfalls an 50Ω angepasst werden. Die Messung des Wellenwiderstandes der koplanaren Streifenleitung mit Erdpotenzial ergab hierbei eine Abweichung vom Sollwert. Es ist daher notwendig, dass das gesamte System an die Impedanz des Antennenfußpunktes angepasst ist. Somit wird sichergestellt, dass keine Leistung reflektiert werden kann. Es ist von Vorteil, wenn nicht sogar notwendig in Kooperation mit dem Leiterplattenhersteller ein impedanzkontrolliertes System zu realisieren.

6. Ausblick

Die Verwendung von Substratmaterialien mit einem großen ϵ_r führt dazu, dass die Abmessungen der Antenne, bei gleichbleibender Resonanzfrequenz, reduziert werden können. In späteren Betrachtungen könnte eine Antennenstruktur entwickelt werden, deren Größe mit Hilfe eines Substrates mit hoher Dielektrizitätszahl weiter reduziert werden kann. Das Material „RO3010“ des Substratmaterialherstellers Rogers verfügt beispielsweise über eine Dielektrizitätszahl von $10,2 \pm 0,30$. [49] Als Nachteil gelten die höheren dielektrischen Verluste, welche die Verwendung eines Materials mit einer hohen Dielektrizitätszahl zur Folge hat.

Eine Minimierung der Sendeleistung geht einher mit einer verminderten Leistungsaufnahme. Auf Seite der Sensorhardware ist diese Ressource nur begrenzt, in Form eines Akkus, verfügbar. Bezüglich des Antennendesigns bzw. der Größe der Antenne besteht eine Limitierung. Es liegt daher nahe, Änderungen auf der stationären Gegenseite vorzunehmen. Auf Seite der Basisstationen hingegen ist der Energieverbrauch nicht relevant. Daher ist es denkbar diese mit mehreren Antennen auszustatten, um die Empfangsleistung zu steigern. Somit kann die Leistungsaufnahme und die spezifische Absorptionsrate sensorseitig weiter reduziert bzw. die Qualität der Funkverbindung erhöht werden.

Auch wenn dies nicht das Thema der Arbeit ist, ist es dennoch erwähnenswert, dass das System auch softwareseitig durchaus Raum für Optimierungen gibt. So ist es bezüglich des Energieverbrauchs günstig den Sensorknoten immer mit der Basisstation kommunizieren zu lassen, welche die kürzeste Entfernung aufweist. Die Sendeleistung könnte in Abhängigkeit des ankommenden Leistungspegels mittels Software- bzw. Firmwarekonfiguration entsprechend reduziert werden. Eine Optimierung der Software kann folglich eine erhöhte Energieeffizienz bewirken.

Literaturverzeichnis

- [1] K. Sattelberg, Vom Elektron zur Elektronik: eine Geschichte der Elektrizität, Aarau: AT-Verlag, 1982.
- [2] G. Wolfschmidt, Von Hertz zum Handy - Entwicklung der Kommunikation, Books on Demand, 2007.
- [3] „www.bitsz-engineering.de,“ [Online]. Available: http://www.bitsz-engineering.de/produkte/smardwatch_science.php. [Zugriff am 3 April 2012].
- [4] „smardwatch,“ [Online]. Available: <http://www.smardwatch.com/>. [Zugriff am 23. September 2012].
- [5] Chronomar, „Chronomar,“ [Online]. Available: http://www.chronomar.com/images/smardwatch/sensor_25.png. [Zugriff am 11 Januar 2012].
- [6] E. Hering, Sensoren in Wissenschaft und Technik: Funktionsweise und Einsatzgebiete, Wiesbaden: Vieweg+Teubner Verlag, 2011.
- [7] B. ENGINEERING, „Bedienungsanleitung Smardwatch Teil 1 – Installation und Aufzeichnung von Messdaten,“ Zwickau, 2009.
- [8] D. Huston, Structural Sensing, Health Monitoring and Performance Evaluation, USA: Taylor & Franzis, 2011.
- [9] A. S. Gerald Kupris, ZigBee: Datenfunk mit IEEE 802.15.4 und ZigBee, Poing: Franzis, 2007.
- [10] K. Beuth, Nachrichtentechnik - Elektronik 7, Vogel Business Media, 2008.
- [11] "ZigBee Alliance," [Online]. Available: <http://www.zigbee.org/About/AboutAlliance/TheAlliance.aspx>. [Accessed 7 Mai 2012].
- [12] C. Paetz, Z-Wave Grundlagen: Funksteuerung im Smart Home, Books On Demand GmbH, 2011.
- [13] U. Freyer, Nachrichten-Übertragungstechnik: Grundlagen, Komponenten, Verfahren

- und Systeme der Telekommunikationstechnik, Carl Hanser Verlag GmbH & CO. KG, 2009.
- [14] F. W. G. H. H. Meinke, Taschenbuch Der Hochfrequenztechnik: Grundlagen, Komponenten, Systeme, Springer-Verlag, 1992.
- [15] H. D. L. Jens-Rainer Ohm, Signalübertragung: Grundlagen der digitalen und analogen Nachrichtenübertragungssysteme, Springer Verlag, 2007.
- [16] H. B. Otto Zinke, Hochfrequenztechnik 2 Elektronik und Signalverarbeitung, Springer-Verlag GmbH, 1999.
- [17] R. M. M. S. Ekbert Hering, Physik für Ingenieure, Springer Verlag, 2012.
- [18] G. Adamiuk, Methoden zur Realisierung von dual-orthogonal, linear polarisierten Antennen in der UWB Technik, Karlsruhe: Universität Karlsruhe Universitätsbibliothek, 02.12.2010.
- [19] W. Demtröder, Elektrizität und Optik Experimentalphysik 2, Springer Berlin Heidelberg, 1999.
- [20] IEEE, „Standard Definitions of Terms for Antennas,“ 1983.
- [21] U. S. Jürgen Detlefsen, Grundlagen der Hochfrequenztechnik, Oldenbourg Wissenschaftsverlag, 3. Auflage, 2009.
- [22] K. Rothammel, Antennenbuch, Deutscher Militärverlag, 7. Auflage, Januar 1969.
- [23] C. A. Balanis, Antenna Theory Analysis and Design THIRD EDITION, New York: A JOHN WILEY & SONS, INC., PUBLICATION, 2005.
- [24] W. L. Eberhard Herter, Nachrichtentechnik: Übertragung, Vermittlung und Verarbeitung, Carl Hanser Verlag GmbH & CO. KG, 2003.
- [25] Schiffertec, „Schiffertec,“ [Online]. Available: http://www.schiffertec.de/Allgemeines-zu-Antennen:_:10.html. [Zugriff am 15 November 2012].
- [26] K. Kark, Antennen und Strahlungsfelder, Wiesbaden: Friedr. Vieweg & Sohn Verlag, 2006.
- [27] W. Froberg, H. Kolloschie und H. Löffler, Taschenbuch der Nachrichtentechnik, Hanser Fachbuchverlag, 2008.

- [28] K. B. J. G. Ekbert Hering, *Elektronik für Ingenieure*, Springer Berlin Heidelberg, 1998.
- [29] F. Gustrau, *Hochfrequenztechnik: Grundlagen der mobilen Kommunikationstechnik*, München: Carl Hanser Verlag, 2011.
- [30] H. Heuermann, *Hochfrequenztechnik: Lineare Komponenten hochintegrierter Hochfrequenzschaltungen*, Vieweg+Teubner Verlag, 2005.
- [31] H. Lippek, *Antennenoptimierung an Kraftfahrzeugen mit Hilfe einer 3D-Feldsimulation (S. 50)*, Grin Verlag, Auflage: 1. (24. Oktober 2008).
- [32] J. T. Bernhard, P. E. Mayes, D. Schaubert, and R. J. Mailloux, *"MICROSTRIP MICROWAVE ANTENNAS"*, Monticello, Illinois, 2003.
- [33] T. Hirano, „Antenna Elements,“ 15 12 2010. [Online]. Available: <http://www-antenna.ee.titech.ac.jp/~hira/hobby/edu/em/antenna/patch/rect/index.html>. [Zugriff am 05 12 2012].
- [34] H. W. Werner Schatt, *Werkstoffwissenschaft*, Wiley-VCH, 2002.
- [35] rfsolutions, „rfsolutions,“ [Online]. Available: http://www.rfsolutions.co.uk/acatalog/info_PIXIE.html . [Zugriff am 06 12 2012].
- [36] skifactz, „skifactz,“ [Online]. Available: http://www.skifactz.com/wifi/images/mine/WHR-G125_a02.jpg. [Zugriff am 06 12 2012].
- [37] „FEKO,“ EM Software & Systems - S.A. (Pty) Ltd, [Online]. Available: <http://www.feko.info/>. [Zugriff am 8 März 2012].
- [38] Magus (Pty) Ltd, „Antenna Magus,“ Magus (Pty) Ltd, [Online]. Available: <http://www.antennamagus.com/antennas.php?page=antennas>. [Zugriff am 14 November 2012].
- [39] D. B. Dheeraj Bhardwaj, "Radiations from double notched square patch antenna on FR4 substrate," *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, Vol. 7, No.2, pp. 54-64, December 2008.
- [40] R. Bancroft, *Microstrip and Printed Antenna Design Edition: 2nd*, 2009.

- [41] A. Al-Shaheen, "NEW PATCH ANTENNA FOR ISM BAND AT 2.45 GHz," *ARPJ Journal of Engineering and Applied Sciences* VOL. 7, NO. 1, pp. 1-9, JANUARY 2012.
- [42] Strapubox, „www.strapubox.de,“ [Online]. Available: <http://strapubox.de/91/Kunststoffgeh%C3%A4use/Kleingeh%C3%A4use.html>. [Zugriff am 12 Januar 2013].
- [43] ChipCon / Texas Instruments, [Online]. Available: www.ti.com/lit/an/swru120b/swru120b.pdf. [Zugriff am 19 November 2012].
- [44] ProAnt, „<http://www.proant.se>,“ [Online]. Available: http://www.proant.se/system/webshop_showdetail.asp?HID=1278&HSID=23864&FID=482&Kid=11223_11226&PID=157625. [Zugriff am 10 Januar 2013].
- [45] Spinner, „Spinner,“ [Online]. Available: http://www.spinner-group.com/de_P_koaxiale_Steckverbinder. [Zugriff am 01 Januar 2013].
- [46] Schwarzbeck, „Schwarzbeck,“ [Online]. Available: <http://www.schwarzbeck.de/artikel.php?lang=0&kat=A>. [Zugriff am 15 November 2012].
- [47] Diytrade, „Diytrade,“ [Online]. Available: http://img.diytrade.com/cdimg/1537311/23372173/0/1316577690/network_analyzer_Agilent_E5071B.jpg. [Zugriff am 15 November 2012].
- [48] H. B. Otto Zinke, Lehrbuch der Hochfrequenztechnik Band 1, Springer Verlag, 1986.
- [49] Rogers Corporation, „Rogers Corporation,“ [Online]. Available: <http://www.rogerscorp.com/documents/722/acm/RO3000-Laminate-Data-Sheet-RO3003-RO3006-RO3010.aspx>. [Zugriff am 09 12 2012].
- [50] A. T. Albrecht Hock, Antennenpraxis, Expert Verlag, 1. Auflage, Ausgabe 1995.
- [51] Texas Instruments, Johanson Technology, Inc., June 2010. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/an/swra297a/swra297a.pdf>. [Accessed 4 Juni 2012].
- [52] A. J. Schwab, Begriffswelt der Feldtheorie: Praxisnahe, anschauliche Einführung, Springer-Verlag, 1998.

Anhang

A. Abbildungen

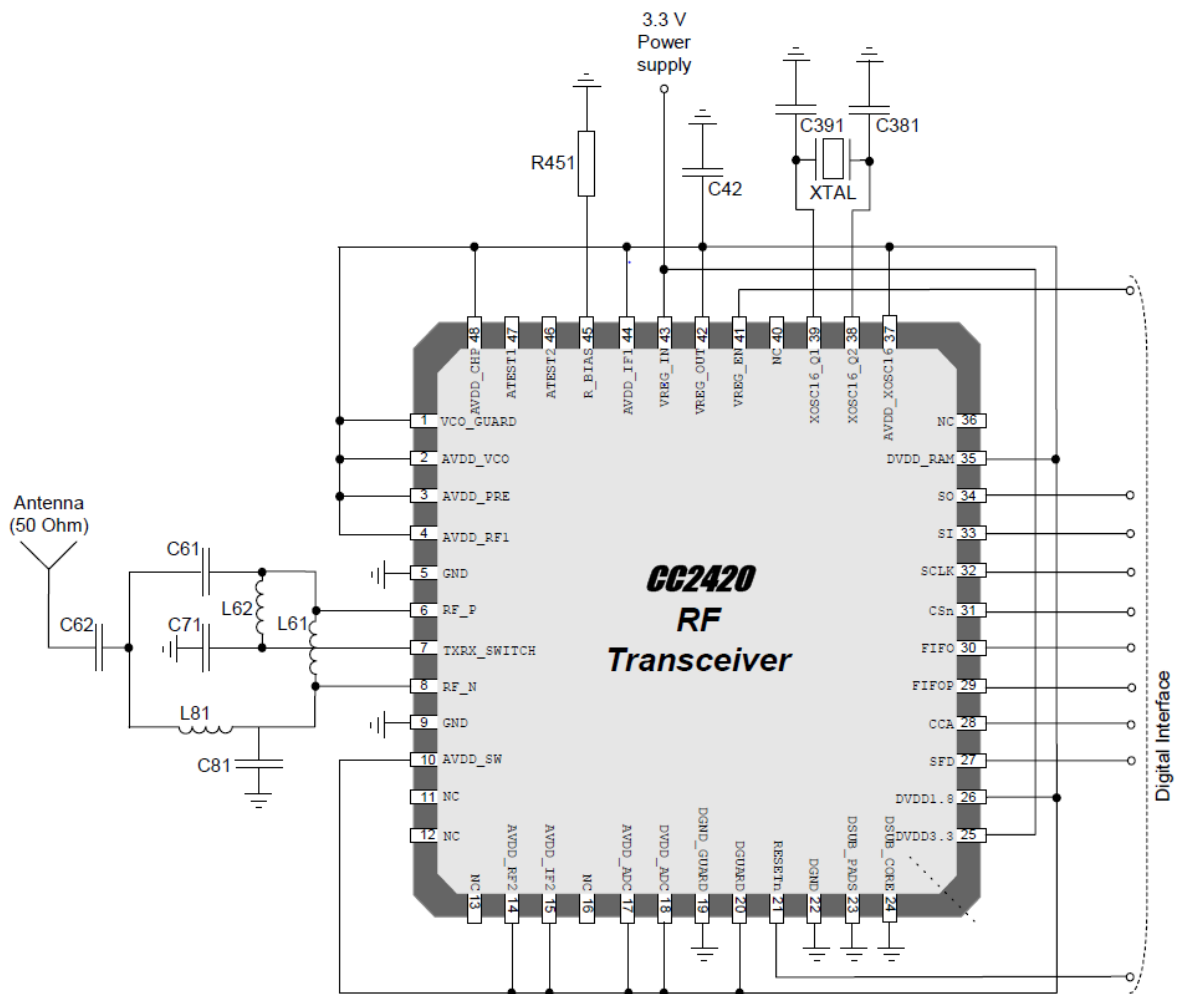


Abbildung A 1 beispielhafter integrierter Schaltkreis CC2420 von TI

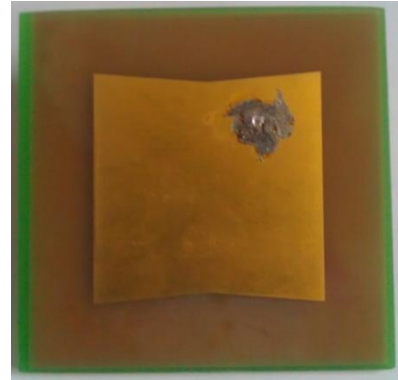
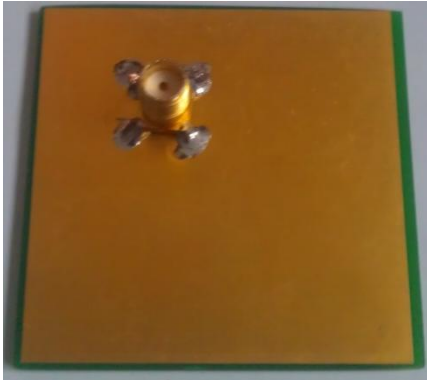


Abbildung A 2 Prototyp der Antenne mit quadratischem Patch mit Aussparungen

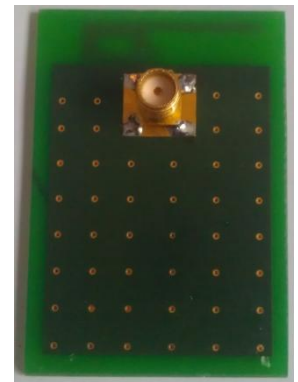
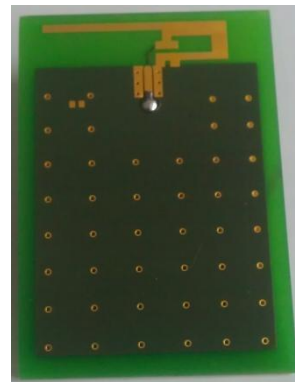
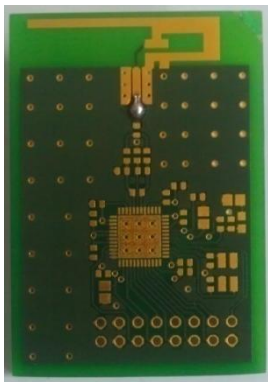


Abbildung A 3 Prototyp der invertierten F Antenne von TI

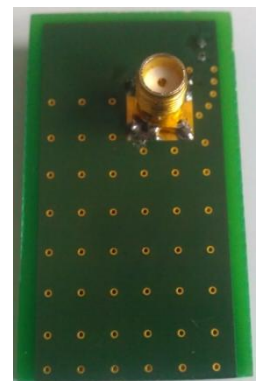
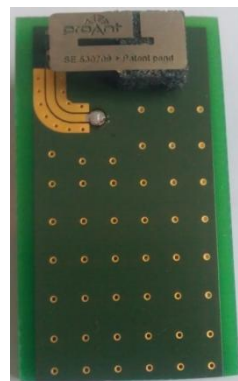
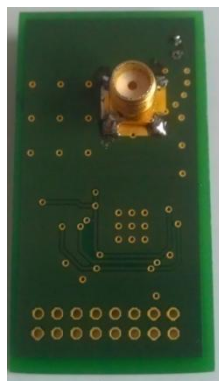
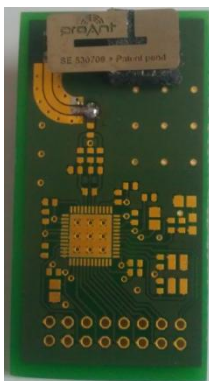


Abbildung A 4 Prototyp der 2,4 GHz Antenne von ProAnt

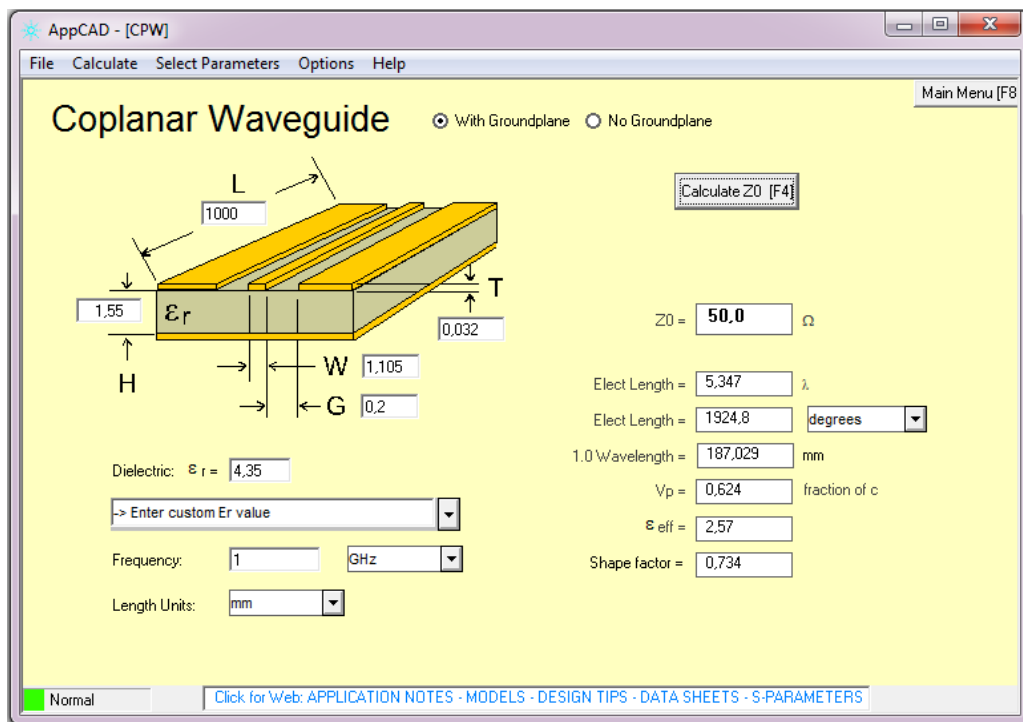


Abbildung A 5 Bestimmung der Breite der koplanaren Streifenleitung mit Erdpotenzial mittels AppCad von Agilent Technologies

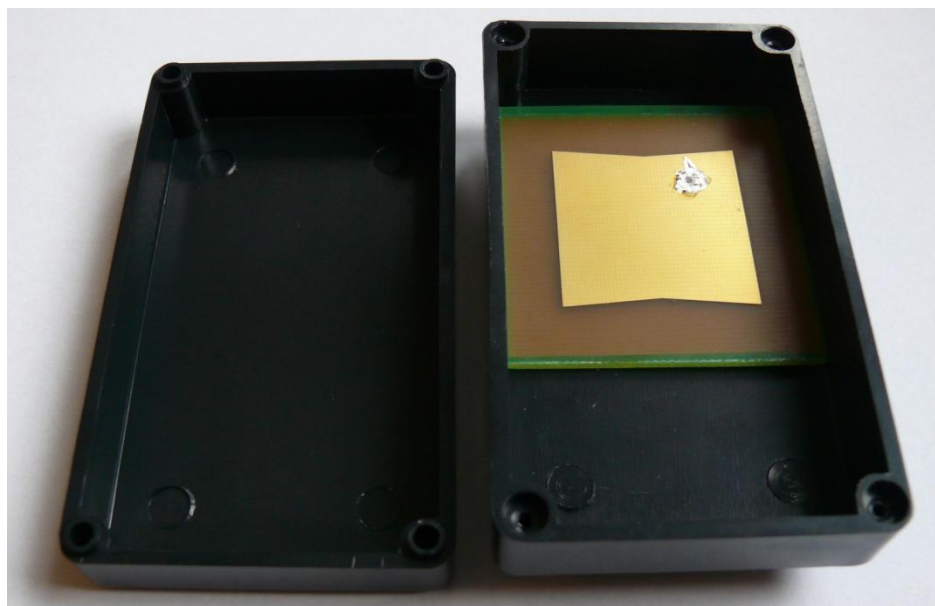


Abbildung A 6 Messkonfiguration – Antenne innerhalb des ABS-Gehäuses

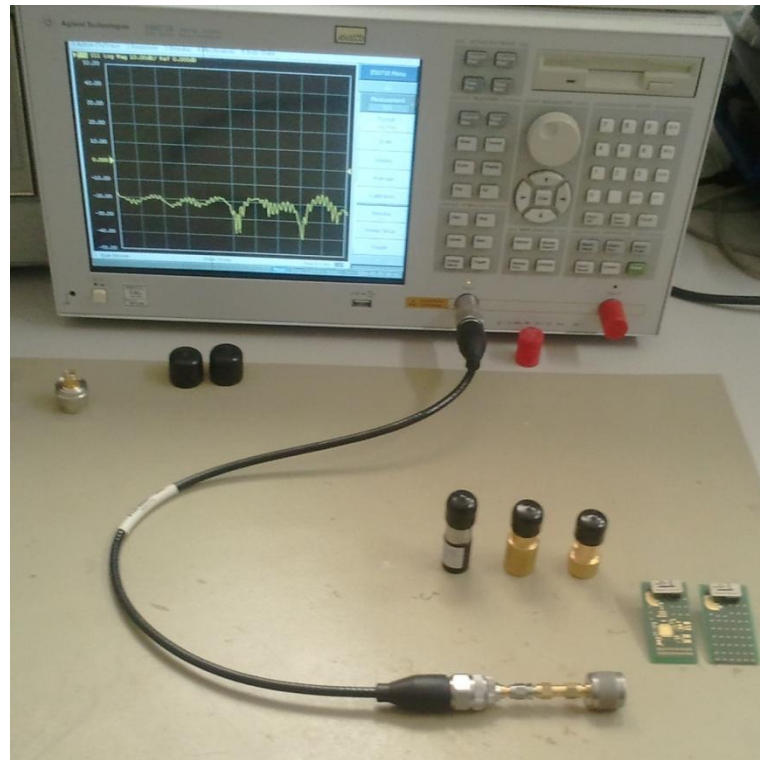


Abbildung A 7 Messaufbau – Messung Rückflussdämpfung



**Abbildung A 8 handelsübliches Hackfleisch als Nachbildung
des biologischen Objektes**

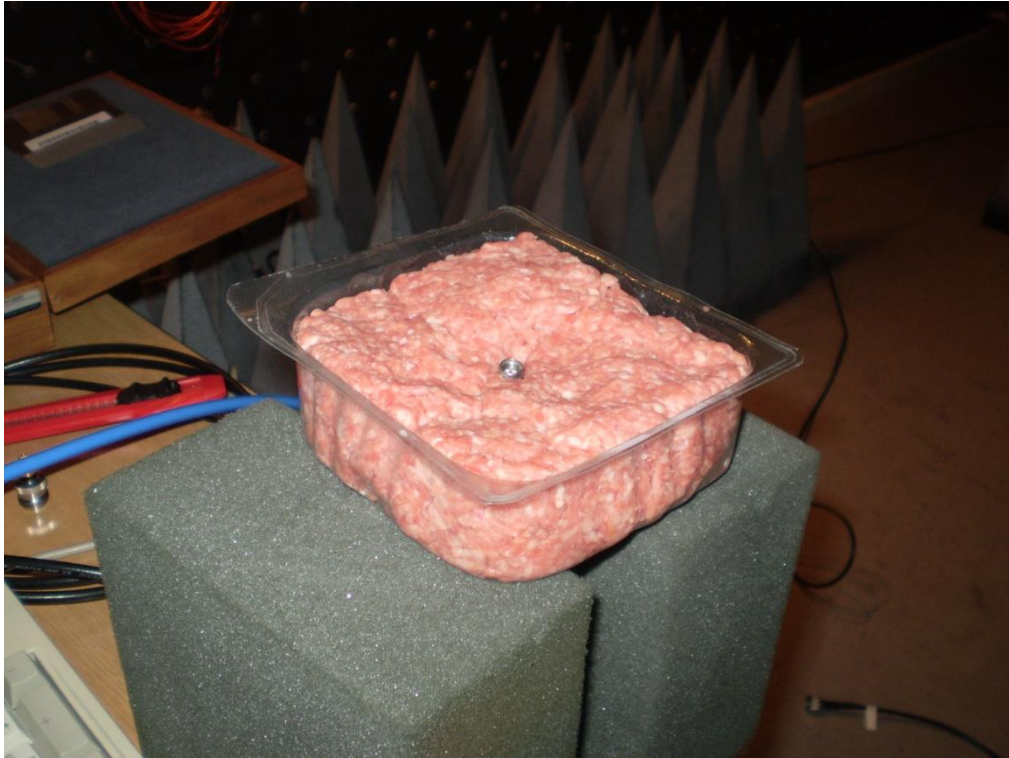


Abbildung A 9 Messaufbau in Messkabine - Messung Rückflussdämpfung auf biologischem Objekt

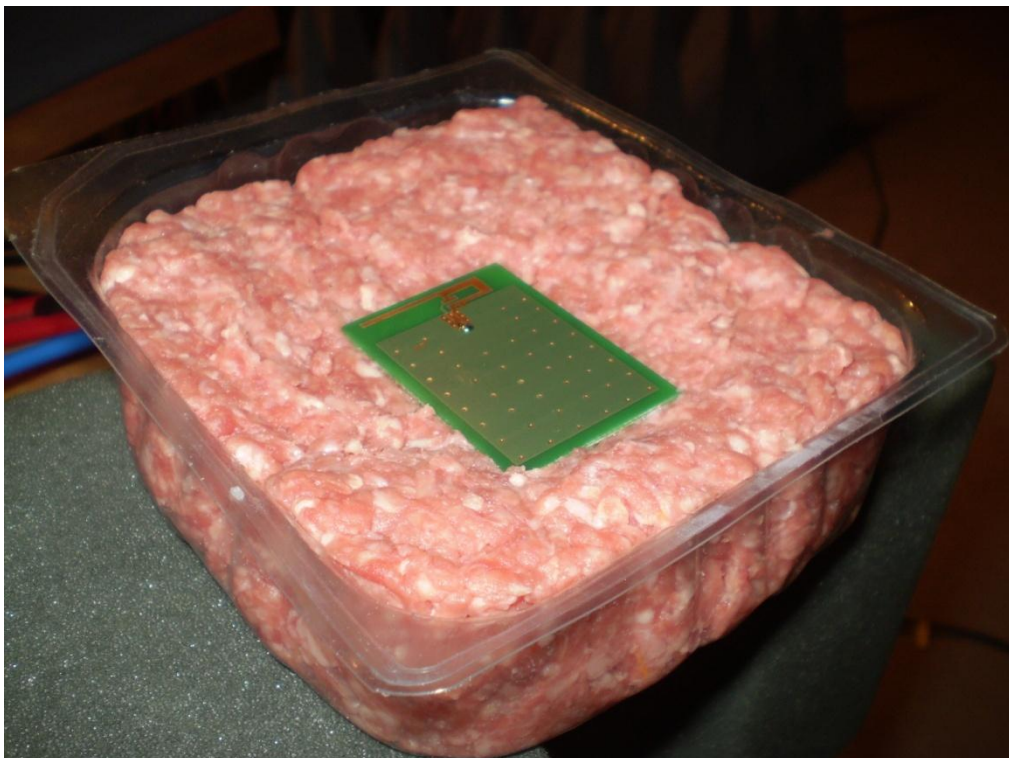


Abbildung A 10 Messaufbau in Messkabine - Messung Rückflussdämpfung auf biologischem Objekt - mit Antenne (IFA TI)



Abbildung A 11 Messaufbau in Messkabine - Messung Strahlungsdiagramm



Abbildung A 12 Messaufbau in Messkabine - Messung Strahlungsdiagramm 2

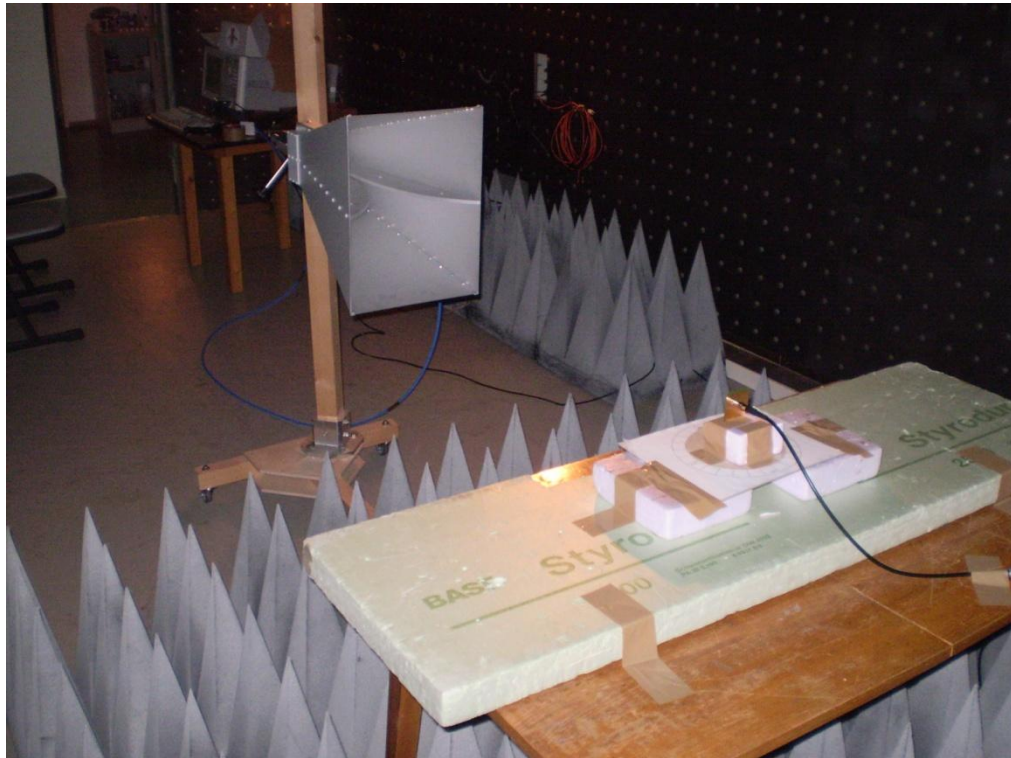


Abbildung A 13 Messaufbau in Messkabine - Messung Strahlungsdiagramm 3

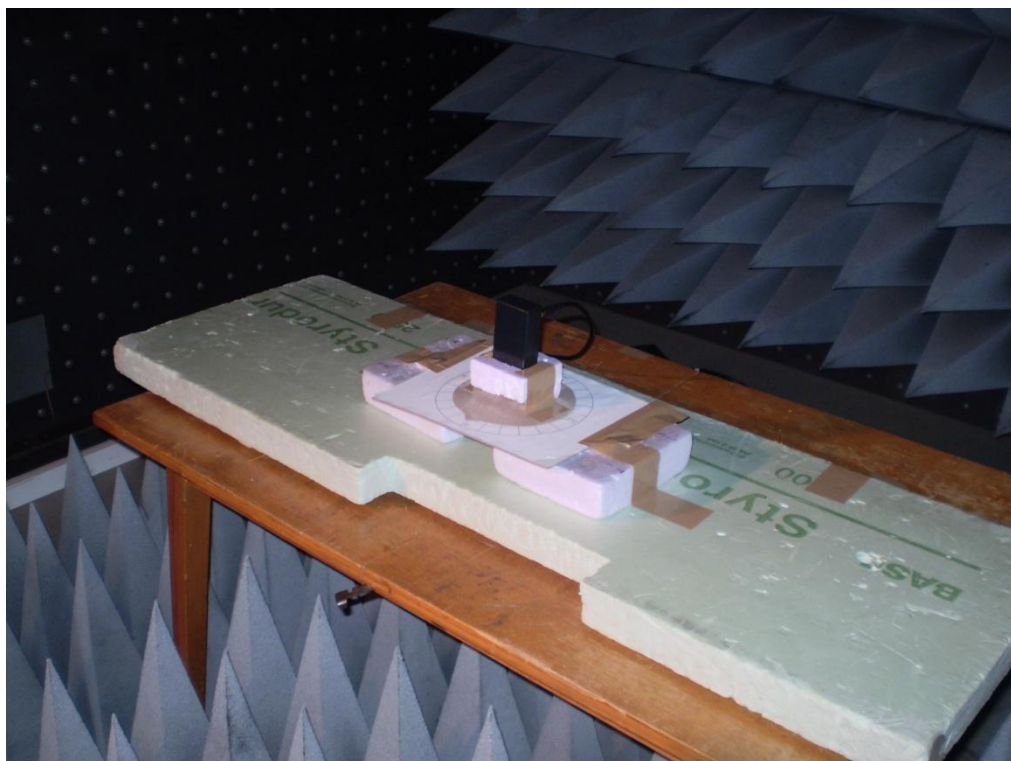


Abbildung A 14 Messaufbau in Messkabine - Messung Strahlungsdiagramm
Antenne mit Gehäuse

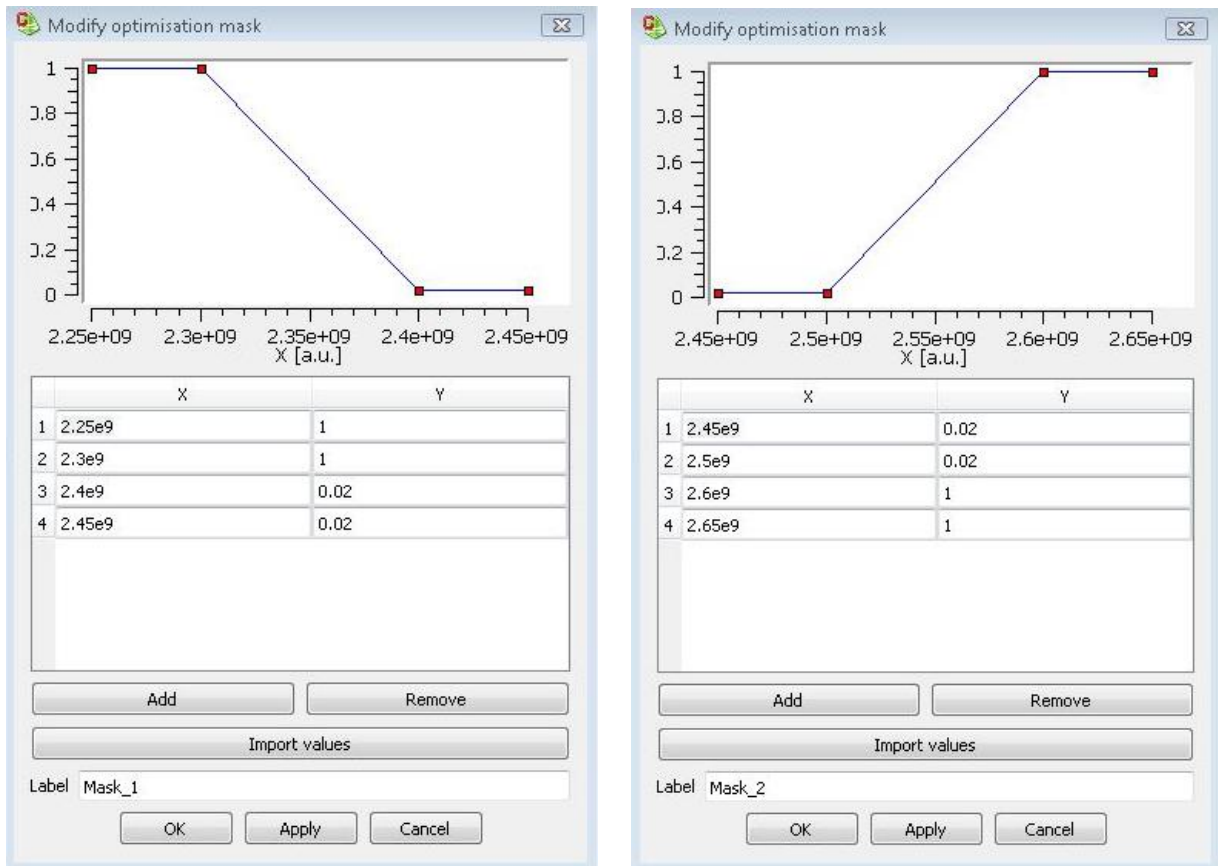


Abbildung A 15 Optimierungsmasken für Resonanzfrequenz

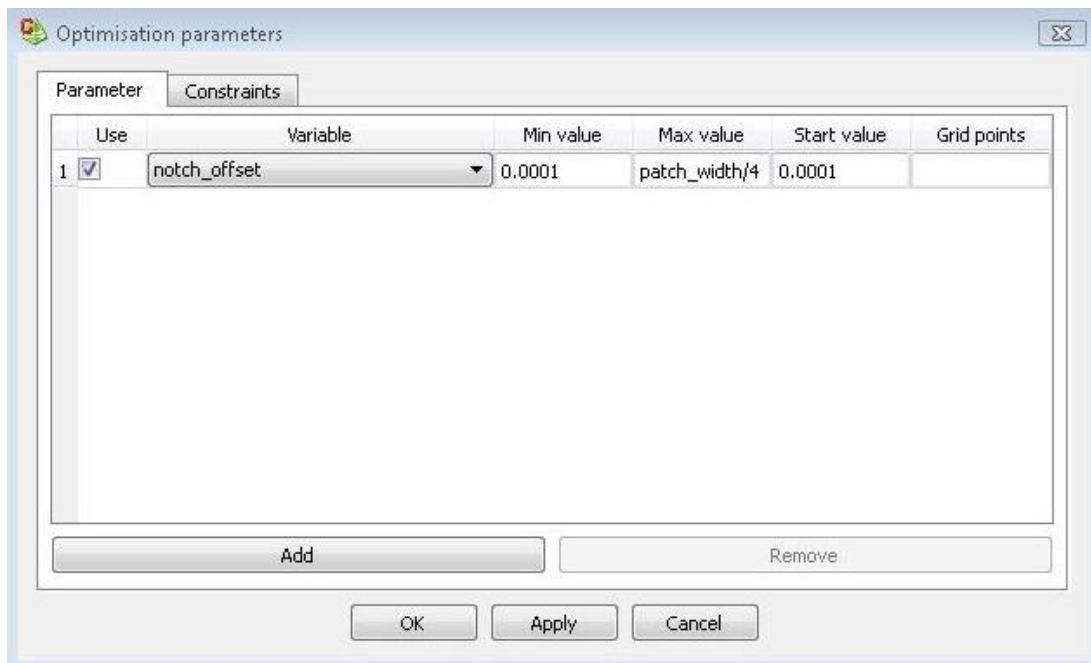


Abbildung A 16 Parameterdefinition für Resonanzfrequenzoptimierung

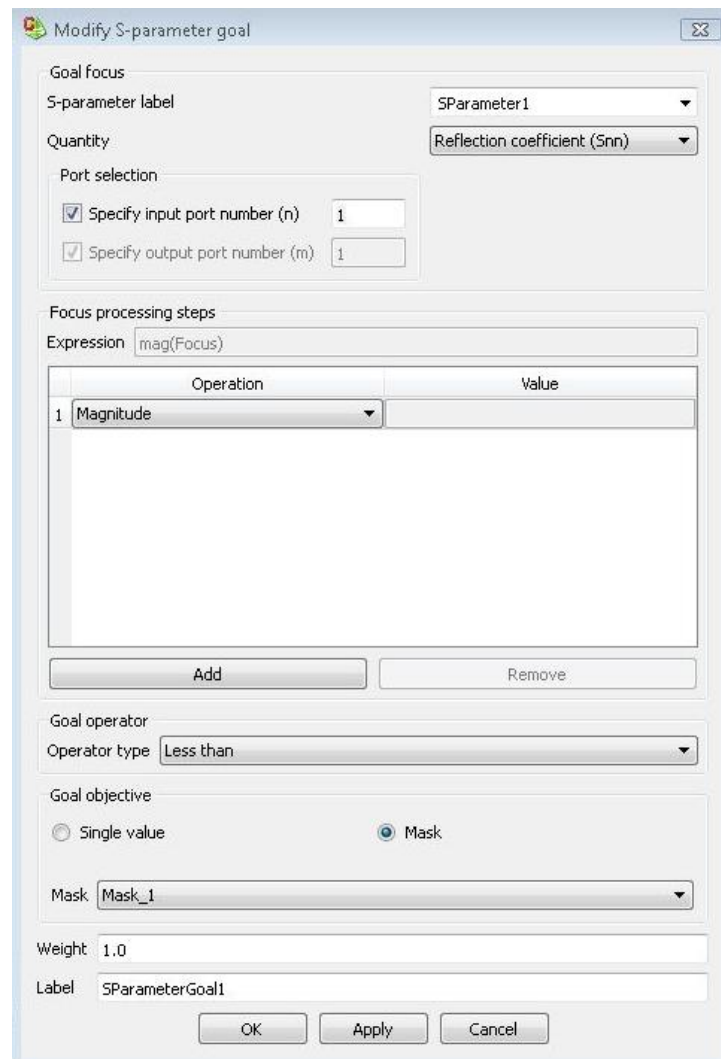


Abbildung A 17 Zieldefinition S-Parameter Optimierung Maske 1

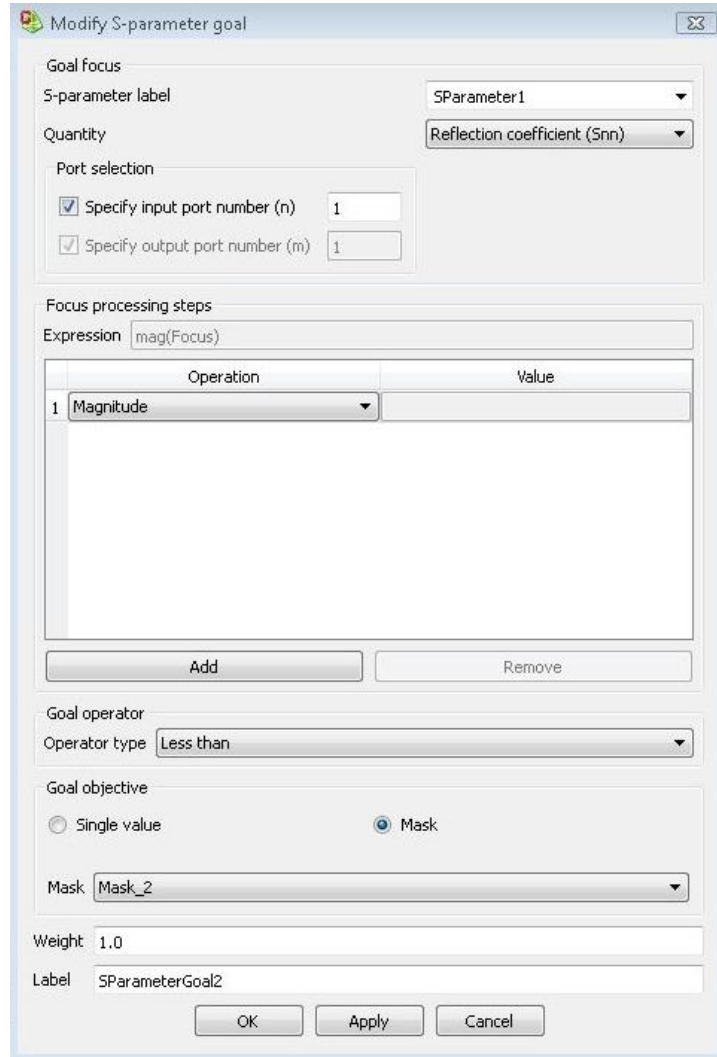


Abbildung A 18 Zieldefinition S-Parameter Optimierung Maske 2

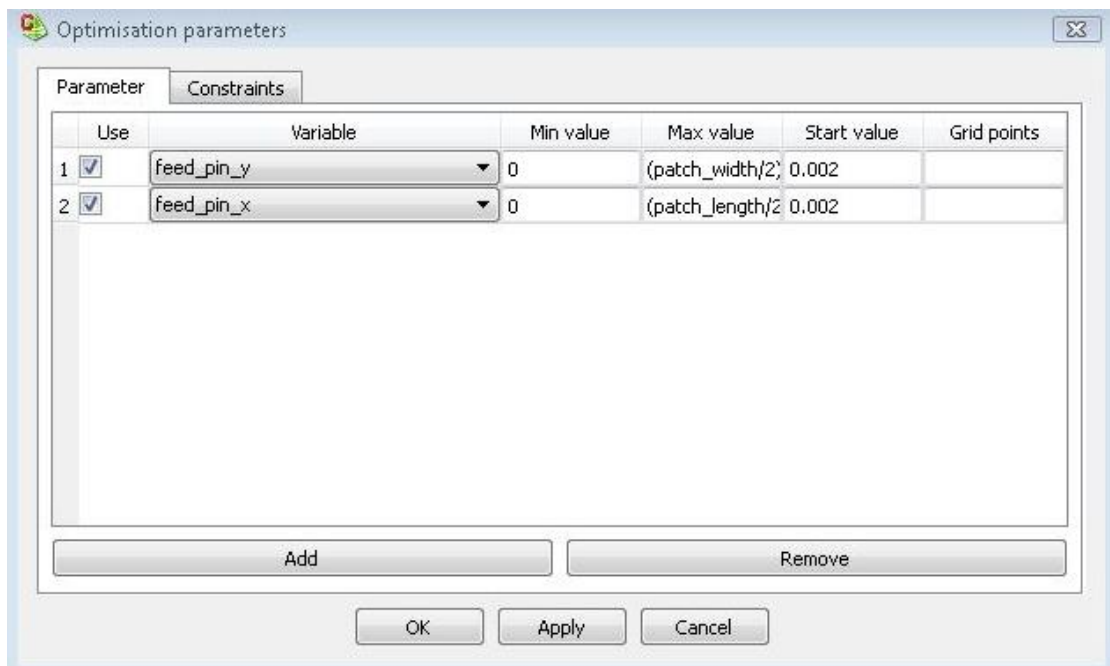


Abbildung A 19 Parameterdefinition für Impedanzoptimierung

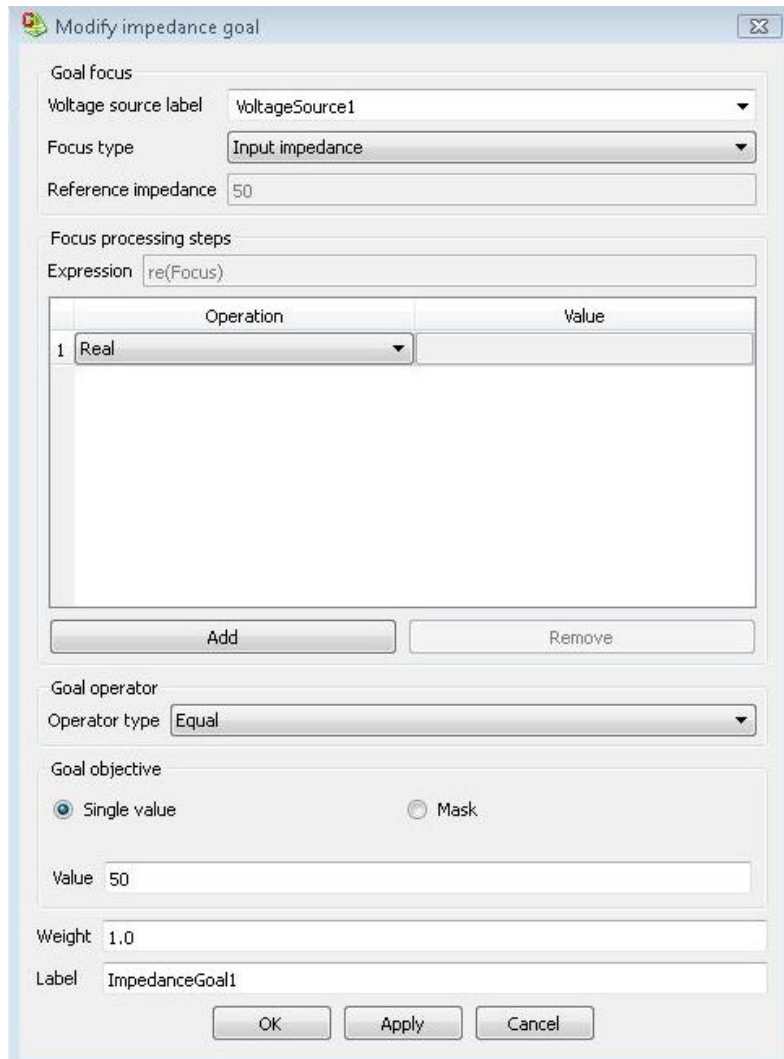


Abbildung A 20 Zieldefinition Impedanzoptimierung Realanteil

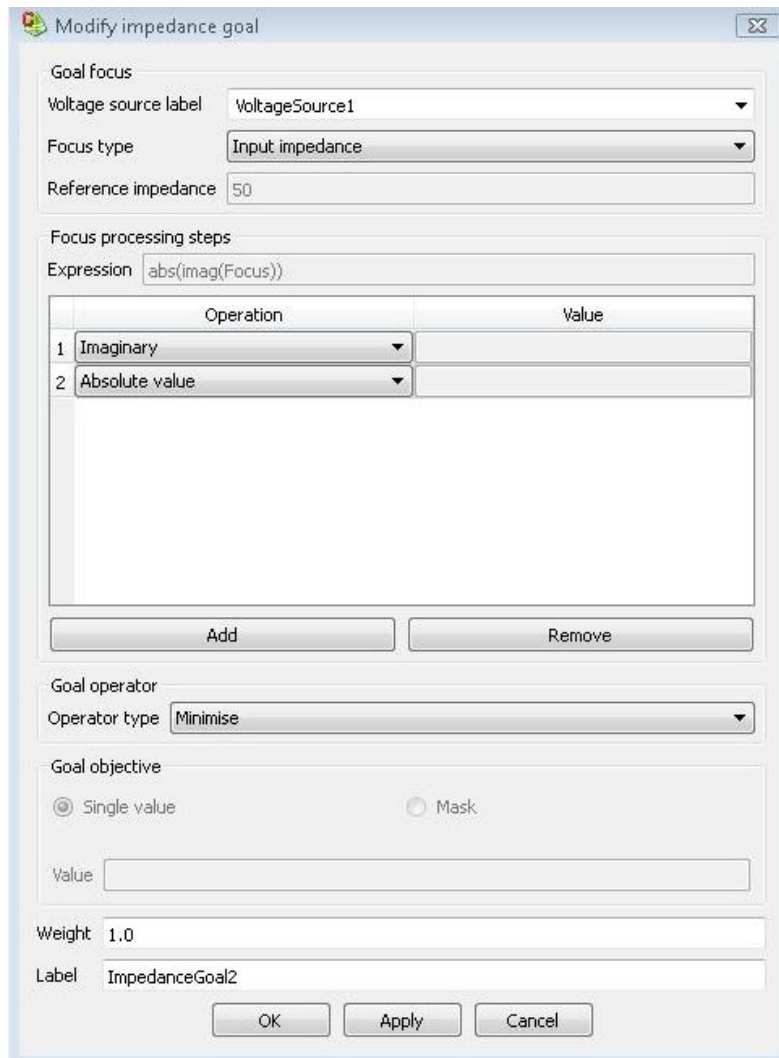


Abbildung A 21 Zieldefinition Impedanzoptimierung Imaginäranteil

B. Datenträgerverzeichnis

