

Ralf Zichner

Hochfrequenz-Kommunikation gedruckter Antennen
in herausfordernden dielektrischen oder metallischen
Umgebungen

Ralf Zichner

**Hochfrequenz-Kommunikation
gedruckter Antennen
in herausfordernden dielektrischen
oder metallischen Umgebungen**



**TECHNISCHE UNIVERSITÄT
CHEMNITZ**

Universitätsverlag Chemnitz

2013

Impressum

Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek

Die Deutsche Nationalbibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische Angaben sind im Internet über <http://dnb.d-nb.de> abrufbar.

Technische Universität Chemnitz/Universitätsbibliothek

Universitätsverlag Chemnitz

09107 Chemnitz

<http://www.bibliothek.tu-chemnitz.de/UniVerlag/>

Herstellung und Auslieferung

Verlagshaus Monsenstein und Vannerdat OHG

Am Hawerkamp 31

48155 Münster

<http://www.mv-verlag.de>

ISBN 978-3-941003-91-0

<http://nbn-resolving.de/urn:nbn:de:bsz:ch1-qucosa-119892>



**TECHNISCHE UNIVERSITÄT
CHEMNITZ**

Hochfrequenz-Kommunikation gedruckter Antennen in herausfordernden dielektrischen oder metallischen Umgebungen

von der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
der Technischen Universität Chemnitz

genehmigte

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor-Ingenieur (Dr.-Ing.)

vorgelegt von Dipl.-Ing. Ralf Zichner
geboren am 01.02.1983 in Schlema

eingereicht am: 11. März 2013

Gutachter: Prof. Dr. rer. nat. Madhukar Chandra
Prof. Dr. rer. nat. Reinhard R. Baumann

Tag der Verleihung: 29. Mai 2013

Bibliografische Beschreibung

Hochfrequenz-Kommunikation gedruckter Antennen in herausfordernden dielektrischen oder metallischen Umgebungen

Zichner, Ralf – 179 Seiten, 167 Abbildungen, 14 Tabellen, 50 Literaturquellen

Technische Universität Chemnitz

Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik

Dissertation 2013

Schlagworte

- gedruckte Antennen
- dielektrische Umgebung
- Antennendesign
- Siebdruck
- Antennenvermessung
- Depolarisation
- Hochfrequenz-Kommunikation
- metallische Umgebung
- Simulation elektr. und magn. Felder
- Tiefdruck
- Antennen-Abstrahlcharakteristik
- Antennen-Effizienz

Kurzreferat

Die vorliegende Arbeit beschäftigt sich mit der Entwicklung von anwendungsspezifisch angepassten und drucktechnisch herstellbaren Antennen für Radio-Frequency-Identification (RFID) Anwendungen im Ultra-High-Frequency (UHF) und Super-High-Frequency (SHF) Frequenzbereich. Dabei werden alle Entwicklungsschritte und deren Abhängigkeiten vom Antennenentwurf über die Simulation, die Herstellung im Druckverfahren und die Antennenvermessung betrachtet. Die Alleinstellungsmerkmale der vorliegenden Arbeit liegen in der Erforschung von Antennen, welche eine hohe Funktionalität in herausfordernden dielektrischen oder metallischen Umgebungen (Glas, Holz, Papier, Aluminium, ...) aufweisen sowie im Druckverfahren hergestellt werden. Mit Hilfe von FEM- und MoM-Berechnungen werden neu entwickelte Antennenkonzepte wie 898 MHz-Dipolantennen, 868 MHz-Längsstrahler-Antennenkonfigurationen, 868 MHz-(Reflektor)-Antennenkonfigurationen und 5.8 GHz-3D-Dipol-Antennendesigns zur Erhöhung der Kommunikationsfähigkeit untersucht und beschrieben. Dabei werden hinsichtlich der 868 MHz-Längsstrahler-Antennenkonfiguration, zur Funktion in direkter metallischer Umgebung, Performance mindernde Depolarisationseffekte nachgewiesen. Eine Minimierung dieser Effekte wird mit der gezielten Krümmung elektromagnetischer Wellenfronten zwischen abstrahlendem Antennenelement und Reflektor erreicht. Der Nachweis wird anhand einer selbst entwickelten 868 MHz-(Reflektor)-Antennenkonfiguration geführt.

Um die Leistungsfähigkeit gedruckter Antennen weiter zu steigern, werden Antennen mit gerichteter Abstrahlcharakteristik mit einer Resonanzfrequenz von 5.8 GHz und einer Frequenzbandbreite von 150 MHz entworfen. Als ein Ergebnis werden Antennen mit dreidimensionaler Geometrie vorgestellt. Die Besonderheit hierbei liegt in der planaren Herstellung der Antenne im Druckverfahren und der anschließenden dreidimensionalen Aufrichtung. Die entwickelten Antennen sind direkt in kommerzielle und industrielle Anwendung überführbar.

Inhaltsverzeichnis

Formelzeichenverzeichnis	9
Abkürzungsverzeichnis	12
Vorwort	14
1. Einleitung	16
1.1 Zielsetzung	18
1.2 Erläuterung zu den Kapiteln.....	19
2. Grundlagen der Hochfrequenz-Kommunikation	21
2.1 Elektromagnetische Wellenausbreitung in Medien	21
2.2 Methoden zur Bestimmung dielektrischer Eigenschaften von Medien	28
2.3 Grundlagen Antennentheorie.....	33
2.3.1 Antennendefinition.....	33
2.3.2 Antennenparameter	35
2.3.3 Abstrahlcharakteristiken von Standard-Antennentypen.....	45
2.3.4 Polarisation elektromagnetischer Wellen.....	55
2.4 Grundlagen Radio Frequency Identification (RFID)	58
2.5 Grundlagen der Herstellungsverfahren von RFID-Transponder-Antennen.....	61
3. UHF-RFID-Transponder-Antennenstrukturen für Anwendungen auf dielektrischen Medien	67
3.1 Motivation und Stand der Technik	67
3.2 Entwurf und Simulation angepasster Antennendesigns.....	69
3.3 Herstellung und Vermessung angepasster Antennendesigns	76
3.4 Antennenoptimierung hinsichtlich Funktions- und Herstellungsparametern (Druckparametern)	81
3.5 Zusammenfassung und Auswertung der Ergebnisse	94
4. UHF-RFID-Transponder-Antennenkonzepte/Strukturen für eine Anwendung auf Metall	95
4.1 Existierende Konzepte (Stand der Technik)	96
4.2 Entwurf und Simulation von neu entwickelten Antennenkonzepten/Strukturen	98
4.3 Herstellung und Vermessung.....	113
4.4 Zusammenfassung und Auswertung der Ergebnisse	125
5. Multidirektionale 3D-Antennenstrukturen im SHF-Frequenzbereich (5.8 GHz)	127
5.1 Stand der Technik	127
5.2 Entwurf und Simulation von neu entwickelten Antennenstrukturen	128
5.3 Herstellung und Vermessung von dreidimensionalen 5.8 GHz-Antennenstrukturen	140
5.4 Zusammenfassung und Auswertung der Ergebnisse	146
6. Zusammenfassung und Ausblick	147

Anhang	151
Literaturverzeichnis	163
Abbildungsverzeichnis	167
Tabellenverzeichnis	173
Selbstständigkeitserklärung	174
Thesen	175
Lebenslauf	177

Formelzeichenverzeichnis

α	Winkel	[°]
γ	Komplexe Ausbreitungskonstante	
δ_S	Eindringtiefe	[m]
ε	Permittivität	[As/Vm]
ε_0	Elektrische Feldkonstante ($\approx 8.854 \cdot 10^{-12}$ As/Vm)	[As/Vm]
ε_r	Relative Permittivität	
η	Freiraumwellenwiderstand (377 Ω)	[Ω]
θ	Azimut-Winkel	[Radian]
λ	Wellenlänge	[m]
μ	Permeabilität	[Vs/Am]
μ_0	Magnetische Feldkonstante ($= 4\pi \cdot 10^{-7}$)	[Vs/Am]
μ_r	Relative Permeabilität	
ρ	Ladungsdichte	[C/m ³]
σ	Elektrische Leitfähigkeit	[S/m]
ϕ	Polarwinkel	[Radian]
ω	Kreisfrequenz ($\omega = 2\pi f$)	[rad/s]
$\tan \delta$	Verlusttangente, dielektrischer Verlustfaktor	
Γ	Reflexionskoeffizient	
χ_e	Elektrische Suszeptibilität	
χ_m	Magnetische Suszeptibilität	
A	Magnetisches Vektorpotenzialfeld	[A]
AF	Array-Faktor	
B	Magnetische Flussdichte	[T]
b	Breite	[m]
b_f	Frequenzbandbreite	[1/s=Hz]
C	Kapazität	[F]
c	Lichtgeschwindigkeit, $2.99 \cdot 10^8$ m/s	[m/s]
C_0	Kapazität eines Plattenkondensators im Vakuum	[F]
C_t	Variable Kapazität	[F]
C_v	Variable Kapazität	[F]
C_D	Kapazität eines Kondensators mit einem Dielektrikum	[F]
$C_{ohneProbe}$	Kapazität eines Plattenkondensators ohne Dielektrikum	[F]
$C_{mitProbe}$	Kapazität eines Plattenkondensators mit Dielektrikum	[F]
C_{Luft}	Kapazität eines Kondensators mit definiertem Luftvolumen	[F]
D	Elektrische Flussdichte	[C/m ²]
d	Dicke	[m]
$d_{Dielektrikum}$	Dicke eines Dielektrikums	[m]
div a	Divergenz des Vektors a	
$D(\theta, \phi)$	Richtgewinn einer Antenne	[dBi]
D_{t_max}	Maximaler Richtgewinn/Gewinn einer Sendeantenne	[dBi]

Formelverzeichnis

dz'	Infinitesimale Länge eines Antennenelements	[m]
E	Elektrische Feldstärke	[V/m]
e	Einheitsvektor	
e_t	Totale Effizienz einer Antenne	[dB]
e_r	Abstrahleffizienz einer Antenne	[dB]
F	Elektrisches Vektorpotenzialfeld	[V]
f	Frequenz	[1/s=Hz]
f_c	Grenzfrequenz	[1/s=Hz]
$G(\theta,\phi)$	Gewinn einer Antenne	[dB]
$\text{grad}a$	Gradient der skalaren Feldgröße a (Gradientenvektor)	
$G_r(\theta,\phi)$	Winkelabhängiger Antennengewinn einer Empfangsantenne (Messobjekt)	[dBi]
$G_{r_Leitung}$	Dämpfung einer Übertragungsleitung eines Empfangssystems	[dB]
$G_{t_Leitung}$	Dämpfung einer Übertragungsleitung eines Sendesystems	[dB]
H	Magnetische Feldstärke	[A/m]
I	Strom	[A]
J	Stromdichte	[A/m ²]
jX_A	Komplexer Blindwiderstand (Reflexionswiderstand) einer Antenne	[j Ω]
k	Wellenzahl	[1/m]
l	Länge	[m]
M_A	Magnetische Flächenstromdichte	[V/m]
ML	Anpassungsverlust (matching loss) einer Antenne	[dB]
n	Einheitsvektor	
P_e	Elektrischer Polarisationsvektor	
P_{in}	Eingangsleistung an einem Antennenport	[dBm]
P_m	Magnetischer Polarisationsvektor	
$P_r(\theta,\phi)$	Winkelabhängige Empfangsleistung am Spektrumanalyser	[dBm]
P_t	Sendeleistung eines Signalgenerators	[dBm]
P_{t_rad}	Totale abgestrahlte Leistung einer Antenne	[dBm]
Q	Elektrische Ladung	[C]
r	Radius	[m]
r_1	Radius der Elektrode 1	[m]
r_2	Innenradius der Elektrode 1	[m]
r_I	Radius des reaktiven Nahfeldes einer Antenne	[m]
r_{II}	Radius des abstrahlenden Nahfeldes einer Antenne	[m]
$R(\theta,\phi)$	Winkelabhängiger Abstand zwischen zwei Antennen	[m]
R_A	Flächenwiderstand	[$\Omega/\square$]
R_a	Arithmetischer Mittelrauwert	[μm]
R_L	Ohmsche Leitungsverluste einer Antenne	[Ω]
rota	Rotation des Vektorfeldes a	
R_q	Quadratischer Mittelrauwert	[μm]
R_r	Strahlungswiderstand einer Antenne	[Ω]
R_t	Gesamthöhe des Profils (Rautiefe)	[μm]
T	Übertragungskoeffizient	

Formelverzeichnis

t	Zeit	[s]
U	Spannung	[V]
$U(\theta, \phi)$	Strahlstärke einer Antenne	[Watt/Steradian]
U_0	Strahlstärke eines isotropen Strahlers	[Watt/Steradian]
U_G	Generatorspannung einer Hochfrequenzquelle	[V]
v	Geschwindigkeit der Ladungsträger	[m/s]
V_{in}	Eingespeiste Signalspannung	[V]
V_{out}	Signalspannung der abgestrahlten Signalleistung	[V]
X, Y, Z	Variablen	
Z_0	Wellenwiderstand einer Hochfrequenz-Übertragungsleitung	[Ω]
Z_A	Antennen-Lastimpedanz	[(1+j) Ω]
Z_G	Generatorimpedanz einer Hochfrequenzquelle	[(1+j) Ω]
Z_L	Lastimpedanz	[(1+j) Ω]
∇	Nabla-Operator $\nabla = \left(\frac{\partial}{\partial x}, \frac{\partial}{\partial y}, \frac{\partial}{\partial z} \right) = \left(\mathbf{e}_x \frac{\partial}{\partial x} + \mathbf{e}_y \frac{\partial}{\partial y} + \mathbf{e}_z \frac{\partial}{\partial z} \right)$	
Δ	Laplace-Operator $\Delta = \left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \right)$	

Abkürzungsverzeichnis

CAD	Computer-aided design (Computer gestützter Entwurf/Konstruktion)
DXF	Document eXchange Format [AutoCAD]/Drawing Interchange Datei-Format
EIRP	Äquivalente Strahlungsleistung bezogen auf einen Kugelstrahler (equivalent isotropically radiated power)
ERP	Äquivalente Strahlungsleistung (equivalent radiated power)
FEM	Finite-Element-Methode
GND	Groundplate
GPS	Global Positioning System
GSM	Global System for Mobile Communications
HF	High Frequency (3 MHz – 30 MHz)
LF	Low Frequency (30 kHz – 300 kHz)
LRL	Line-Reflect-Line
MoM	Momenten-Methode (Method of Moments)
NRW	Nicholson-Ross-Weir
PEN	Polyethylennaphthalat
PET	Polyethylenterephthalat
PCB	Printed Circuit Board (Platine)
RF	Radio Frequency
RFID	Radio Frequency Identification
S11	Scattering-(Rückstreu-)Parameter am Port 1 eines Hochfrequenz-Elements
SHF	Super High Frequency (3 GHz – 30 GHz)
TM	Transverse Magnetic (TM Modes sind Moden, welche keine magnetischen Feldanteile in Ausbreitungsrichtung erzeugen)
TRL	Through-Reflect-Line
TRM	Through-Reflect-Match
UHF	Ultra High Frequency (0.3 GHz – 3 GHz)
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
VSWR	Stehwellenverhältnis (Voltage Standing Wave Ratio)
WLAN	Wireless Local Area Network
WPAN	Wireless Personal Area Network

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner wissenschaftlichen Mitarbeiter- und Doktorandentätigkeit an der Technischen Universität Chemnitz (bis Ende 02/2009) und am Fraunhofer-Institut für Elektronische Nanosysteme ENAS in Chemnitz (seit 03/2009). Die Betreuung erfolgte durch Herrn Prof. Dr. rer. nat. Madhukar Chandra, Dekan der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der Technischen Universität Chemnitz und Inhaber der Professur „Hochfrequenztechnik und Theoretische Elektrotechnik“ sowie durch Herrn Prof. Dr. rer. nat. Reinhard R. Baumann, Inhaber der Professur „Digitale Drucktechnologie und Bebilderungstechnik“ der Technischen Universität Chemnitz und Leiter der Abteilung „Gedruckte Funktionalitäten“ des Fraunhofer ENAS. Das Fraunhofer ENAS als Forschungsinstitut ist in den Bereichen Mikro- und Nanotechnologien unter Einbeziehung von Drucktechnologien tätig. Die Abteilung „Gedruckte Funktionalitäten“ des Fraunhofer ENAS zeichnet sich durch die zwei Hauptkompetenzen Entwicklung und Kommerzialisierung von gedruckten Batterien sowie gedruckten Antennen aus. Die vorhandene Infrastruktur mit neuster Drucktechnik und hochpräzisen Messgeräten ermöglicht Forschungsergebnisse, welche auf internationalen Konferenzen, Messen, in Journalen und in der Industrie Anerkennung finden. Diese Arbeit stellt einen Beitrag zur Realisierung und Erhöhung der Funktionalität gedruckter Antennen für kommerzielle und industrielle Anwendungen dar. Besonders im Bereich der Radio Frequency Identification (RFID)-Anwendungen tragen die Forschungsergebnisse zu einer erhöhten und leistungsfähigeren Anwendbarkeit der drahtlosen Kommunikationstechnik bei.

Mein besonderer Dank gilt:

- meinen Doktorvätern Herrn Prof. Dr. Madhukar Chandra und Herrn Prof. Dr. Reinhard R. Baumann für die Betreuung der Arbeit, die fachlichen Anregungen, die wissenschaftlichen Diskussionen und das stets entgegengebrachte Vertrauen,
- Herrn Prof. Dr. Thomas Geßner für die Zurverfügungstellung neuester Laborräume und für die finanzielle Unterstützung zur Anschaffung von Druckmaschinen und Messgeräten sowie zum Bau der Hochfrequenz-Absorberkammer im Fraunhofer ENAS,
- Herrn Dr. Andreas Willert für die langjährige gute Zusammenarbeit und den fachlichen Austausch,
- und Herrn Frank Siegel für die Unterstützung der Antennenherstellung im Tiefdruckverfahren.

Weiterhin möchte ich mich bei allen Mitarbeitern der Professur Digitale Drucktechnologie und Bebilderungstechnik der Technischen Universität Chemnitz bedanken, die mich stets bei drucktechnischen Fragestellungen unterstützt haben.

Nicht zuletzt möchte ich meiner Familie für ihre moralische Unterstützung sowie für ihr Verständnis danken, welches sie für die Anfertigung dieser Arbeit aufgebracht hat. Besonderer Dank gilt auch meinen Freunden Sebastian Markgraf, Claudia und Carsten Keller sowie Maik Riedel, welche mich stets unterstützt haben.

1. Einleitung

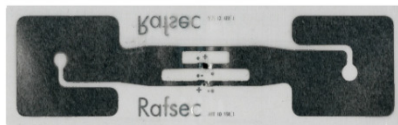
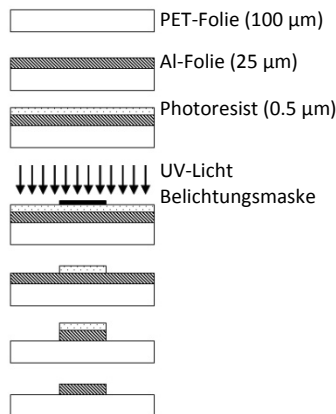
In der heutigen Zeit spielt die drahtlose Signalübertragung mittels elektromagnetischer Wellen eine bedeutende Rolle. Diese ist fester Bestandteil einer Vielzahl von kommerziellen, industriellen und militärischen Anwendungen, wie zum Beispiel der drahtlosen Kommunikation von Mobiltelefonen (mittels Übertragungsstandards wie GSM, UMTS, Bluetooth/WPAN und WLAN), der Identifikation und Lokalisierung von industriellen Gütern (mittels Übertragungsstandards wie RFID, ZigBee/WPAN und GPS), der Fernerkundung ziviler und militärischer Ziele (mittels Radartechnologie in verschiedenen Frequenzbändern), Rundfunk und Satellitenfernsehen. Gedruckte Antennen sind dabei aktuell nur begrenzt in einzelnen Anwendungen etabliert (z. B. auf Glas gedruckte Automobil-UKW-Empfangsantennen [Ref1]). Es kommen aktuell mehrheitlich Antennen auf Leiterplatten-Basis (sowohl starr als auch flexibel) sowie Antennen mit großer Antennenapertur (Reflektor-, Horn-, Spiral-, und Array-Antennen) zum Einsatz. Aufgrund des ständig wachsenden Bedarfs an drahtlos kommunizierenden Systemen steigt ebenso der Bedarf an hochfunktionalen, kostengünstig herstellbaren und hochgradig integrationsfähigen Antennen [Ref2]. Dieser Bedarf ist besonders in den Anwendungsgebieten der drahtlosen Kommunikation und der Identifikation von Gütern zu verzeichnen. Um diesen zu decken und die Realisierbarkeit hochfunktionaler gedruckter Antennen in herausfordernden dielektrischen oder metallischen Umgebungen zu zeigen, sollen neuartige UHF- und SHF-RFID-Transponder-Antennen für Identifikationsanwendungen entwickelt und analysiert werden. Die Entwicklung schließt dabei den Antennenentwurf, die Simulation der Antennenparameter, die drucktechnische Herstellung und die messtechnische Charakterisierung ein. Besonderes Augenmerk wird dabei auf die elektromagnetischen Wellenausbreitungseffekte (Dämpfung, Reflektion und Depolarisation) gelegt, welche durch herausfordernde dielektrische und metallische Materialien (wie zum Beispiel Glas, Holz, Papier, Aluminium und Eisen) der zu identifizierenden Güter verursacht werden und somit in direkter Nähe einer Antenne deren Performance maßgeblich beeinflussen. Die Wellenausbreitungseffekte sollen im Besonderen hinsichtlich dreidimensionaler Antennenstrukturen und Antennenstrukturen in direkter metallischer Umgebung untersucht werden.

Am Beispiel des europäischen Passiv-RFID-Transponder-Marktes (Marktvolumen von 403 Mio €, 2009) [Ref3], der auch UHF-RFID-Transponder beinhaltet, wird deutlich, dass eine Vielzahl von verschiedenen UHF-RFID-Transpondern existiert, welche aber dem Bedarf an hochfunktionalen, kostengünstig herstellbaren und hochgradig integrationsfähigen Antennen nur bedingt gerecht werden. Diese Transponder sind beispielsweise allgemein für die Identifikation von Einzelhandelsprodukten entworfen. Eine Spezifizierung hinsichtlich verschiedener Produkte, mit unterschiedlichen Materialeigenschaften (Flüssigkeiten, Holz, Glas, ...), wurde nicht durchgeführt. Somit sind Transponder in der Praxis nicht gleichwertig funktional, was eine ungewollte unzuverlässige Identifizierung zur Folge hat.

Aktuelle UHF-RFID-Transponder-Antennen werden mittels Fotolithografie [Ref4] hergestellt. Dazu wird beispielsweise eine ca. 25 µm Aluminium-Folie auf eine PET(Polyethylenterephthalat)-Folie laminiert und mittels fotolithografischer Belichtung und anschließendem Ätzverfahren die Antennenstruktur erzeugt. Dieses Verfahren ist im Vergleich zum Druckverfahren zeit- und kostenaufwendig, da umfangreiche nass-chemische Prozesse einen hohen Produktionsaufwand (geringere Prozessgeschwindigkeit) mit sich bringen. Ein Vergleich der Fotolithografie- und Siebdruck-Prozessschritte ist in Abbildung 1 dargestellt.

Fotolithografie-Prozessschritte:

1. Substrat reinigen
2. Al-Folie auflaminieren
3. Photoresist auftragen
4. Belichten mittels UV-Licht
5. Strukturiertes Photoresist
6. Al ätzen
7. Photoresist entfernen



Aluminium Beispiels-RFID-Transponder-Antenne
Quelle: <http://www.upmraflatac.com>

Siebdruck-Prozessschritte:

1. Substrat reinigen
2. Siebdruck
3. Trocknung



Gedruckte Beispiels-RFID-Transponder-Antenne

Abbildung 1: Vergleich Fotolithografie- und Siebdruck-Prozessschritte zur Herstellung einer RFID-Transponder-Antenne

Vergleicht man allerdings die reinen Antennen-Materialkosten beider Herstellungsverfahren miteinander (siehe Anhang Tabelle A 1), so wird ersichtlich, dass fotolithografisch hergestellte Transponder-Antennen geringere Materialkosten verursachen. Diese sind aber mit ca. 0.19 Cent pro Antenne so gering, dass der hohe Prozessaufwand überwiegt und somit die drucktechnische Herstellung kostengünstiger ist.

Antennen können mit verschiedenen Druckverfahren hergestellt werden. In dieser Arbeit wird das Sieb- und Tiefdruckverfahren betrachtet. Dazu werden unter anderem Einflussparameter beider Druckverfahren auf die Antenneneigenschaften untersucht.

Die erhöhte Integrationsfähigkeit gedruckter Antennen im Vergleich zu fotolithografisch hergestellten Antennen zeigt sich in der Möglichkeit, direkt auf verschiedenste Substrate und somit direkt auf das zu identifizierende Produkt bzw. seine Verpackung zu drucken. Der Einfluss verschiedener Drucksubstrate auf die Antennenparameter wird ebenfalls in dieser Arbeit untersucht.

1.1 Zielsetzung

Das Ziel der vorliegenden Arbeit ist die Entwicklung von neuartigen, optimierten und drucktechnisch herstellbaren Antennenstrukturen für UHF- und SHF-RFID-Anwendungen in herausfordernden dielektrischen oder metallischen Umgebungen. Neben der Nachweiseinbringung der Abhängigkeit dielektrischer und metallischer Materialien auf die elektromagnetische Wellenausbreitung sollen UHF-RFID-Transponder-Antennenstrukturen für Anwendungen auf dielektrischen Medien, UHF-RFID-Transponder-Antennenkonzepte/Strukturen für eine Anwendung auf Metall und multidirektionale 3D-Antennenstrukturen im SHF-Frequenzbereich (5.8 GHz) entwickelt und erforscht werden.

1.2 Erläuterung zu den Kapiteln

Das Kapitel 2 behandelt die Grundlagen der Hochfrequenz-Kommunikation. Ausgehend von den Maxwell'schen Gleichungen werden eine Definition der elektromagnetischen Wellenausbreitung in Medien hergeleitet sowie deren Einflussparameter aufgezeigt. Dazu zählt die theoretische und praktische Erfassung der Permeabilität und Permittivität verschiedener Medien. Das Kapitel enthält weiterhin Grundlagen der Antennentheorie, der RFID-Technologie sowie Grundlagen der Herstellungsverfahren von RFID-Transponder-Antennen.

In Kapitel 3 werden die Entwicklungsarbeiten zur Realisierung von UHF-RFID-Transponder-Antennenstrukturen für Anwendungen in herausfordernden dielektrischen Medien motiviert und beschrieben. Dabei wird die Entwicklung vom Antennenentwurf über die Simulation der Antennenparameter, der drucktechnischen Herstellung bis hin zur messtechnischen Charakterisierung betrachtet. Das Kapitel beschreibt darüber hinaus die Abhängigkeiten verschiedener Druckparameter auf das Antennenverhalten und stellt diese in Relation zu Antenneneinflussfaktoren.

Im Anschluss an die Entwicklung von angepassten Antennenstrukturen an dielektrische Medien werden in Kapitel 4 neuartige Antennenkonzepte entwickelt, welche eine optimale Funktion auf metallischen Objekten ermöglichen und drucktechnisch herstellbar sind. Aufgetretene Herausforderungen wie die Einflussnahme von Depolarisationseffekten auf das Antennenverhalten werden beschrieben und untersucht.

Kapitel 5 beschreibt die Forschungsarbeiten hinsichtlich der Entwicklung von druckbaren Antennenstrukturen, die durch eine dreidimensionale Form eine gerichtete Abstrahlcharakteristik aufweisen, um den Einfluss im Nahfeld der Antenne befindlicher dielektrischer Medien (z.B. Inhalte einer Produktverpackung) zu minimieren. Es werden dazu neu entwickelte, multidirektionale 3D-Antennenstrukturen für Anwendungen im SHF-Frequenzbereich bei 5.8 GHz entworfen, simuliert, drucktechnisch hergestellt und messtechnisch charakterisiert. Die Ergebnisse werden analytisch dargestellt.

Im anschließenden Kapitel 6 werden die Ergebnisse der Arbeit zusammengefasst und ein Ausblick auf weiterführende Forschungsthemen formuliert.

2. Grundlagen der Hochfrequenz-Kommunikation

2.1 Elektromagnetische Wellenausbreitung in Medien

Um eine Hochfrequenz-Kommunikation von Antennen in herausfordernden dielektrischen oder metallischen Umgebungen zu realisieren, bedarf es Kenntnisse über die elektromagnetische Wellenausbreitung in Medien. Diese lässt sich mit Hilfe von sogenannten Wellengleichungen beschreiben. Dabei können für verschiedene Anwendungsszenarien im Detail unterschiedliche Ausführungen angewandt werden (Differentialform, Integralform). Im Nachfolgenden soll mit Hilfe der Maxwellschen Gleichungen und für den angenommenen Fall, dass sich die elektromagnetischen Wellen in einem homogenen Medium im betrachteten Raum ausbreiten, eine allgemeine Form der Wellengleichungen hergeleitet werden. Es wird angenommen, dass im betrachteten Ausbreitungsraum ein homogenes Medium mit konstanten Materialparametern wie Permittivität $\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$, Permeabilität $\mu = \mu_0 \mu_r$ und der Wellenzahl $k = \omega/c = 2\pi/\lambda$ vorherrscht. Die vier Maxwellschen Gleichungen in differentieller Form folgen jeweils einem physikalischen Gesetz.

Gaußsches Gesetz: Die Ladung ist Quelle des elektrischen Feldes.

$$\operatorname{div} \mathbf{D} = \nabla \cdot \mathbf{D} = \rho \quad (1)$$

Gaußsches Gesetz der Magnetfelder: Das magnetische Feld ist quellenfrei.

$$\operatorname{div} \mathbf{B} = \nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (2)$$

Induktionsgesetz von Faraday: Änderungen des magnetischen Feldes resultieren in einem elektrischen Wirbelfeld.

$$\operatorname{rot} \mathbf{E} = \nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (3)$$

Erweitertes Ampèresches Gesetz: Elektrische Ströme führen zu einem magnetischen Wirbelfeld.

$$\operatorname{rot} \mathbf{H} = \nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad (4)$$

Die Stromdichte $\mathbf{J}$ kann dabei verschieden definiert werden, zum einen als Geschwindigkeit der Ladungsträger $\mathbf{v}$ mal die Ladungsdichte ρ und zum anderen als spezifische elektrische Leitfähigkeit σ mal der elektrischen Feldstärke $\mathbf{E}$.

$$\mathbf{J} = \mathbf{v}\rho = \sigma \mathbf{E} \quad (5)$$

Die elektrische Flussdichte $\mathbf{D}$ sowie die magnetische Flussdichte $\mathbf{B}$ können jeweils über die entsprechende Feldstärke und deren Materialkonstanten definiert werden.

$$\mathbf{D} = \varepsilon \mathbf{E} \quad (6)$$

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \quad (7)$$

Bildet man nach Lehner [Ref5] die Rotation der Gleichung (3) unter Hilfe der Gleichungen (7), (4), (5) und (6),

$$\operatorname{rot} \operatorname{rot} \mathbf{E} = -\frac{\partial}{\partial t} \operatorname{rot} \mathbf{B} = -\mu \frac{\partial}{\partial t} \operatorname{rot} \mathbf{H} = -\mu \frac{\partial}{\partial t} \left(\mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \right) = -\mu \frac{\partial}{\partial t} \left(\sigma \mathbf{E} + \frac{\partial}{\partial t} \varepsilon \mathbf{E} \right) = -\mu \sigma \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} - \mu \varepsilon \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} \quad (8)$$

so erhält man eine Gleichung, welche die elektrische Feldverteilung im Raum beschreibt.

2. Grundlagen der Hochfrequenz-Kommunikation

Beachtet man, dass die zweifache Rotation dem Gradienten der Divergenz abzüglich des Laplace-Operators entspricht,

$$\text{rot rot } \mathbf{E} = \text{grad div } \mathbf{E} - \Delta \mathbf{E} \quad (9)$$

so kann die Gleichung (8) auch wie folgt dargestellt werden.

$$\Delta \mathbf{E} - \text{grad div } \mathbf{E} = \mu\sigma \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} + \mu\varepsilon \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} \quad (10)$$

Für die Betrachtung der magnetischen Feldverteilungen im Raum ist die Rotation der Gleichung (4) zu bilden. Diese kann mit Hilfe der Gleichungen (5), (6), (3) und (7) weiter entwickelt werden.

$$\text{rot rot } \mathbf{H} = \text{rot } \mathbf{J} + \frac{\partial}{\partial t} \text{rot } \mathbf{D} = \sigma \text{rot } \mathbf{E} + \varepsilon \frac{\partial}{\partial t} \text{rot } \mathbf{E} = -\sigma \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} - \varepsilon \frac{\partial^2 \mathbf{B}}{\partial t^2} \quad (11)$$

$$\text{rot rot } \mathbf{H} = \frac{1}{\mu} \text{rot rot } \mathbf{B} \quad (12)$$

$$\frac{1}{\mu} \text{rot rot } \mathbf{B} = \frac{1}{\mu} (\text{grad div } \mathbf{B} - \Delta \mathbf{B}) = -\sigma \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} - \varepsilon \frac{\partial^2 \mathbf{B}}{\partial t^2} \quad (13)$$

Beachtet man die Quellenfreiheit des magnetischen Feldes nach Gleichung (2), so ergibt sich die folgende Beziehung.

$$\Delta \mathbf{B} = \mu\sigma \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} + \mu\varepsilon \frac{\partial^2 \mathbf{B}}{\partial t^2} \quad (14)$$

Vergleicht man nun die Gleichungen (10) und (14), so wird ersichtlich, dass beide Wellengleichungen direkt von den Eigenschaften (Permittivität $\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$ und Permeabilität $\mu = \mu_0 \mu_r$) homogener Medien, in dem sich die elektromagnetischen Wellen ausbreiten, abhängig sind.

In ladungsfreien und nichtleitenden dielektrischen Medien gilt: Ladungsdichte $\rho = 0$, Stromdichte $\mathbf{J} = 0$ und $\sigma = 0$. Somit ergeben sich aus den Gleichungen (10) und (14) spezielle Wellengleichungen.

$$\Delta \mathbf{E} = \mu\varepsilon \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} \quad (15)$$

$$\Delta \mathbf{B} = \mu\varepsilon \frac{\partial^2 \mathbf{B}}{\partial t^2} \quad (16)$$

Neben der dargestellten differentiellen Form der Maxwellschen Gleichungen (1) - (4) lässt sich, wie bereits erwähnt, ebenso eine integrale Form definieren [Ref6]. Nach Gauß entspricht einem elektrischen Fluss, mit der Flussdichte $\mathbf{D}$, welcher durch eine geschlossene Oberfläche S der Ladungsdichte ρ über einem Volumen V fließt, somit der elektrischen Ladung Q in dessen Inneren.

$$\oint_S \mathbf{D} \cdot d\mathbf{s} = \int_V \rho dv = Q \quad (17)$$

Aufgrund der Nichtexistenz magnetischer Monopole ist die magnetische Flussdichte $\mathbf{B}$ durch eine geschlossene Oberfläche innerhalb eines Volumens null. Somit gilt folgende Maxwellsche Integralgleichung:

$$\oint_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{s} = 0 \quad (18)$$

Betrachtet man die elektrische Zirkulation entlang einer geschlossenen Kontur C einer Fläche, so ist diese gleich der negativen zeitlichen Änderung der magnetischen Flussdichte $\mathbf{B}$ durch die Fläche S .

2. Grundlagen der Hochfrequenz-Kommunikation

$$\oint_C \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = -\frac{\partial}{\partial t} \int_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{s} \quad (19)$$

Dieser Zusammenhang entspricht dem Stokes' Theorem: $\oint_C \mathbf{A} \cdot d\mathbf{l} = \int_S (\nabla \times \mathbf{A}) \cdot d\mathbf{s}$ (20)

Das Stokes' Theorem kann ebenfalls hinsichtlich des nachfolgenden Zusammenhangs angewandt werden. Dabei ist die magnetische Zirkulation entlang einer Kontur C einer Fläche S gleich der Summe der elektrischen Stromdichte $\mathbf{J}$ und der zeitlichen Änderung der elektrischen Flussdichte $\mathbf{D}$ durch die Fläche S.

$$\oint_C \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = \int_S \mathbf{J} \cdot d\mathbf{s} + \frac{\partial}{\partial t} \int_S \mathbf{D} \cdot d\mathbf{s} \quad (21)$$

Die Abbildung 2 veranschaulicht die voran gegangenen Zusammenhänge.

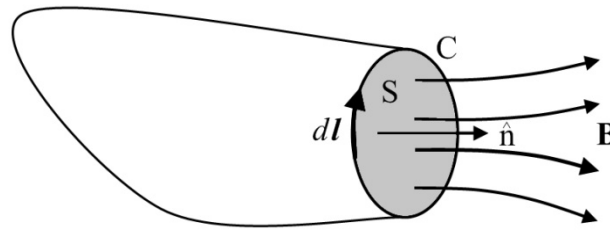


Abbildung 2: Magnetische Flussdichte durch eine Fläche S [Ref6]

Diese Form ist für spätere Betrachtungen sehr nützlich. Um allerdings einige Ausbreitungseffekte elektromagnetischer Wellen in dielektrischen Medien detaillierter beschreiben zu können, eignen sich die Maxwell'schen Gleichungen in Operator(Zeiger)-Form. Ausgehend von der Zeitabhängigkeit $e^{j\omega t}$ können die Ableitungen nach der Zeit in Gleichung (1) – (4) mit $j\omega$ ersetzt werden.

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho \quad (22)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (23)$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = -j\omega \mathbf{B} \quad (24)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + j\omega \mathbf{D} \quad (25)$$

Mit Hilfe der vorangegangenen Gleichungen (10) und (14) konnte eine allgemeine Form der Wellengleichung aufgestellt werden. Betrachtet man darüber hinaus ein quellenfreies, lineares, isotropes und homogenes Medium, in der sich elektromagnetische Wellen ausbreiten, so können mit Hilfe der Gleichungen (24), (25), (6) und (7) folgende Beziehungen aufgestellt werden.

$$\nabla \times \mathbf{E} = -j\omega \mathbf{B} = -j\omega \mu \mathbf{H} \quad (26)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + j\omega \mathbf{D} = j\omega \epsilon \mathbf{E} \quad (27)$$

Man erhält zwei Gleichungen mit zwei Unbekannten $\mathbf{H}$ und $\mathbf{E}$, welche gemeinsam lösbar sind. Dazu wird in erster Instanz die Rotation der Gleichung (26) gebildet und mit Gleichung (27) ergänzt.

$$\nabla \times \nabla \times \mathbf{E} = -j\omega \mu (\nabla \times \mathbf{H}) = -j\omega \mu (j\omega \epsilon \mathbf{E}) = \omega^2 \mu \epsilon \mathbf{E} \quad (28)$$

Beachtet man die mathematische Vorschrift: $\nabla \times \nabla \times \mathbf{E} = \nabla(\nabla \cdot \mathbf{E}) - \nabla^2 \mathbf{E}$ (29), welche äquivalent zur Gleichung (9) ist, so lässt sich die Gleichung (28) vereinfacht darstellen. Aufgrund der Quellenfreiheit ist natürlich die Divergenz von $\mathbf{E}$ gleich 0 ($\nabla \cdot \mathbf{E} = 0$).

$$\nabla^2 \mathbf{E} + \omega^2 \mu \epsilon \mathbf{E} = 0 \quad (30)$$

In gleicher Art und Weise lässt sich ebenfalls die Gleichung (27) lösen. Es ergibt sich somit folgende Gleichung für $\mathbf{H}$.

$$\nabla^2 \mathbf{H} + \omega^2 \mu \epsilon \mathbf{H} = 0 \quad (31)$$

Die Gleichungen (30) und (31) stellen jeweils Wellengleichungen dar, welche in ihrer hier definierten Form als die sogenannten Helmholtz-Gleichungen bezeichnet werden.

Nachdem nun allgemeine und spezielle Wellengleichungen betrachtet wurden, soll anschließend die Ausbreitung der elektrischen und magnetischen Felder in verschiedenen Medien betrachtet werden.

Betrachtung elektrischer Felder:

Durchdringt ein elektrisches Feld ein dielektrisches Medium, so erzeugt dieses, aufgrund existierender polarisierter Atome und Moleküle des Mediums, elektrische Dipolmomente, welche die elektrische Flussdichte $\mathbf{D}$ steigern. Die elektrische Polarisierung der Materialatome und Moleküle kann mit Hilfe des Polarisationsvektors $\mathbf{P}_e$ wie folgt beschrieben werden:

$$\mathbf{D} = \epsilon_0 \mathbf{E} + \mathbf{P}_e \quad (32)$$

Dabei gilt, dass in einem homogenen, linearen und isotropen dielektrischen Medium die elektrische Polarisierung parallel und proportional zum elektrischen Feld $\mathbf{E}$ verläuft.

$$\mathbf{P}_e = \epsilon_0 \chi_e \mathbf{E} \quad (33)$$

Die elektrische Suszeptibilität χ_e stellt dabei eine Materialeigenschaft des dielektrischen Mediums dar. Diese gibt die Fähigkeit der elektrischen Polarisierung innerhalb eines elektrischen Feldes an. Aus den Gleichungen (32) und (33) ergibt sich folgender Zusammenhang:

$$\mathbf{D} = \epsilon_0 \mathbf{E} + \mathbf{P}_e = \epsilon_0 \mathbf{E} + \epsilon_0 \chi_e \mathbf{E} = \epsilon_0 (1 + \chi_e) \mathbf{E} = \epsilon \mathbf{E} \quad (34)$$

Aus Gleichung (34) lässt sich die komplexe Form der Permittivität ϵ ableiten.

$$\epsilon = \epsilon' - j\epsilon'' = \epsilon_0 (1 + \chi_e) \quad (35)$$

Der imaginäre Anteil $-j\epsilon''$ beschreibt Wärmeverluste im Medium, welche aufgrund der Dämpfung der in Schwingung gebrachten Dipolmomente auftreten. Dabei kann der Verlust im dielektrischen Medium ebenfalls auch als entsprechender Leitungsverlust betrachtet werden. In zum Teil leitfähigen Materialien, mit einer elektrischen Leitfähigkeit σ , existiert eine leitungsgebundene Stromdichte $\mathbf{J}$.

$$\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E} \quad (36)$$

2. Grundlagen der Hochfrequenz-Kommunikation

Betrachtet man nun die Gleichung (25) in Zusammenhang mit den Gleichungen (34), (35) und (36), so erhält man einen komplexen Ausdruck der materialabhängigen Dämpfung elektromagnetischer Felder.

$$\begin{aligned}\nabla \times \mathbf{H} &= \mathbf{J} + j\omega\mathbf{D} = j\omega\epsilon\mathbf{E} + \sigma\mathbf{E} = j\omega(\epsilon' - j\epsilon'')\mathbf{E} + \sigma\mathbf{E} \\ &= j\omega\epsilon'\mathbf{E} + (\omega\epsilon'' + \sigma)\mathbf{E} = j\omega\left(\epsilon' - j\epsilon'' - j\frac{\sigma}{\omega}\right)\mathbf{E}\end{aligned}\quad (37)$$

Dabei kann der Term $(\omega\epsilon'' + \sigma)$ als totale effektive Leitfähigkeit betrachtet werden. Mit Hilfe dieses Terms kann die ebenfalls bedeutende Größe der Verlusttangente $\tan \delta$ definiert werden.

$$\tan \delta = \frac{\omega\epsilon'' + \sigma}{\omega\epsilon'} \quad (38)$$

Die Verlusttangente stellt dabei das Verhältnis aus dem imaginären und dem realen Teil der totalen Verschiebungsstromdichte dar. Die Verschiebungsstromdichte beschreibt dabei den Fakt, dass die zeitliche Änderung eines elektrischen Feldes und dessen Flussdichte ein integraler Teil des gesamten elektrischen Stromes darstellt.

Materialien werden in der Hochfrequenztechnik üblicherweise an Hand der bereits genannten Eigenschaften charakterisiert. Beachtet werden muss, dass die nachfolgend genannten Eigenschaften frequenzabhängig sind.

- Reale Permittivität $\epsilon' = \epsilon_0\epsilon_r$
- Verlusttangente, dielektrischer Verlustfaktor $\tan \delta$

Die Größen ϵ_r und $\tan \delta$ stellen wesentliche Bestandteile zur Beschreibung von Materialeigenschaften dar. Diese werden unter anderem für die Berechnung bzw. Simulation der elektromagnetischen Wellenausbreitung von Antennenstrukturen verwendet. Die in dieser Arbeit verwendete Simulationssoftware (CST Studio Suite – Microwave Studio) stützt sich zur Beschreibung von Materialien auf diese Größen. Beachtet werden muss, dass in der Simulation lediglich homogene Materialien beschrieben werden können und somit reale inhomogene Materialien nur approximiert abgebildet werden können.

Für verlustfreie, nicht leitfähige dielektrische Materialien ($\sigma = 0$) ergibt sich die Gleichung (38) zu:

$$\tan \delta = \frac{\omega\epsilon''}{\omega\epsilon'} = \frac{\epsilon''}{\epsilon'} \quad (39)$$

Dahingehend kann der imaginäre Teil ϵ'' wie folgt formuliert werden.

$$\epsilon'' = \epsilon' \tan \delta \quad (40)$$

Dies wiederum erlaubt eine definierte Darstellung der komplexen Permittivität aus Gleichung (35).

$$\epsilon = \epsilon' - j\epsilon'' = \epsilon' - j\epsilon' \tan \delta = \epsilon'(1 - j \tan \delta) = \epsilon_0\epsilon_r (1 - j \tan \delta) \quad (41)$$

Im Nachfolgenden sind an Hand einer Tabelle verschiedene Materialien und ihre frequenzabhängigen Eigenschaften beispielhaft aus der Literatur aufgelistet [Ref7].

Tabelle 1: Dielektrische Eigenschaften verschiedener Materialien [Ref7]

Material:	Frequenz	ϵ_r	$\tan \delta$	Temperatur T
Glas (Corning 7060 - Pyrex)	100 MHz	4.84	0.003	25 °C
	3 GHz	4.82	0.0054	25 °C
Holz (Birke)	300 MHz	2.4	0.039	25 °C
	3 GHz	2.13	0.033	25 °C
Papier (Royalgrey-Rogers)	300 MHz	2.75	0.066	25 °C
	3 GHz	2.7	0.056	25 °C
Plexiglas (Polymethyl methacrylate)	300 MHz	2.66	0.0062	27 °C
	3 GHz	2.6	0.0057	27 °C
Polyethylene (DE-3401)	3 GHz	2.26	0.00031	25 °C
	10 GHz	2.26	0.00036	25 °C
Wasser (destilliert)	300 MHz	77.5	0.016	25 °C
	3 GHz	76.7	0.157	25 °C

Wie bereits aufgeführt, spielt die Eigenschaft der Polarisierung der Materialien hinsichtlich der in den Materialien möglichen Feldverteilungen eine besondere Rolle. Die beschriebenen Sachverhalte in Gleichungen (33) bis (41) gelten dabei nur für homogene, lineare und isotrope dielektrische Medien, bei welchen die elektrische Polarisierung parallel und proportional zum elektrischen Feld $\mathbf{E}$ verläuft. Eine Vielzahl weiterhin existierender dielektrischer Materialien, wie z. B. Kristallstrukturen und ionisierte Gase, weisen allerdings anisotrope Eigenschaften auf. Diese Materialien zeichnen sich durch komplexere Verhältnisse zwischen der dielektrischen Polarisierung $\mathbf{P}_e$ und dem elektrischen Feld $\mathbf{E}$ aus. Nach Pozar [Ref6] lassen sich diese Verhältnisse in einer linearen Beziehung zwischen der elektrischen Flussdichte $\mathbf{D}$ und dem elektrischen Feld $\mathbf{E}$ in Matrixform definieren.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{D}_x \\ \mathbf{D}_y \\ \mathbf{D}_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \epsilon_{xx} & \epsilon_{xy} & \epsilon_{xz} \\ \epsilon_{yx} & \epsilon_{yy} & \epsilon_{yz} \\ \epsilon_{zx} & \epsilon_{zy} & \epsilon_{zz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{E}_x \\ \mathbf{E}_y \\ \mathbf{E}_z \end{bmatrix} = [\epsilon] \begin{bmatrix} \mathbf{E}_x \\ \mathbf{E}_y \\ \mathbf{E}_z \end{bmatrix} \quad (42)$$

Möchte man die frequenzabhängige Materialeigenschaft Permittivität in die Praxis bzw. in eine Simulationsumgebung überführen, so ist dies meist eingeschränkt möglich. Die bedeutenden Polarisierungseigenschaften der Materialien (siehe Gleichung (42)) beispielsweise können in der Simulationssoftware CST Microwave Studio nicht abgebildet werden. Lediglich die Materialeigenschaften relative Permittivität ϵ_r und die Verlusttangente $\tan \delta$ sind in der Software abbildbar. Für erste Näherungen bzw. Approximationen eines homogenen Materials (wie zum Beispiel Glas) sind diese Parameter jedoch ausreichend und zielführend.

Betrachtung magnetischer Felder:

Die Betrachtung der magnetischen Felder kann vergleichbar zu der Betrachtung der elektrischen Felder erfolgen. Durchdringt ein magnetisches Feld ein magnetisches Medium, so erzeugt dieses Feld magnetische Dipolmomente. Diese führen wiederum zu einer magnetischen Polarisation $\mathbf{P}_m$.

$$\mathbf{B} = \mu_0(\mathbf{H} + \mathbf{P}_m) \quad (43)$$

Betrachtet man im einfachsten Fall linear magnetische Materialien, so kann auch eine lineare Beziehung zwischen der magnetischen Polarisation $\mathbf{P}_m$ und der magnetischen Feldstärke $\mathbf{H}$ mit Hilfe der komplexen magnetischen Suszeptibilität χ_m , definiert werden.

$$\mathbf{P}_m = \chi_m \mathbf{H} \quad (44)$$

Aus den Gleichungen (43) und (44) ergibt sich somit ein komplexer Ausdruck des magnetischen Flusses.

$$\mathbf{B} = \mu_0(\mathbf{H} + \chi_m \mathbf{H}) = \mu_0(1 + \chi_m) \mathbf{H} = \mu \mathbf{H} \quad (45)$$

Aus der Gleichung (45) kann man wiederum die komplexe Form der Permeabilität μ ableiten.

$$\mu = \mu' - j\mu'' = \mu_0(1 + \chi_m) \quad (46)$$

Auch hier beschreibt der imaginäre Anteil $-j\mu''$ Verluste im Medium, welche aufgrund der Dämpfung der in Schwingung gebrachten Dipolmomente auftreten.

Betrachtet man dagegen magnetische Materialien, welche einen anisotropen Charakter aufweisen z. B. ferromagnetische Stoffe (Ferrite), so zeichnen sich diese durch ein komplexes Verhältnis zwischen der magnetischen Flussdichte $\mathbf{B}$ und der magnetischen Feldstärke $\mathbf{H}$ aus. Dieses Verhältnis kann wie folgt in einer Matrixform dargestellt werden.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{B}_x \\ \mathbf{B}_y \\ \mathbf{B}_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mu_{xx} & \mu_{xy} & \mu_{xz} \\ \mu_{yx} & \mu_{yy} & \mu_{yz} \\ \mu_{zx} & \mu_{zy} & \mu_{zz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{H}_x \\ \mathbf{H}_y \\ \mathbf{H}_z \end{bmatrix} = [\mu] \begin{bmatrix} \mathbf{H}_x \\ \mathbf{H}_y \\ \mathbf{H}_z \end{bmatrix} \quad (47)$$

In der Praxis werden Materialien durch ihre Eigenschaft der Permeabilität $\mu = \mu_0\mu_r$ charakterisiert. Nichtmagnetische Materialien weisen dabei einen Wert von $\mu_r = 1$ auf.

Materialabhängig spielen hinsichtlich der Wellenausbreitung in Medien noch weitere Eigenschaften eine Rolle. Dazu zählt die sogenannte Eindringtiefe (Skin-Effekt) an leitfähigen Oberflächen/Medien. Nachfolgend soll diese Eigenschaft beleuchtet werden.

Eindringtiefe:

Betrachtet man die elektrische und magnetische Feldverteilung in einem Verlust behafteten Medium nach Maxwell, siehe Gleichung (26) $\nabla \times \mathbf{E} = -j\omega\mu\mathbf{H}$ und (37) $\nabla \times \mathbf{H} = j\omega\epsilon\mathbf{E} + \sigma\mathbf{E}$, so lässt sich eine spezielle Wellengleichung nach Pozar [Ref6] wie folgt aufstellen.

2. Grundlagen der Hochfrequenz-Kommunikation

$$\nabla^2 \mathbf{E} + \omega^2 \mu \varepsilon \left(1 - j \frac{\sigma}{\omega \varepsilon}\right) \mathbf{E} = 0 \quad (48)$$

Aus den sich ergebenden Abhängigkeiten $\omega^2 \mu \varepsilon (1 - j \sigma / \omega \varepsilon)$ kann eine komplexe Ausbreitungskonstante γ definiert werden.

$$\gamma = \alpha + j\beta = j\omega\sqrt{\mu\varepsilon}\sqrt{1 - j\frac{\sigma}{\omega\varepsilon}} \quad (49)$$

Gute elektrische Leiter zeichnen sich dadurch aus, dass ihre elektrische Leitfähigkeit deutlich größer ist als ihre frequenzabhängige Permittivität ($\sigma \gg \omega \varepsilon$). Laut Pozar [Ref6] kann dahingehend die Gleichung (49) wie folgt approximiert werden.

$$\gamma = \alpha + j\beta \approx j\omega\sqrt{\mu\varepsilon}\sqrt{\frac{\sigma}{j\omega\varepsilon}} = (1 + j)\sqrt{\frac{\omega\mu\sigma}{2}} = \sqrt{\frac{\omega\mu\sigma}{2}} + j\sqrt{\frac{\omega\mu\sigma}{2}} \quad (50)$$

Die Eindringtiefe δ_S ist definiert als $1/\alpha$ und ergibt sich somit für den beschriebenen Zusammenhang zu

$$\delta_S = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}}. \quad (51)$$

Die Eindringtiefe elektromagnetischer Wellen in ein leitfähiges Material ist frequenzabhängig. Am nachfolgenden Beispiel soll die Eindringtiefe einer elektromagnetischen Welle der Frequenz 868 MHz in reines Silber berechnet werden.

$$\delta_S = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} = \sqrt{\frac{1}{\pi(868 \cdot 10^6)(4\pi \cdot 10^{-7})(6.173 \cdot 10^7)}} = 2.17 \cdot 10^{-6} \text{ m} = 2.17 \text{ } \mu\text{m} \quad (52)$$

Die hier berechnete Eindringtiefe bezieht sich auf eine nicht gedruckte, ideale Silberschicht. Die Eindringtiefen elektromagnetischer Wellen bei einer Frequenz von 868 MHz in gedruckte Antennenstrukturen weichen dabei von der in Gleichung (52) ab. Grund dafür sind die Drucktinten abhängigen zu erzielenden elektrischen Leitfähigkeiten der gedruckten Strukturen. Im Anhang B wird ein Überblick über die Abhängigkeit der Eindringtiefe von der elektrischen Leitfähigkeit gedruckter Silberantennenstrukturen gezeigt.

2.2 Methoden zur Bestimmung dielektrischer Eigenschaften von Medien

Die dielektrischen Eigenschaften (relative Permittivität ε_r , Verlusttangente $\tan \delta$ und relative Permeabilität μ_r) von Medien (maßgeblich Feststoffen) lassen sich auf verschiedene Art und Weise experimentell bestimmen. Nachfolgend sollen zwei praxisnahe Methoden betrachtet werden.

a) Bestimmung der dielektrischen Eigenschaften von Medien mit Hilfe eines analogen Schaltkreises

Das zur Anwendung kommende Verfahren ist einer starken Frequenzabhängigkeit unterworfen. Für Frequenzen bis 200 MHz kann die nachfolgend beschriebene Konfiguration verwendet werden. Das zu vermessende, dielektrische Material muss als kreisrunde Platte vorliegen. Diese wird zwischen Elektroden eingespannt, siehe Abbildung 3 [Ref7].

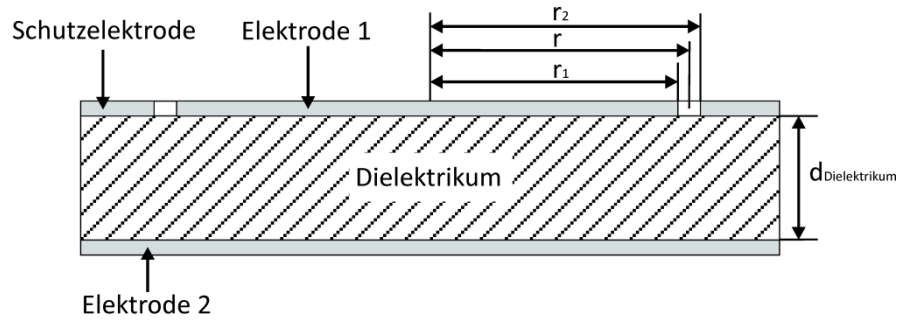


Abbildung 3: Messaufbau – Drei-Elektroden-System [Ref7]

Die Dimensionierung des „Elektroden-Systems“ wird maßgeblich durch die Dicke d des Dielektrikums und der Radi r_1 und r_2 der Elektroden bestimmt. Nach Amey [Ref8] lässt sich folgender Zusammenhang definieren.

$$r = r_1 + \frac{r_2 - r_1}{2} - \frac{2d_{\text{Dielektrikum}}}{\pi} \ln \left(\cosh \left(\frac{\pi(r_2 - r_1)}{4d_{\text{Dielektrikum}}} \right) \right) \quad (53)$$

Zur Bestimmung der relativen Permittivität ϵ_r wird der Messaufbau an einen frequenzabhängigen Resonanzschaltkreis (siehe Abbildung 4) angekoppelt. Dabei kann die Messung über eine Widerstands-, Kapazitäts- oder Frequenzänderung sowie über eine Resonanzüberhöhung erfolgen. Die Methode der Messung der Resonanzüberhöhung nach Hippel [Ref7] stellt dabei hinsichtlich einer Messgenauigkeit bis 200 MHz die beste Methode dar. Die Begrenzung der Messbarkeit bis 200 MHz wird maßgeblich durch die Verwendung analoger Bauteile mit begrenzter Güte bestimmt.

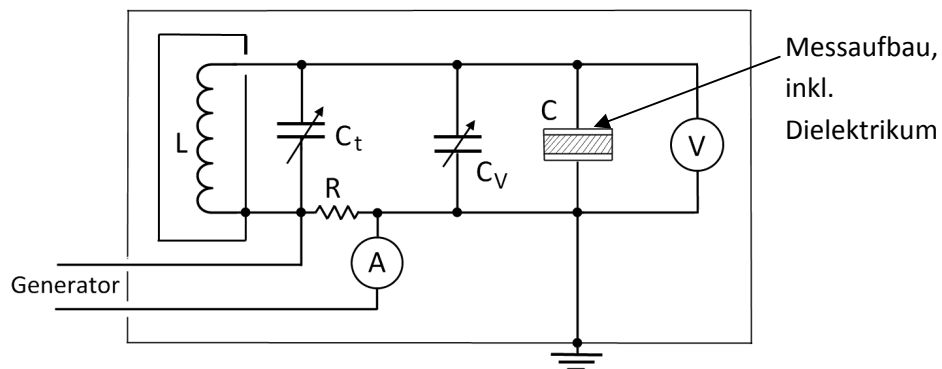


Abbildung 4: Schaltkreis der Resonanzüberhöhungsmessmethode [Ref7]

Zur Bestimmung der Permittivität wird wie folgt vorgegangen. Nach dem Einspannen des zu charakterisierenden Dielektrikums in den Messaufbau (siehe Abbildung 3 und 4) und der Signalzuführung durch den Generator wird mit Hilfe der variablen Kapazitäten C_t und C_v der Schaltkreis so abgestimmt, dass sich ein Resonanzverhalten einstellt. Nun werden, wie in Abbildung 4 erkenntlich, die Spannung U_1 [V] über dem Messaufbau, der fließende Strom I [A] der Schaltung und die Kapazität des Messaufbaus C_{mitProbe} [F] gemessen. Nach der Messwertaufnahme wird das Dielektrikum aus dem Messaufbau entfernt, der Schaltkreis verstimmt sich und es werden erneut die Spannung U_2 [V] und die Kapazität des Messaufbaus $C_{\text{ohneProbe}}$ [F] gemessen. Die Kapazität des Dielektrikums C_D kann nun nach Hippel [Ref7] wie folgt berechnet werden.

$$C_D = C_{\text{ohneProbe}} - C_{\text{mitProbe}} + C_{\text{Luft}} \quad (54)$$

C_{Luft} stellt dabei die Kapazität dar, welche für ein Luftvolumen der Größe des Dielektrikums, ohne Betrachtung der elektrischen Randfelder außerhalb des definierten Luftvolumens, zu erwarten ist. Nach Hippel [Ref7] kann nun die reale Permittivität ε' berechnet werden.

$$\varepsilon' = \frac{C_D}{C_0} \quad (55)$$

C_0 entspricht dabei der Kapazität eines kreisrunden Plattenkondensators des Radius r_K und des Plattenabstandes d_K , welcher ein Vakuum zwischen beiden Platten beinhaltet.

$$C_0 = \varepsilon_0 \frac{\pi(r_K)^2}{d_K} \quad (56)$$

Die relative Permittivität ε_r ergibt sich somit zu $\varepsilon_r = \frac{\varepsilon'}{\varepsilon_0}$.

Der imaginäre Anteil der Permittivität ε'' kann nun, unter Beachtung der folgenden Gleichung zur Berechnung des dielektrischen Verlustfaktors $\tan \delta$, nach Gleichung (40) $\varepsilon'' = \varepsilon' \tan \delta$ berechnet werden.

$$\tan \delta = \frac{2C_{\text{ohneProbe}} - C_{\text{Luft}}}{C_D} \text{IR} \left(\frac{1}{U_1} - \frac{1}{U_2} \right) \quad (57)$$

b) Bestimmung der dielektrischen Eigenschaften von Medien mit Hilfe einer Netzwerkanalyse

Zur Bestimmung der dielektrischen Eigenschaften (Permittivität und Permeabilität) bis zu einer Frequenz von mehreren GHz mit Hilfe einer Netzwerkanalyse können verschiedene Messtechniken zum Einsatz kommen [Ref10]. Diese basieren beispielsweise auf einer Übertragungs- bzw. Reflexionsleitung, einer offenen Koaxialleitung, einem Freifeldmessverfahren oder einem Resonanzmessverfahren. Zur Vermessung von flachen Feststoffen wie z. B. Glas-, Holz-, PMMA-Platten sowie Gasen eignet sich besonders das Freifeldmessverfahren. Dieses soll nachfolgend betrachtet werden. Der Messaufbau besteht aus einem Netzwerkanalysator, zwei Koaxialleitungen und zwei Messantennen sowie dem zu vermessenden Objekt (siehe Abbildung 5) und muss in einer reflexionsfreien Umgebung, wie z. B. einer Hochfrequenz-Absorberkammer, aufgebaut werden. Vor Beginn der Messung muss der Messaufbau (ohne Messobjekt) mit Hilfe des Netzwerkanalysators kalibriert werden. Standard-Kalibriermethoden wie TRL (Through-Reflect-Line), TRM (Through-Reflect-Match) und LRL (line-reflect-line) können dazu verwendet werden [Ref6]. Nach der Kalibrierung wird das dielektrische Messobjekt zwischen beiden Messantennen platziert und anschließend eine Netzwerkanalyse (Messung der Streuparameter S_{11} und S_{21} {Erläuterung siehe Kapitel 2.3.2}) durchgeführt. Dabei sollte das Messobjekt eine größere Fläche als die Messantennen aufweisen, um Beugungseffekte der Messantennen zu vermeiden.

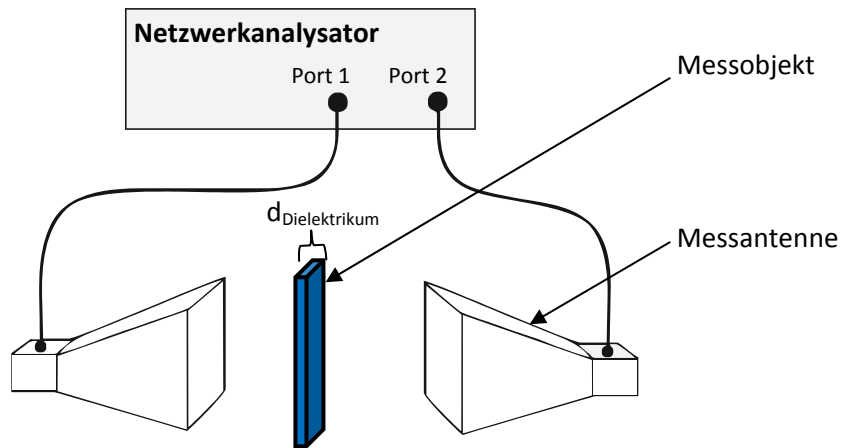


Abbildung 5: Messaufbau Netzwerkanalyse zur Bestimmung dielektrischer Eigenschaften von Feststoffen

Die erhaltenen frequenzabhängigen Messwerte (S_{11} und S_{21}) müssen nun in die gesuchten Größen Permittivität $\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon''$ und Permeabilität $\mu = \mu' - j\mu''$ umgerechnet werden. Dazu stehen verschiedene Algorithmen zur Verfügung. Das effizienteste und gebräuchlichste Verfahren ist die Berechnung nach Nicholson-Ross-Weir (NRW)[Ref11][Ref12][Ref13]. Folgende Werte sind aus der Messung heraus bekannt: Streuparameter S_{11} und S_{21} , Messfrequenz f , Dicke des Messobjektes $d_{\text{Dielektrikum}}$, Grenzfrequenz f_c der Übertragungsstrecke.

Zu Beginn muss der Reflexionskoeffizient Γ mit Hilfe der Streuparameter mit

$$\Gamma = X \pm \sqrt{X^2 - 1} \quad (58)$$

und $X = \frac{S_{11}^2 - S_{21}^2 + 1}{2S_{11}}$ (59)

berechnet werden. Weiterhin wird der Übertragungskoeffizient T für die weiteren Berechnungen benötigt.

$$T = \frac{S_{11} + S_{21} - \Gamma}{1 - (S_{11} + S_{21})\Gamma} \quad (60)$$

Die gesuchte Permeabilität kann mit Hilfe der Werte $\lambda_0 = c/f$, $\lambda_c = c/f_c$ und Λ wie folgt definiert werden.

$$\mu = \frac{1 + |\Gamma|}{\Lambda(1 - \Gamma) \sqrt{\frac{1}{\lambda_0^2} - \frac{1}{\lambda_c^2}}} \quad (61)$$

$$\frac{1}{\Lambda^2} = - \left(\frac{1}{2\pi d_{\text{Dielektrikum}}} \ln \left(\frac{1}{T} \right) \right)^2 \quad (62)$$

Mit Hilfe der Gleichung (61) kann nun die Permittivität mit der folgenden Gleichung bestimmt werden.

$$\varepsilon = \frac{\lambda_0^2}{\mu} \left(\frac{1}{\lambda_c^2} - \left[\frac{1}{2\pi d_{\text{Dielektrikum}}} \ln \left(\frac{1}{T} \right) \right]^2 \right) \quad (63)$$

2. Grundlagen der Hochfrequenz-Kommunikation

Hinsichtlich der numerischen Lösung der Gleichungen (62) und (63) muss beachtet werden, dass diese eine unendliche Anzahl von Nullstellen aufweisen, wenn der imaginäre Teil des Ausdrucks $\ln\left(\frac{1}{T}\right)$ gleich $j(\theta + 2\pi n)$ für $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ ist. Es gilt daher, die Größe n zu ermitteln. Eine Methode besteht in der Analyse der Gruppenlaufzeit/Verzögerungszeit. Die Gleichung (62) ist nicht eindeutig, da die Phase des Übertragungskoeffizienten T sich nicht mit der Breite des Dielektrikums $d_{\text{Dielektrikum}}$ ändert. Die Verzögerungszeit elektromagnetischer Wellen durch ein dielektrisches Material stellt allerdings eine Funktion abhängig der durchdringenden Breite eines Dielektrikums dar. Daher soll diese zur Lösung herangezogen werden.

$$\begin{aligned}\tau_{cal} &= d_{\text{Dielektrikum}} \frac{d}{df} \left(\left[\frac{\varepsilon\mu}{\lambda_0^2} - \frac{1}{\lambda_c^2} \right]_n^{1/2} \right) \\ &= d_{\text{Dielektrikum}} \frac{d}{df} \sqrt{\left(\frac{\varepsilon\mu f^2}{c^2} - \frac{1}{\lambda_c^2} \right)_n} = \frac{d_{\text{Dielektrikum}}}{c^2} \frac{\varepsilon\mu f + f^2 \frac{1}{2} \frac{d(\varepsilon\mu)}{df}}{\sqrt{\left(\frac{\varepsilon\mu f^2}{c^2} - \frac{1}{\lambda_c^2} \right)_n}}\end{aligned}\quad (64)$$

Um den richtigen Wert für n zu ermitteln, muss die berechnete Verzögerungszeit τ_{cal} mit der durch den Netzwerkanalysator gemessenen Verzögerungszeit τ_{meas} verglichen werden.

$$\tau_{meas} = -\frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{df} \quad (65)$$

Erhält man eine Gleichheit ($\tau_{cal} - \tau_{meas} \approx 0$) beider Verzögerungszeiten bei einem bestimmten Wert n , so ist der korrekte Wert gefunden.

Hippel [Ref7] setzte die beschriebenen Methoden zur Bestimmung der dielektrischen Eigenschaften verschiedener Materialien ein. Er generierte somit eine umfassende Bibliothek an frequenzabhängigen dielektrischen Materialeigenschaften. Die somit zur Verfügung stehenden Materialeigenschaften wurden in der vorliegenden Arbeit nicht experimentell bestimmt.

2.3 Grundlagen Antennentheorie

2.3.1 Antennendefinition

Grundlegend können vier Definitionen einer Antenne aufgestellt werden. Diese sind universell und für alle existierenden Antennen gültig. Die für diese Arbeit bedeutsamen Definitionen (1 bis 3) werden nachfolgend aufgeführt. Die vierte Definition ist im Anhang C hinterlegt.

Definition 1:

Eine Antenne ist ein passives metallisches Objekt, das in der Lage ist, elektromagnetische Wellen zu senden und zu empfangen (IEEE Standard 145-1993 [Ref9]).

Definition 2:

Eine Antenne kann mit Hilfe eines Schaltungsäquivalentes definiert werden [Ref15]. Dabei wird die Antenne als Lastimpedanz Z_A angesehen, welche sich aus mehreren Komponenten zusammensetzt und mathematisch wie folgt darstellbar ist.

$$Z_A = (R_L + R_r) + jX_A \quad (66)$$

R_L repräsentiert die Ohmschen Leitungsverluste und die dielektrischen Verluste, die von Aufbau und Struktur der Antenne abhängig sind. R_r stellt den Strahlungswiderstand (radiation resistance) einer Antenne dar. Dieser ist ein Maß für die abgestrahlte Leistung einer Antenne und beinhaltet die Verluste durch Abstrahlung. jX_A stellt den komplexen Blindwiderstand (Reflexionswiderstand) einer Antenne dar. Der Sachverhalt aus Gleichung (66) soll mit Hilfe eines Schaltplanes in Abbildung 6 dargestellt werden. Zusätzlich werden ebenfalls eine Hochfrequenzquelle, mit einer Generatorspannung U_G und einem Generatorimpedanz Z_G , sowie eine Übertragungsleitung der Impedanz Z_0 dargestellt.

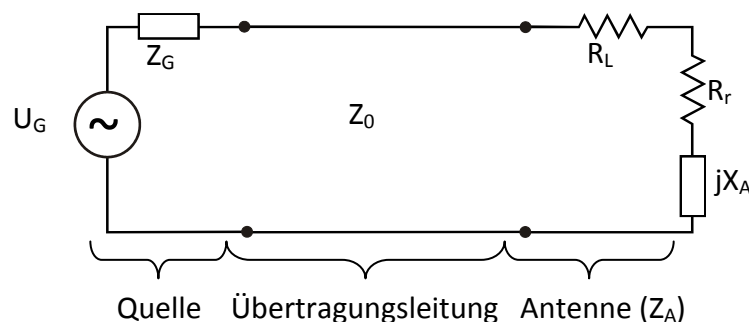


Abbildung 6: Schaltplan eines Antennensystems [Ref15]

Definition 3:

Eine Antenne kann als Symmetrieanpassschaltung (**Balun**) zwischen dem Freiraum (377Ω) und einer Koaxialleitung (50Ω , 75Ω) definiert werden [Ref15]. Diese Definition soll nachfolgend am Beispiel eines Dipols erläutert werden. Eine Dipolantenne ist strukturell, aufgrund ihres Aufbaus, symmetrisch (**balanced**). Eine Koaxialleitung ist hingegen extrem unsymmetrisch (**unbalanced**). Verbindet man eine symmetrische Antenne mit einer unsymmetrischen Übertragungsleitung, so ist mit erheblichen Übertragungsverlusten zu rechnen.

2. Grundlagen der Hochfrequenz-Kommunikation

Dies resultiert daraus, dass der Strom I_2 , siehe Abbildung 7, der vom Skin-Effekt beeinflusst, an der Innenseite des äußeren Schildes der Koaxialleitung in Richtung Antenne fließt, am Ende der Koaxialleitung zu einem Teil ($I_2 - I_3$) in die Antenne fließt und zum anderen Teil an der Außenseite des äußeren Schildes über eine Impedanz Z_{Ground} abfließt (siehe Abbildung 7).

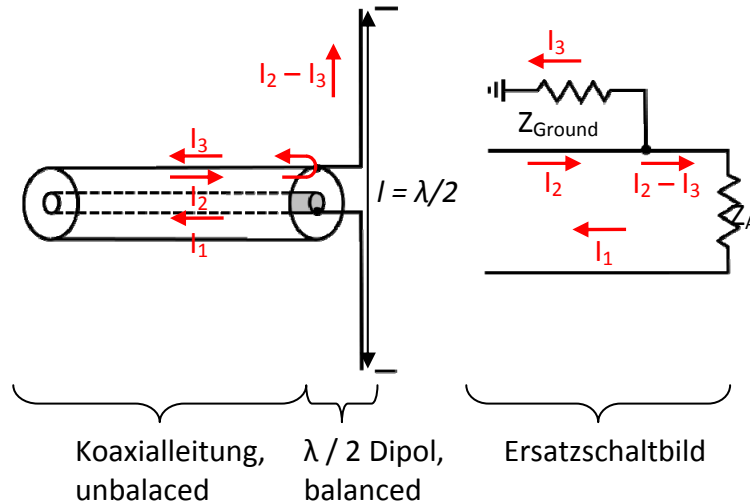


Abbildung 7: Symmetrischer Dipol an unsymmetrischer Koaxialleitung [Ref15]

Um die besagten Übertragungsverluste hinsichtlich des bestehenden Symmetrieunterschiedes zu minimieren, muss eine Symmetrieanpassung vorgenommen werden. Dies kann am Beispiel eines $\lambda/2$ Dipols mit Hilfe einer metallischen Hülse (Leiter) der Länge $\lambda/4$ geschehen. Diese Hülse wird über das Ende der Koaxialleitung gestülpt und mit dem Außenleiter der Koaxialleitung elektrisch verbunden (siehe Abbildung 8).

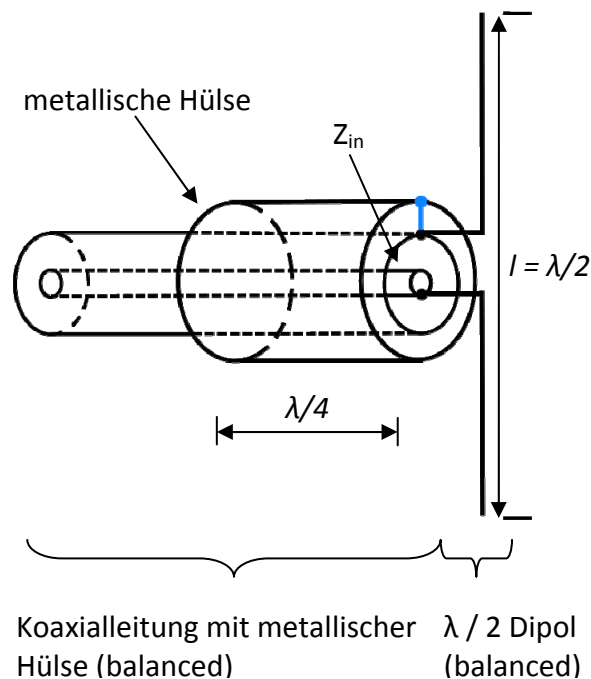


Abbildung 8: Symmetrieanpassung einer Koaxialleitung und eines Dipols [Ref15]

Die metallische Hülse der Länge $\lambda/4$ ist an ihrem Ende kurzgeschlossen ($Z_L = 0$) (siehe Abbildung 9).

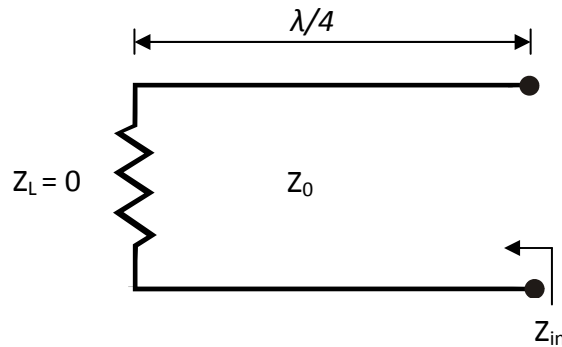


Abbildung 9: Ersatzschaltbild der metallischen Hülse

Der Wert Z_{in} der metallischen Hülse und somit auch der Koaxialleitung scheint null zu sein. Dies ist ein Trugschluss. Der Eingangswiderstand Z_{in} der $\lambda/4$ Anpassung kann wie folgt berechnet werden. Nach Pozar [Ref6] lässt sich der Eingangswiderstand einer endlich belasteten Übertragungsleitung wie folgt mathematisch darstellen.

$$Z_{in} = \frac{Z_0(Z_L + jZ_0 \tan \beta l)}{(Z_0 + jZ_L \tan \beta l)} \quad (67)$$

Nach Einsetzen der gegebenen Größen (Z_0 , $Z_L = 0$, $\beta = 2\pi / \lambda$ und $l = \lambda / 4$) muss man feststellen, dass der Tangens von $\pi / 2$ ins Unendliche konvergiert. Somit ist die Gleichung (67) mit $Z_{in} = \infty / \infty$ unbestimmt. Um diese Unbestimmtheit aufzulösen, wendet man die Regel von L'Hospital an [Ref6].

$$\lim_{x \rightarrow a} \frac{f(x)}{g(x)} = \frac{\infty}{\infty} \Rightarrow \lim_{x \rightarrow a} \frac{f'(x)}{g'(x)} \quad (68)$$

$$Z_{in} = \frac{f(\tan \beta l)}{g(\tan \beta l)} = \frac{Z_0(Z_L + jZ_0 \tan \beta l)}{(Z_0 + jZ_L \tan \beta l)} \Rightarrow Z_{in} = \frac{f'(\tan \beta l)}{g'(\tan \beta l)} = \frac{Z_0(jZ_0)}{jZ_L} = \frac{Z_0^2}{Z_L} \quad (69)$$

Setzt man nun hinsichtlich der $\lambda/4$ Anpassung $Z_L = 0$ in Gleichung (69) ein, so ergibt sich ein unendlich großer Eingangswiderstand $Z_{in} = \infty$. Die $\lambda/4$ Anpassung in Form einer metallischen Hülse sowie die Koaxialleitung befinden sich somit im Leerlauf und es kann kein Strom I_3 (nach Abbildung 7) mehr abfließen. Die komplette Anordnung befindet sich nun in Symmetrie.

Dahingehend stellt eine Antenne mit beispielsweise einer metallischen Hülse eine Symmetrieanpassungsschaltung zwischen dem Freiraum und einer Koaxialleitung dar. Neben der angesprochenen metallischen Hülse existieren weitere Symmetrieanpassungselemente, wie z.B. Ferritkern-Transformatoren [Ref15] oder Schaltungsbaulemente (Kondensator, Spule und Widerstand).

2.3.2 Antennenparameter

Eine Antenne kann mit Hilfe einer Vielzahl von Parametern charakterisiert werden. Nachfolgend sollen die für diese Arbeit relevanten Antennenparameter vorgestellt werden.

Resonanzfrequenz f [Hz]:

Die Resonanzfrequenz ist die Frequenz, bei welcher eine Antenne ein Resonanzverhalten hinsichtlich eines frequenzabhängigen Signals aufweist. Das besagte Resonanzverhalten spiegelt sich dabei in einer minimalen Dämpfung des empfangenen oder gesendeten Signals wider.

Frequenzbandbreite b_f [Hz]:

Die Frequenzbandbreite, welche auch als 3dB Frequenzbandbreite bekannt ist, bezeichnet einen Resonanzfrequenz einschließenden Frequenzbereich, in welchem ein empfangenes oder gesendetes Signal um 3dB stärker gedämpft wird als die Resonanzfrequenz.

Streuparameter/Scattering Parameter:

Die Streuparameter stellen frequenzabhängige Dämpfungswerte zurückgestreuter, reflektierter oder übertragener Signale eines Hochfrequenznetzwerkes dar, welche mit Hilfe eines Netzwerkanalysators ermittelt werden können. Hinsichtlich eines Zwei-Port-Netzwerkes (z. B. Hochfrequenzfilter) können vier Streuparameter bestimmt werden, siehe Abbildung 10. „S“ steht dabei für Streuparameter. Die nach dem „S“ folgenden zwei Zahlen weisen auf den Messsignalausgang und den Messsignaleingang hin. Der Streuparameter S_{21} stellt somit den Übertragungskoeffizienten eines Signals von Port 1 zu Port 2 dar [Ref6].

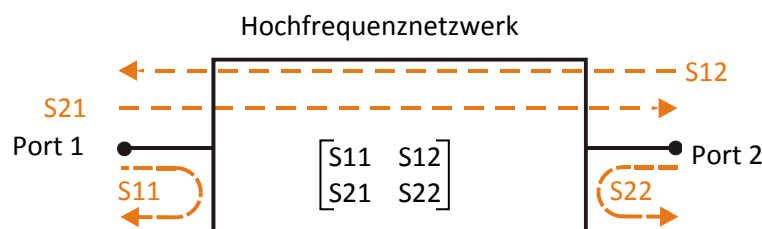


Abbildung 10: Zwei-Port-Hochfrequenznetzwerk

Betrachtet man eine Antenne, welche im einfachsten Fall ein Ein-Port-Hochfrequenznetzwerk darstellt (siehe Abbildung 11), so kann lediglich der frequenzabhängige Rückstreuparameter S_{11} bestimmt werden.

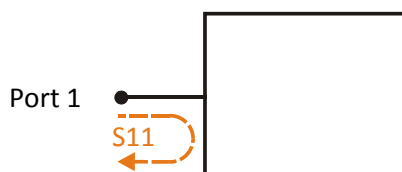


Abbildung 11: Ein-Port-Hochfrequenznetzwerk

Dieser stellt die Rückstreukoeffizienten eines eingespeisten und zurückreflektierten Messsignals dar. Aufgrund der Gestalt und Ausführung der Antenne wird frequenzabhängig ein Teil des eingespeisten Signals durch die Eingangsleitung zurückreflektiert. Eine ideale Antenne mit einer unendlichen Dämpfung des zurückgestreuten Signals würde das eingespeiste Signal ohne Verluste in den Freiraum aussenden. Ab einer Dämpfung des zurückgestreuten Signals von 20 dB spricht man von einer gut funktionierenden Antenne. Die nachfolgend dargestellte Abbildung zeigt den gemessenen Rückstreuparameter S_{11} einer Dipolantenne, welche ein Resonanzverhalten bei 868 MHz aufweist.

2. Grundlagen der Hochfrequenz-Kommunikation

Die Messung wurde mit einem Netzwerkanalysator ZVL6 von Rohde & Schwarz in einer Hochfrequenz-Absorberkammer durchgeführt.

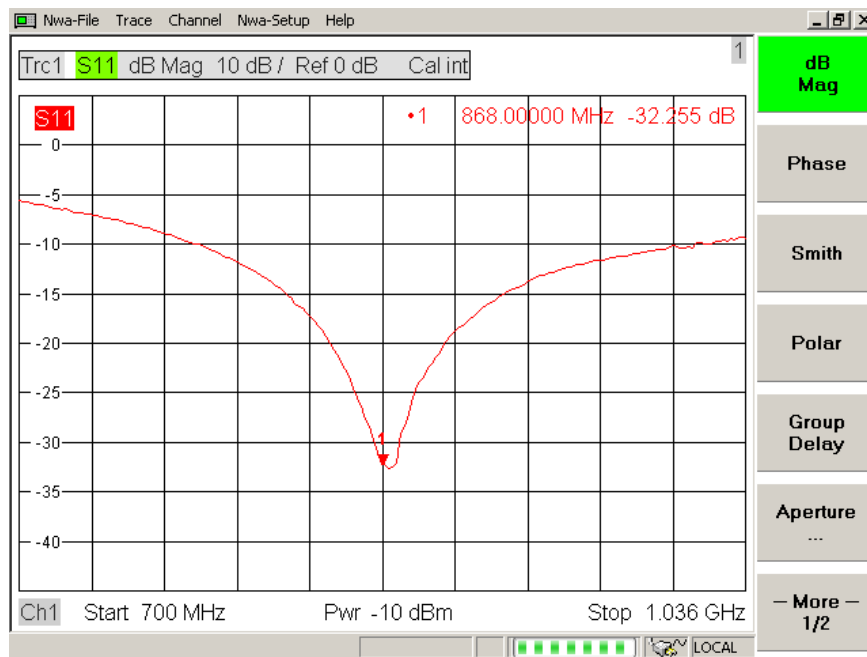


Abbildung 12: Gemessener Rückstreuparameter S11 einer Beispiel-Dipolantenne

Impedanz $Z_A [(1+j)\Omega]$:

Die Impedanz Z_A (siehe Gleichung (66)) einer Antenne ist eine frequenzabhängige Größe und charakterisiert eine Antenne hinsichtlich ihres Ohmschen Leitungsverlustes, ihrer vom Aufbau abhängigen dielektrischen Verluste, ihres Strahlungswiderstands und ihres komplexen Blindwiderstands (Reflexionswiderstands). Typischerweise werden Antennen unter anderem so entworfen, dass ihre Impedanz mit der der Signalführungsleitung und der Signalquellen übereinstimmt. Dies ist wichtig, um Signalverluste durch Fehlanpassungen zu vermeiden. Standardantennen, Signalführungsleitungen und Signalquellen weisen eine Impedanz von $(50 + j0) \Omega$ auf. Die Impedanz einer Antenne kann mit Hilfe eines Netzwerkanalysators frequenzabhängig ermittelt werden. Dazu wird der Rückstreuparameter S11 einer Antenne (ein Port-System) gemessen und wie folgt umgerechnet [Ref14].

$$Z_A = Z_0 \frac{1+S_{11}}{1-S_{11}} \quad (70)$$

Z_0 entspricht dabei dem Widerstand einer Hochfrequenz-Übertragungsleitung sowie dem Eingangswiderstand des Netzwerkanalysators.

Zur Darstellung der Messergebnisse wird das sogenannte Smith Chart (siehe Abbildung 13) verwendet. Dieses erlaubt eine Darstellung der komplexen Impedanz einer Antenne.

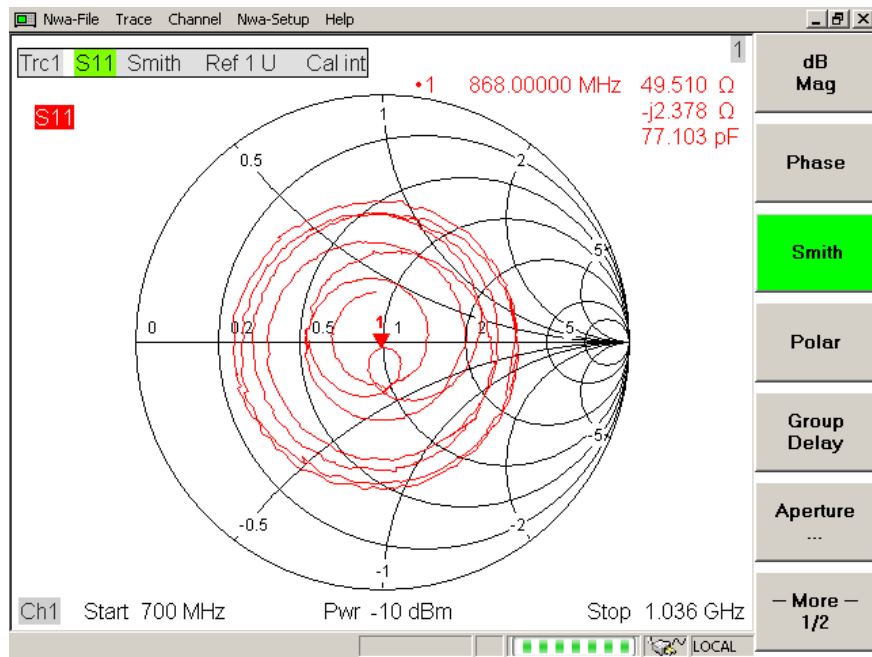


Abbildung 13: Gemessene beispielhafte Impedanz einer Antenne dargestellt im Smith Chart eines Netzwerkanalysators

Stehwellenverhältnis (Standing Wave Ration [SWR]/Voltage Standing Wave Ratio [VSWR]):

Speist man ein Signal über eine Übertragungsleitung in eine Antenne ein, so wird sich am Einspeisepunkt (Verbindungsstelle der Übertragungsleitung und der Antenne) eine stehende Welle ausbilden.

Die Ausprägung der stehenden Welle charakterisiert ebenso die Qualität einer sich im Betrieb befindlichen Antenne. Das Stehwellenverhältnis stellt das Verhältnis aus eingespeister Signalspannung V_{in} und Signalspannung V_{out} der abgestrahlten Signalleistung dar [Ref6].

$$VSWR = \frac{V_{in}}{V_{out}} = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad (71)$$

Der Reflexionskoeffizient eines Antenneneinspeisepunktes kann dabei wie folgt berechnet werden.

$$\Gamma = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} \quad (72)$$

Das Stehwellenverhältnis einer idealen Antenne beträgt 1, da das eingespeiste Signal vollständig abgestrahlt wird.

Zur messtechnischen Ermittlung des Stehwellenverhältnisses kann ein Netzwerkanalysator verwendet werden. Dieser berechnet intern aus dem gemessenen Rückstreuparameter S_{11} das Stehwellenverhältnis. Abbildung 14 zeigt das ermittelte, frequenzabhängige Stehwellenverhältnis einer Dipolantenne, messtechnisch aufgenommen mit einem Netzwerkanalysator.

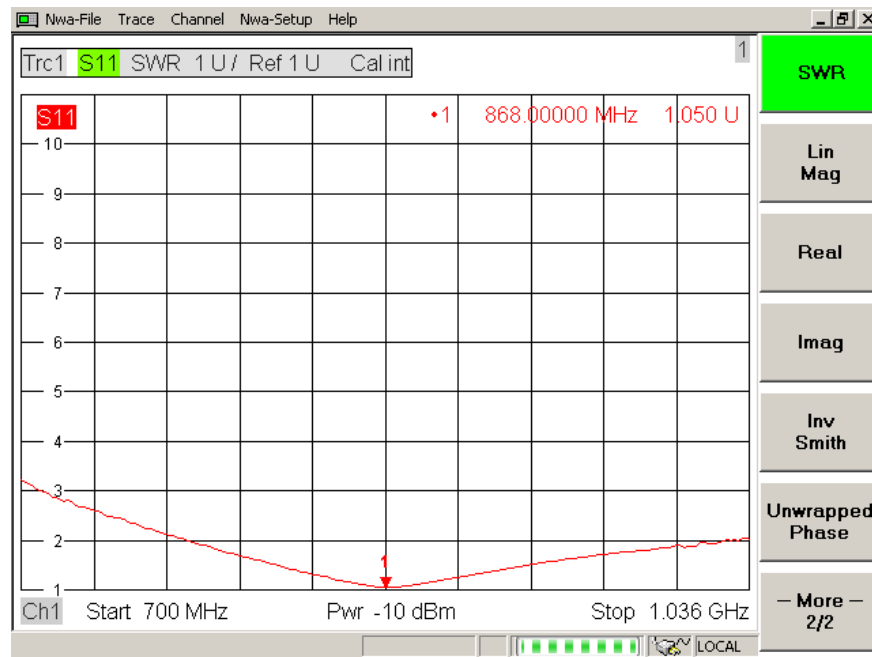


Abbildung 14: Stehwellenverhältnis einer Dipolantenne

Richtgewinn:

Der Richtgewinn $D(\theta, \phi)$, oder auch Directivity/Directive Gain genannt, beschreibt die Ausprägung der Antennen-Abstrahlcharakteristik. Er gibt an, um wie viel höher die richtungsabhängige Strahlstärke $U(\theta, \phi)$ einer Antenne im Vergleich zur Strahlstärke eines fiktiven isotropen Strahlers U_0 ist [Ref15].

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_0} \quad (73)$$

Der vollständige dreidimensionale Richtgewinn ist ein aussagekräftiger Antennenparameter. Die messtechnische Bestimmung ist sehr aufwendig und wird daher für kommerzielle Antennen nicht durchgeführt. Antennenhersteller geben lediglich die Abstrahleigenschaften in E-Feldebene (siehe Abbildung 19) und H-Feldebene an. Nebenkeulen und seitliche Hauptkeulen können dabei nur bedingt sichtbar gemacht werden.

Totale Effizienz und Abstrahleffizienz einer Antenne:

Die totale Effizienz und die Abstrahleffizienz einer Antenne stellen ein frequenzabhängiges Maß für das Abstrahlvermögen der Antenne dar.

Die totale Effizienz einer Antenne e_t kann dabei aus dem Verhältnis der totalen abgestrahlten Leistung $P_{t,rad}$ und der Eingangsleistung in einen Antennenport P_{in} berechnet werden. Die Leistungen lassen sich dabei mit dem in Abbildung 15 dargestellten Messaufbau ermitteln. Die Effizienz kann einen realen Wert < 1 annehmen, wird allerdings auch sehr oft in logarithmischer Form [dB] angegeben $e_t[\text{dB}] = 10\log(e_t)$.

$$e_t = \frac{P_{t,rad}}{P_{in}} \quad (74)$$

2. Grundlagen der Hochfrequenz-Kommunikation

Darüber hinaus lässt sich unter Beachtung von Anpassungsverlusten zwischen der Antenne und einem Hochfrequenznetzwerk eine Antennenabstrahleffizienz e_r definieren. Diese stellt das Verhältnis zwischen der totalen Effizienz einer Antenne e_t und einem Anpassungsverlust ML , welcher aus dem Stehwellenverhältnis heraus berechnet werden kann, dar. Diese Effizienz kann ebenso einen realen Wert < 1 annehmen, wird aber auch sehr oft in dB angegeben $e_r[\text{dB}] = 10\log(e_r)$.

$$e_r = \frac{e_t}{ML} \quad (75)$$

$$ML = 1 - \left(\frac{VSWR-1}{VSWR+1} \right)^2 \quad (76)$$

Beide Effizienzwerte stellen einen wichtigen Indikator für die Funktionalität einer Antenne dar.

Realer Antennengewinn:

Der reale Antennengewinn ist ein Maß für die reale Abstrahlcharakteristik unter Berücksichtigung der totalen Abstrahleffizienz. Somit ergibt sich der reale Antennengewinn aus der Summe des Richtgewinns und der totalen Abstrahleffizienz.

$$G(\theta, \phi) = D(\theta, \phi)[\text{dBi}] + e_t[\text{dB}] \quad (77)$$

Zwei Möglichkeiten zur messtechnischen Bestimmung des realen Antennengewinns sollen nachfolgend aufgezeigt werden.

a) Messung des realen Antennengewinns mittels Spektrum-Analyse von 50 Ω Antennensystemen:

Die messtechnische Bestimmung des vollständigen, dreidimensionalen Antennengewinns kann mit Hilfe des in Abbildung 15 gezeigten Messaufbaus realisiert werden. Dabei wird ein definiertes Signal der Leistung P_t und der Frequenz f eines Signalgenerators (50 Ω Port-Impedanz) über eine 50 Ω Übertragungsleitung der Signaldämpfung $G_{t_Leitung}$ in eine Sendeantenne eingespeist. Die Sendeantenne, welche einen maximalen Gewinn D_{t_max} in Richtung des Messobjektes (Empfangsantenne) aufweist, befindet sich mit einem Abstand $R(\theta, \phi)$ zum Messobjekt. Es gilt den gesuchten Antennengewinn $G_r(\theta, \phi)$ des Messobjektes zu errechnen. Das empfangene Signal wird dazu über eine zweite Übertragungsleitung der Signaldämpfung $G_{r_Leitung}$ dem Spektrumanalyser zugeführt, welcher die empfangene Leistung $P_r(\theta, \phi)$ misst. Diese Messung wird abhängig von dem Rotations- und Neigungswinkel θ und ϕ des Messobjektes durchgeführt. Nach Pozar kann mit Hilfe der Friis-Link-Gleichung [Ref6] der Antennengewinn wie folgt berechnet werden.

$$G_r(\theta, \phi) = 10\log \left(\frac{[P_r(\theta, \phi) + G_{t_Leitung}][4\pi R(\theta, \phi)]^2}{G_{t_max}[P_t - G_{r_Leitung}]\left[\frac{c}{f}\right]^2} \right) \quad (78)$$

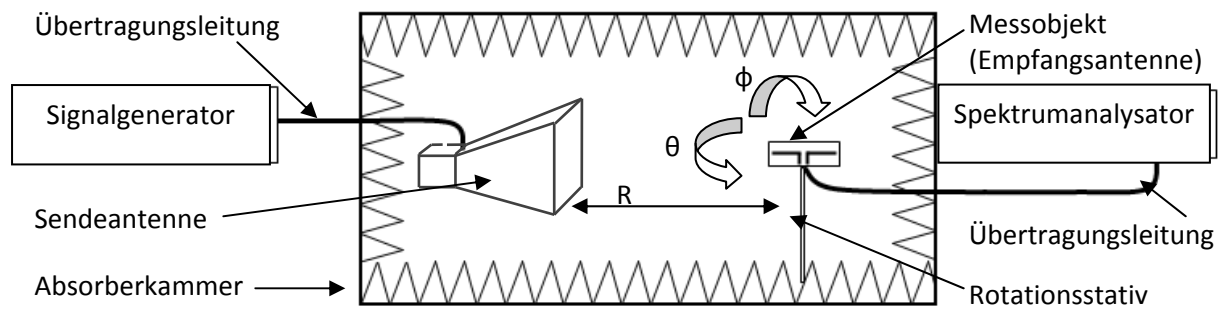


Abbildung 15: Messaufbau (Spektrum-Analyse) zur Bestimmung des Antennengewinns

b) Messung des realen Antennengewinns mittels Netzwerk-Analyse von $\neq 50 \Omega$ Antennensystemen

Der Messaufbau zur Bestimmung des realen Antennengewinns mittels Netzwerk-Analyse kann wie in Abbildung 16 gezeigt realisiert werden. Mittels einer S_{21} -Messung wird ein frequenzabhängiges Signal in das Messobjekt (Sendeantenne, G_t) eingespeist. Das Signal wird in Form von elektromagnetischen Wellen abgestrahlt und von der Empfangsantenne empfangen. Dies wird für alle Rotations- und Neigungswinkel θ und ϕ des Messobjektes durchgeführt. Die jeweils messtechnisch aufgenommenen Übertragungsdämpfungen S_{21} [dB] werden anschließend zur Berechnung des Antennengewinns herangezogen. Der Messaufbau lässt sich zu Beginn der Messung vollständig kalibrieren, daher werden die Kabeldämpfungen und die Sendeleistung in der Berechnung nicht mit aufgeführt.

$$G_r(\theta, \phi) = 10 \log \left(\frac{[4\pi R(\theta, \phi)]^2 10^{(S_{21}+0.1)}}{[c/f]^2 G_t} \right) \quad (79)$$

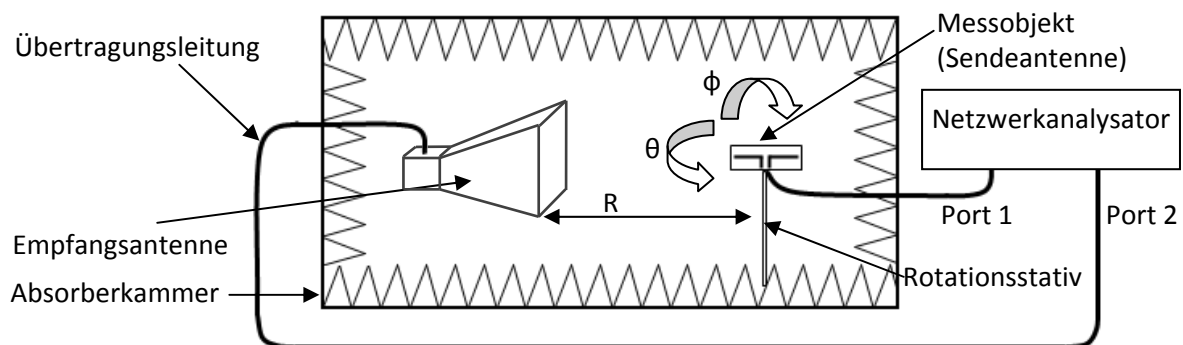


Abbildung 16: Messaufbau (Netzwerkanalyse) zur Bestimmung des Antennengewinns

Der wesentliche Vorteil dieses Messaufbaus ist die optionale Port-Impedanzanpassung des Netzwerkanalysators. Beispielsweise kann der Port 1, mit Hilfe der geräteinternen „Embedding“-Funktion, an die frequenzabhängige Impedanz des Messobjekts (z. B. $(12 + j123) \Omega$) angepasst werden. Somit können Messungen anwendungsspezifisch ohne Impedanz-Anpassungsverluste durchgeführt werden. Dieses Messverfahren wird explizit in Kapitel 4.3 zur Charakterisierung entwickelter Antennenstrukturen genutzt.

2. Grundlagen der Hochfrequenz-Kommunikation

Im Anschluss an beide Messverfahren werden die Messdaten aus Gleichung (78) und Gleichung (79) konvertiert, um eine dreidimensionale Darstellung des Antennengewinns mit Hilfe der Software CST Studio Suite - Microwave Studio zu erhalten. Die nachfolgende Abbildung 17 soll beispielhaft den absoluten Antennengewinn einer Dipolantenne visualisieren. Der Dipol befindet sich dabei in der x-y-Ebene im Zentrum des Koordinatensystems.

Beachtet werden muss, dass der Antennengewinn eine Größe ist, die ab einem minimalen Abstand von

$$r_{II} = \frac{2l^2}{\lambda} \quad (80)$$

zwischen Messobjekt (Empfangsantenne) und Sendeantenne als korrekt und aussagekräftig bewertet werden kann. l stellt dabei die Längenausdehnung einer Antenne (Dipol) dar. Grund dafür sind unterschiedliche Energiefluss- und Feldverteilungen einer Antenne in den Feldbereichen reaktives Nahfeld, abstrahlendes Nahfeld und Fernfeld [Ref15]. Die Abbildung 18 verdeutlicht den Sachverhalt.

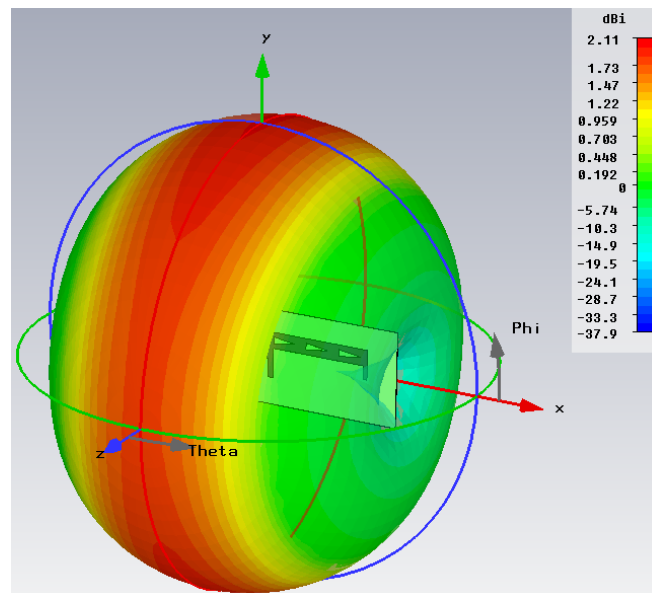


Abbildung 17: Darstellung des absoluten Richtgewinns einer Dipolantenne

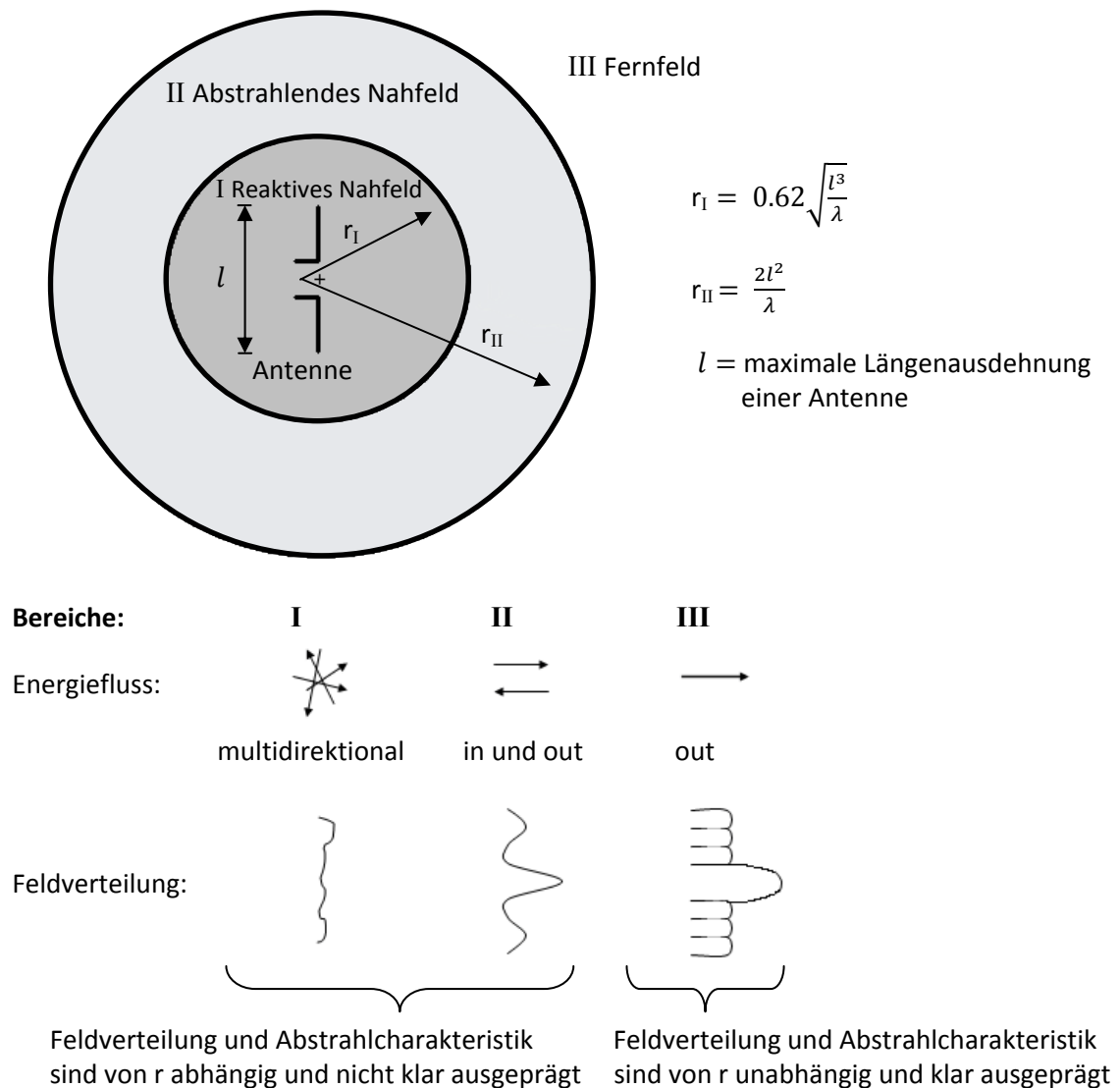


Abbildung 18: Nahfeld- und Fernfeldbereich einer Antenne [Ref15]

3 dB Öffnungswinkel:

Für jede Haupt- und Nebenkeule einer Antennenabstrahlcharakteristik können je ein Öffnungswinkel in E- und H-Feldrichtung angegeben werden. Der 3 dB Öffnungswinkel ist dabei der Öffnungswinkel einer Haupt- oder Nebenkeule, welcher sich durch zwei Richtgewinnwerte begrenzt, welche eine 3 dB Dämpfung des maximalen Richtgewinnes aufweisen. Dieser wird jeweils in Polardarstellung entsprechend Abbildung 19 (Schnittdarstellung aus der dreidimensionalen Richtcharakteristik der Abbildung 17) abgetragen. Im Falle der in den Abbildungen 17 und 19 gezeigten Dipoleigenschaften kann nicht von einer Haupt- oder Nebenkeule gesprochen werden. Die Abstrahlcharakteristik ist mit der Form eines Donuts zu vergleichen und weist dabei einen Öffnungswinkel in E-Feldebene von 86° (siehe blaue Markierungen in Abbildung 19) und in H-Feldebene von 360° auf.

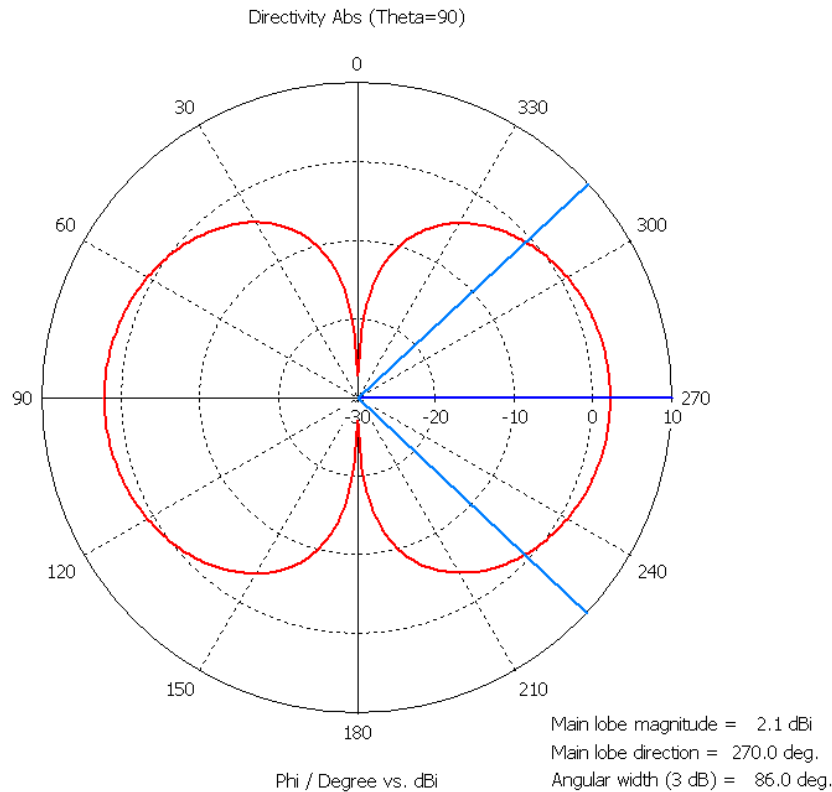


Abbildung 19: Polardarstellung der Antennenabstrahlcharakteristik in der E-Feldebene

Messumgebung zur Bestimmung von Antennenparametern:

Um alle Antennenparameter störungsfrei und exakt bestimmen zu können, werden diese in einem reflexionsfreien Raum, einer sogenannten Hochfrequenz-Absorberkammer vermessen. Diese weist zwei Hauptmerkmale auf:

- Schirmung elektromagnetischer Wellen von außerhalb befindlichen Störquellen
- Absorption elektromagnetischer Wellen an den Innenwänden der Absorberkammer, um eine echofreie Messumgebung zu gewährleisten

Die Schirmung elektromagnetischer Wellen von außerhalb befindlichen Störquellen wird durch einen geschlossenen metallischen Aufbau der Kammer (Faraday-Käfig) realisiert. Die Absorption elektromagnetischer Wellen an den Innenwänden der Absorberkammer wird mit Hilfe von sogenannten Pyramidenabsorbern erzielt. Diese Absorptionswirkung ist unerlässlich, da sonst während beispielsweise einer S11-Messung einer Antenne rückreflektierende elektromagnetische Wellen in die Antenne ungewollt eingekoppelt werden und somit das Messergebnis verfälschen.

Alle im Verlauf der vorliegenden Arbeiten durchgeführten Hochfrequenz-Messungen wurden in einer Absorberkammer des Fraunhofer ENAS (siehe Abbildung 21) durchgeführt, die im Rahmen der Arbeit entworfen und aufgebaut wurde. Die zu Messungen benötigten Geräte, wie Netzwerkanalysator oder Signalgenerator, wurden stets außerhalb der Absorberkammer betrieben.

2. Grundlagen der Hochfrequenz-Kommunikation

Die Messsignale wurden über Koaxialleitungen an einen N-Connector-Flansch der Absorberkammer in diese eingeleitet. Die Absorberkammer zeichnet sich durch folgende Eigenschaften aus:

- Baujahr: 2009
- Abmessungen des nutzbaren Innenvolumens: 3 m x 1.5 m x 2 m (L x B x H)
- variabler und modular aufgebauter Bodenbereich
 - intern Störquellen frei
- Faradaysche Eigenschaften
 - intern reflexionsfrei
- Signaldurchführung: 4 x N-Connector und 2 x Adapter-Durchführung
- Pyramidenabsorber EPP-22, Abbildung 20 zeigt das frequenzabhängige Dämpfungsverhalten

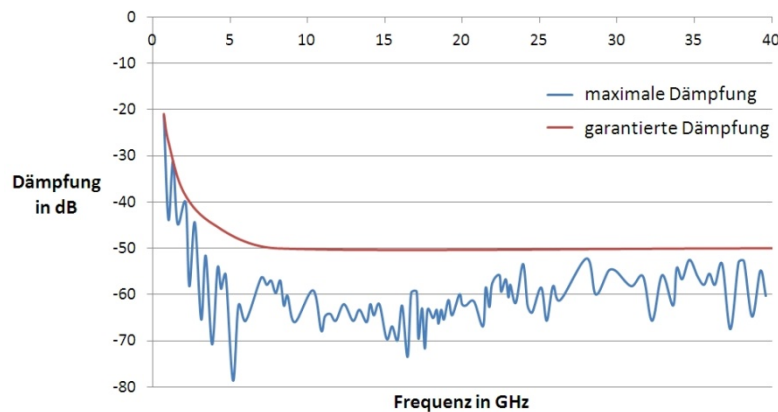


Abbildung 20: Frequenzabhängiges Dämpfungsverhalten der Pyramidenabsorber EPP-22
(Quelle: <http://www.telemeter.info>, letzte Einsicht am 16.11.2012)

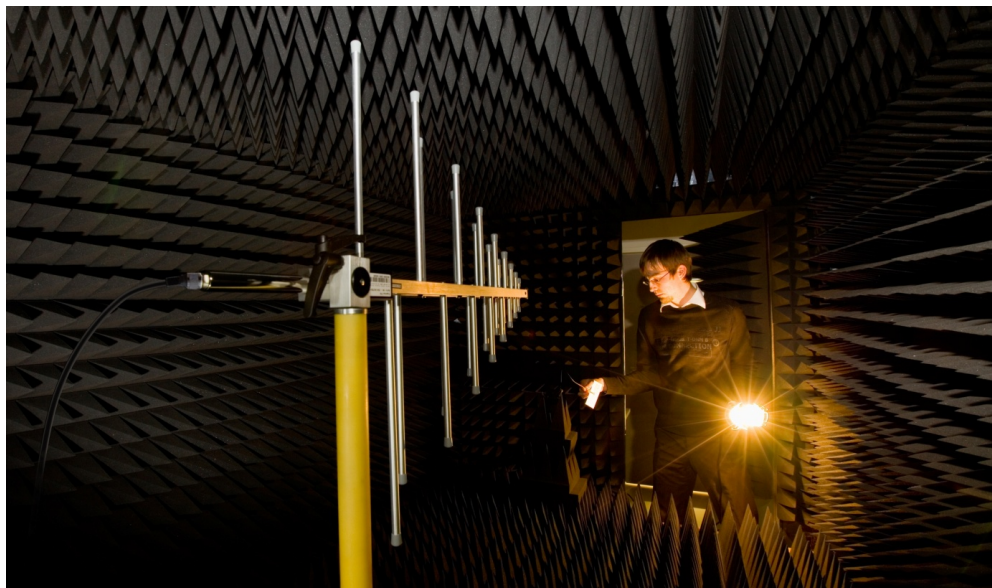


Abbildung 21: Hochfrequenz-Absorberkammer des Fraunhofer ENAS

2.3.3 Abstrahlcharakteristiken von Standard-Antennentypen

Standardantennentypen sind solche, welche eine einfache Form und Funktionalität aufweisen sowie in der Antennentechnik seit Jahren angewandt werden und Grundlage für erweiterte Antennenstrukturen, wie z. B. Antennenarrays, sind. Zu diesen Standard-Antennentypen zählen die Dipol-Antenne, die Patch-Antenne, die Horn-Antenne, die Slot-Antenne und die Loop-/Schleifen-Antennen.

2. Grundlagen der Hochfrequenz-Kommunikation

Aus diesen Standard-Antennentypen können weitere komplexe Antennentypen abgeleitet werden. Dazu zählen Array-Antennen, die Yagi-Uda-Antenne, der gefaltete Dipol, die Helix-Antenne, die Reflektor-Antenne, die Fraktal-Antenne, ...

Nachfolgend sollen einige Antennentypen im Detail betrachtet werden, da diese hinsichtlich ihrer spezifischen Abstrahlcharakteristiken eine bedeutende Rolle für die vorliegende Forschungsarbeit spielen.

$\lambda/2$ Dipol-Antenne:

Der $\lambda/2$ Dipol besteht aus zwei waagrecht zueinander positionierten, ungeschirmten elektrischen Leitern (siehe Abbildung 22). Die Signaleinspeisung erfolgt im Zentrum beider Leiter (Dipolarmer). Die Länge l beträgt typischerweise $\lambda/2$. Möchte man die Abstrahlcharakteristik dieses Dipols im dreidimensionalen Raum, abhängig von den Winkeln θ und ϕ sowie von der Distanz r zu einem im Raum befindlichen Punkt P , berechnen, so kann man beispielsweise nach Balanis [Ref15] mit Hilfe eines Vektorpotenzials $\mathbf{A}$ den $\lambda/2$ Dipol in eine Vielzahl infinitesimaler Dipole der Länge dz' unterteilen und deren Eigenschaften summieren.

$$\mathbf{A}(x, y, z) = \frac{\mu}{4\pi} \int \mathbf{I}_e(x', y', z') \frac{e^{-jkr}}{r} dl' \quad (81)$$

Das Vektorpotenzial $\mathbf{A}$ kann dabei ausgehend der Maxwell-Gleichungen hergeleitet werden.

Beachtet man, dass der magnetische Fluss, wie bekannt, quellenfrei ist $\nabla \cdot \mathbf{B} = 0$ und ein allgemeines Vektorpotenzial mit $\nabla \cdot \nabla \times \mathbf{A} = 0$ definiert werden kann, so lässt sich das Vektorpotenzial auch wie folgt formulieren:

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A} \quad (82)$$

Nach Gleichung (7) $\mathbf{B} = \mu \mathbf{H}$ folgt die Gleichung (73) zu:

$$\mu \mathbf{H} = \nabla \times \mathbf{A} \quad (83)$$

Die mathematische Vorschrift, siehe Gleichung (29), gilt für alle Vektoren. Somit kann auch das Vektorpotenzial $\mathbf{A}$ mathematisch mit $\nabla \times \nabla \times \mathbf{A} = \nabla(\nabla \cdot \mathbf{A}) - \nabla^2 \mathbf{A}$ beschrieben werden. Setzt man nun die Gleichung (83) ein, erhält man einen ersten vektoriellen Ausdruck des magnetischen Feldes.

$$\mu \nabla \times \mathbf{H} = \nabla(\nabla \cdot \mathbf{A}) - \nabla^2 \mathbf{A} \quad (84)$$

Nun ist es auch möglich, die Maxwell-Gleichung in zeitharmonischer Form: $\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + j\omega \mathbf{D}$ (siehe Gleichung (25)) mit einem Vektorpotenzial $\mathbf{A}$ zu beschreiben.

$$\mu \mathbf{J} + j\omega \mu \mathbf{D} = \mu \mathbf{J} + j\omega \mu \epsilon \mathbf{E} = \nabla(\nabla \cdot \mathbf{A}) - \nabla^2 \mathbf{A} \quad (85)$$

Laut Balanis [Ref15] kann die Gleichung (85) mittels Substitutionen gelöst werden. Es ergibt sich folgende inhomogene vektorielle Wellengleichung, deren Lösung ein allgemeines Vektorpotenzial (siehe Gleichung 78) beschreibt, welches als Grundlage für die Berechnung der allgemeinen Dipol-Abstrahlcharakteristik (Gleichung 81) genutzt werden kann.

$$\nabla^2 \mathbf{A} + k^2 \mathbf{A} = -\mu \mathbf{J} \quad (86)$$

$$\mathbf{A} = \frac{\mu}{4\pi} \iiint_V \mathbf{J} \frac{e^{-jkr}}{r} dv' \quad (87)$$

Ausgehend von den folgenden Fernfeldddipol-Eigenschaften kann die Dipol-Abstrahlcharakteristik auch wie folgt berechnet werden:

$$\mathbf{E}_\theta \cong j\eta \frac{kI_e l e^{-jkr}}{4\pi r} \sin\theta \quad (88)$$

$$\mathbf{H}_\theta \cong j \frac{kI_e l e^{-jkr}}{4\pi r} \sin\theta \quad (89)$$

$$\mathbf{E}_r \cong \mathbf{E}_\phi \cong \mathbf{H}_r \cong \mathbf{H}_\theta \cong 0. \quad (90)$$

Infinitesimaler Dipol für $kr \gg 1$ mit $k=2\pi/\lambda$ kann jedem infinitesimalen Dipol eine elektrische Feldverteilung $d\mathbf{E}_\theta$ nach Balanis [Ref15] zugeordnet werden. I_e stellt dabei den im infinitesimalen Dipol fließenden Strom dar.

$$d\mathbf{E}_\theta \cong j\eta \frac{kI_e e^{-jkr}}{4\pi r} \sin\theta e^{jkz' \cos\theta} dz' \quad (91)$$

$$I_e(x' = 0, y' = 0, z') = \begin{cases} \hat{a}_z I_o \sin\left[k\left(\frac{l}{2} - z'\right)\right], & 0 \leq z' \leq l/2 \\ \hat{a}_z I_o \sin\left[k\left(\frac{l}{2} + z'\right)\right], & -l/2 \leq z' \leq 0 \end{cases} \quad (92)$$

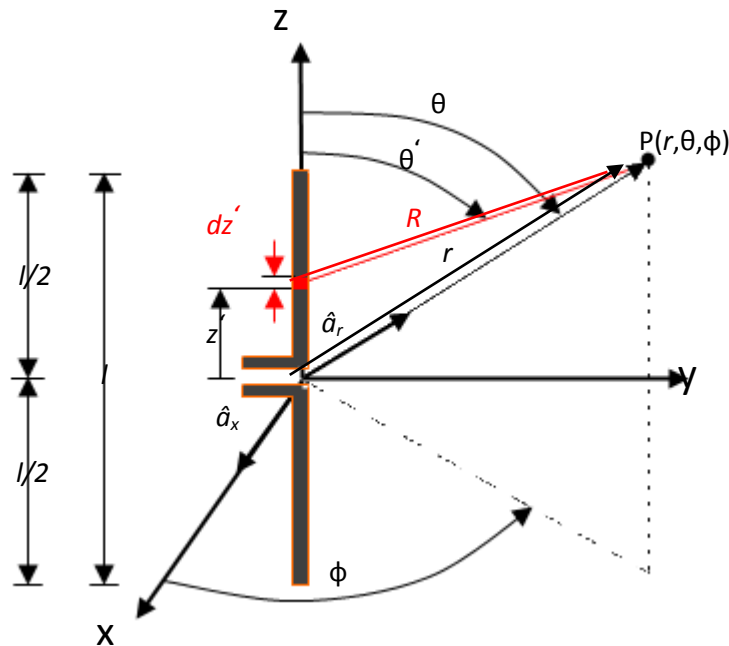


Abbildung 22: Schematischer Aufbau eines $\lambda/2$ Dipols

Summiert man nun alle infinitesimalen Dipole, ergibt sich ein Integral, das die elektrische Feldverteilung des gesamten Dipols beschreibt.

$$\mathbf{E}_\theta = \int_{-l/2}^{l/2} d\mathbf{E}_\theta = j\eta \frac{k e^{-jkr}}{4\pi r} \sin\theta \left[\int_{-l/2}^{l/2} I_e e^{jkz' \cos\theta} dz' \right] \quad (93)$$

2. Grundlagen der Hochfrequenz-Kommunikation

Setzt man die Gleichung (92) in die Gleichung (93) ein, so ergibt sich ein komplexes Integral, aus dem sich nach der Lösung folgende Gleichung ergibt.

$$\mathbf{E}_\theta \cong j\eta \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[\frac{\cos\left(\frac{kl}{2}\cos\theta\right) - \cos\left(\frac{kl}{2}\right)}{\sin\theta} \right] \quad (94)$$

Für einen Dipol der Länge $l = \lambda/2$ ergibt sich somit folgende elektrische Feldverteilung.

$$|\mathbf{E}_\theta| \cong j\eta \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2}\cos\theta\right)}{\sin\theta} \right] \quad (95)$$

Überführt man den winkelabhängigen Teil der Gleichung (95) $\left[\cos\left(\frac{\pi}{2}\cos\theta\right) / \sin\theta \right]$ in ein Kugelkoordinatensystem, so kann die elektrische Feldverteilung (siehe Abbildung 23) dreidimensional dargestellt werden. Die vollständige Berechnung kann anhand des Programmcodes im Anhang D eingesehen werden.

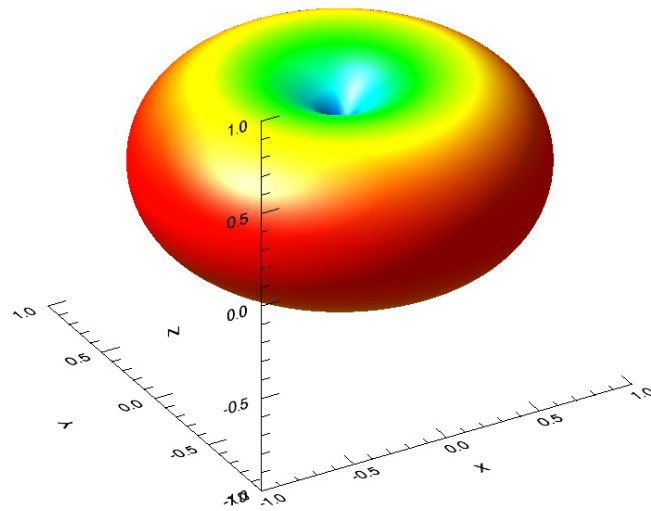


Abbildung 23: 3D-Abstrahlcharakteristik (elektr. Feldverteilung) eines $\lambda/2$ Dipols (normierte Darstellung)

Die 3D-Abstrahlcharakteristik (elektr. Feldverteilung) eines $\lambda/2$ Dipols weist eine Donut ähnliche Form auf. In Richtung der rot eingefärbten Bereiche weist der Dipol einen hohen Richtgewinn auf. Im Vergleich dazu weisen die blauen Bereiche einen sehr geringen Richtgewinn auf, was in der Anwendung zu einer geringen Abstrahlleistung in diesem Bereich führt.

Patch-Antenne:

Eine Patch-Antenne oder auch Microstrip-Antenne genannt, besteht aus drei Schichten: einer leitfähigen Grundplatte, einem dielektrischen Substrat (z. B. PCB) und einer leitfähigen Patch-Fläche/Schicht. Abbildung 24 zeigt eine schematische Darstellung einer Standard-Patch-Antenne. Hinsichtlich der Funktionalität der Antenne spielen folgende Parameter eine wichtige Rolle: die Leitfähigkeit der Grundplatte und der Patch-Fläche, die Dimension (l und b) und Formgebung der Patch-Fläche sowie die Höhe h und die dielektrischen Eigenschaften ϵ_r des Substrates.

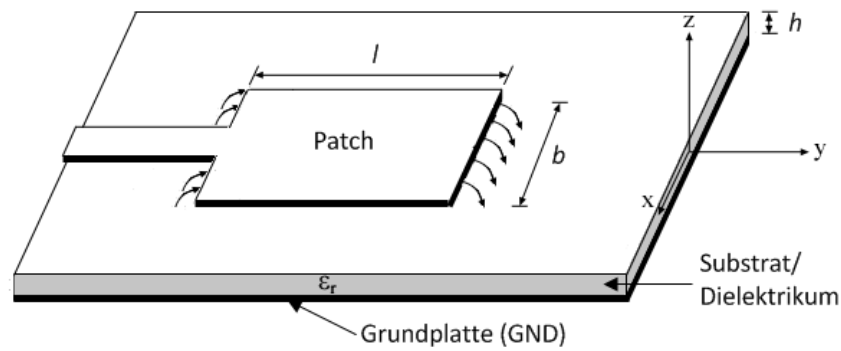


Abbildung 24: Schematische Darstellung einer Standard-Patch-Antenne

Neben der in Abbildung 24 dargestellten Formgebung der Patch-Fläche sind weitere teilweise komplexe Formen möglich. Im Nachfolgenden soll die Abstrahlcharakteristik einer Standard-Patch-Antenne betrachtet werden. Die Standard-Patch-Antenne kann dabei als Hohlraum mit zwei begrenzenden elektrischen Wänden (Grundplatte und Patch-Fläche) vereinfacht werden (siehe Abbildung 25).

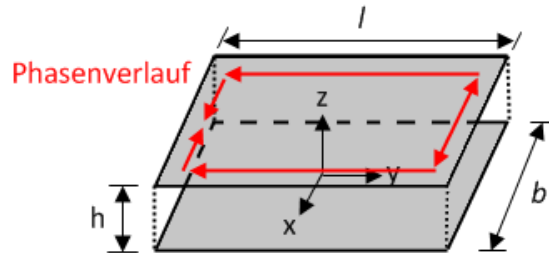


Abbildung 25: Vereinfachte schematische Darstellung einer Patch-Antenne (Hohlraum-Modell)

Im Betrieb der Antenne bildet sich ein elektrisches Feld zwischen beiden elektrischen Wänden/Flächen aus. Dieses tritt ebenso an den Seitenflächen heraus. Aus diesen Eigenschaften bildet sich die Abstrahlcharakteristik des Patches aus, welche nachfolgend nach Balanis [Ref15] und Garg [Ref16] hergeleitet werden soll.

Wendet man die Helmholtz-Gleichung $(\nabla^2 + \omega^2 \mu \epsilon) \mathbf{E} = 0$ (auch siehe Gleichung (30)), mit der Voraussetzung, dass $h \ll \lambda_0$ gegeben ist, auf den in Abbildung 25 gezeigten Hohlraum mit vier Schlitzebenen an, so ergibt sich die nachfolgende Gleichung.

$$\mathbf{E}_z = E_0 \cos\left(\frac{m\pi(x+b/2)}{b}\right) \cos\left(\frac{n\pi(y+l/2)}{l}\right) \quad (96)$$

Dabei gilt $\partial \mathbf{E}_z / \partial x = 0$ für $x = \pm b/2$ und $\partial \mathbf{E}_z / \partial y = 0$ für $y = \pm l/2$. Die Variablen m und n stehen in der Gleichung (96) stellvertretend für die wählbaren TM-Modi. Für den Grundwellenmode TM_{10} setzt man $m = 1$ und $n = 0$ in die Gleichung (96) ein und erhält somit

$$\mathbf{E}_z = E_0 \cos\left(\frac{\pi(x+b/2)}{b}\right) = -E_0 \sin\left(\frac{\pi x}{b}\right). \quad (97)$$

Das erhaltene, elektrische Feld aus Gleichung (97) kann nun mit Hilfe des Huygensschen Prinzip $\mathbf{M}_A = \mathbf{E} \times \mathbf{n}$ durch äquivalente magnetische Flächenstromdichten ersetzt werden. Dabei beziehen sich die Flächenstromdichten jeweils auf die Örtlichkeiten der Seitenflächen.

$$\mathbf{M}_A(x = -b/2) = -E_0 \sin\left(\frac{\pi(-b/2)}{b}\right) \mathbf{e}_z \times (-\mathbf{e}_x) = E_0 \mathbf{e}_z \times (-\mathbf{e}_x) = -E_0 \mathbf{e}_y \quad (98)$$

$$\mathbf{M}_A(x = b/2) = -E_0 \sin\left(\frac{\pi(b/2)}{b}\right) \mathbf{e}_z \times \mathbf{e}_x = -E_0 \mathbf{e}_z \times \mathbf{e}_x = -E_0 \mathbf{e}_y \quad (99)$$

$$\mathbf{M}_A(y = -l/2) = -E_0 \mathbf{e}_z \times (-\mathbf{e}_y) \sin\left(\frac{\pi x}{b}\right) = -E_0 \mathbf{e}_x \sin\left(\frac{\pi x}{b}\right) \quad (100)$$

$$\mathbf{M}_A(y = l/2) = -E_0 \mathbf{e}_z \times \mathbf{e}_y \sin\left(\frac{\pi x}{b}\right) = E_0 \mathbf{e}_x \sin\left(\frac{\pi x}{b}\right) \quad (101)$$

Wie aus den Gleichungen (98) bis (101) hervorgeht und in der Abbildung 25 zu sehen ist, verlaufen die Phasen der Schlitze bei $x = \pm b/2$ gleich und die Phasen der Schlitze bei $y = \pm l/2$ gegenläufig. In Anbetracht der Tatsache, dass jeweils zwei Schlitze die gleiche Phase besitzen, können die weiteren Eigenschaften der Schlitze nachfolgend paarweise betrachtet werden.

Das Potenzial lässt sich allgemein wie folgt definieren.

$$\mathbf{F}(r) = \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \iiint_{V'} \mathbf{M}(r') e^{j\mathbf{k} \cdot \mathbf{r}'} dV' \quad (102)$$

Mit Hilfe von Gleichung (102) können nun die Potenziale der beiden Schlitzpaare berechnet werden.

$$\mathbf{F}_x = E_0 \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \int_{x'=-b/2}^{b/2} \sin\left(\frac{\pi x'}{b}\right) e^{jkx' \sin\theta \sin\phi} dx' \int_{z'=-h/2}^{h/2} e^{jkz' \cos\theta} dz' \quad (103)$$

$$= E_0 \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} 4jbh \frac{X \cos X}{\pi^2 - (2X)^2} \frac{\sin Z}{Z} \quad \text{mit } X = k(b/2) \sin\theta \cos\phi \text{ und } Z = k(h/2) \cos\theta \quad (104)$$

$$\mathbf{F}_y = -E_0 \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \int_{x'=-l/2}^{l/2} e^{jky' \sin\theta \sin\phi} dy' \int_{z'=-h/2}^{h/2} e^{jkz' \cos\theta} dz' \quad (105)$$

$$= -E_0 \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} lh \frac{\sin Y}{Y} \frac{\sin Z}{Z} \quad \text{mit } Y = k(l/2) \sin\theta \sin\phi \text{ und } Z = k(h/2) \cos\theta \quad (106)$$

Beachtet man, dass die paarweise angeordneten Schlitze ein lineares Array, bestehend aus zwei Elementen, darstellen, so muss deren Array-Faktor mit in die Berechnung einbezogen werden. Für die Schlitze entlang der x- und y-Achse ergeben sich folgende Array-Faktoren.

$$AF_x = 2 \cos(k(b/2) \sin\theta \cos\phi) = 2 \cos X \quad (107)$$

$$AF_y = 2 \cos\left(\left((kl \sin\theta \cos\phi) - \pi\right)/2\right) = 2 \sin Y \quad (108)$$

Nun können die Array-Faktoren zu den Gleichungen (104) und (106) multipliziert werden.

$$\mathbf{F}_x AF_y = E_0 \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} 4jbh \frac{X \cos X}{\pi^2 - (2X)^2} \frac{\sin Z}{Z} 2 \sin Y \quad (109)$$

$$\mathbf{F}_y AF_x = -E_0 \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} lh \frac{\sin Y}{Y} \frac{\sin Z}{Z} 2 \cos X \quad (110)$$

Möchte man die elektrischen Feldkomponenten $\mathbf{E}_\theta$ und $\mathbf{E}_\phi$ berechnen, so kann dies mit Hilfe der folgenden Beziehungen durchgeführt werden.

$$\mathbf{E}_\theta = Z\mathbf{H}_\phi = -jk(Z\mathbf{A}_\theta + \mathbf{F}_\phi) \quad \text{mit } \mathbf{F}_\phi = -\mathbf{F}_x\sin\phi + \mathbf{F}_y\cos\phi \quad (111)$$

$$\mathbf{E}_\phi = -Z\mathbf{H}_\theta = -jk(Z\mathbf{A}_\phi + \mathbf{F}_\theta) \quad \text{mit } \mathbf{F}_\theta = \mathbf{F}_x\cos\theta\cos\phi + \mathbf{F}_y\cos\theta\sin\phi - \mathbf{F}_z\sin\theta \quad (112)$$

Mit Hilfe der Gleichungen (109, 110) und den Bedingungen $\mathbf{A}_\theta = 0$, $\mathbf{A}_\phi = 0$ und $\mathbf{F}_z = 0$ können die Gleichungen (111) und (112) gelöst werden.

$$\mathbf{E}_\theta = E_0 \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} 2jkh \left(4jb \frac{X}{\pi^2 - (2X)^2} \sin\phi + l \frac{1}{Y} \cos\phi \right) \sin Y \cos X \frac{\sin Z}{Z} \quad (113)$$

$$\mathbf{E}_\phi = E_0 \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} 2jkh \left(-4jb \frac{X}{\pi^2 - (2X)^2} \cos\phi + l \frac{1}{Y} \sin\phi \right) \cos\theta \sin Y \cos X \frac{\sin Z}{Z} \quad (114)$$

Die Gleichungen (113) und (114) charakterisieren die elektrischen Feldkomponenten des in Abbildung 25 dargestellten Hohlraumes. Da allerdings die Berechnung der Abstrahlcharakteristik einer Patch-Antenne mit einem dielektrischen Substrat und einer flächigen, elektrisch leitenden Grundplatte gesucht ist, müssen das Spiegelbild der Abstrahlcharakteristik sowie die Substrateigenschaften mitberücksichtigt werden. Laut Garg [Ref16] und Perlmutter [Ref17] sind Korrekturfaktoren zu multiplizieren.

$$\mathbf{E}_{\theta,Korrektur} = \frac{2\cos\theta\sqrt{\epsilon_r - \sin^2\theta}}{\sqrt{\epsilon_r - \sin^2\theta} - j\epsilon_r\cos\theta\cot(kh\sqrt{\epsilon_r - \sin^2\theta})} \quad (115)$$

$$\mathbf{E}_{\phi,Korrektur} = \frac{2\cos\theta}{\cos\theta - j\sqrt{\epsilon_r - \sin^2\theta}\cot(kh\sqrt{\epsilon_r - \sin^2\theta})} \quad (116)$$

Nachfolgend soll beispielhaft die 3D-Abstrahlcharakteristik einer Patch-Antenne mit den Parametern $f = 868 \text{ MHz}$, $l = 0.17 \text{ m}$, $b = 0.16 \text{ m}$, $h = 1.524 \text{ mm}$ und $\epsilon_r = 3.38$, in Abbildung 26 dargestellt werden. Die vollständige Berechnung ist im Anhang D in Form eines Programmcodes zu finden.

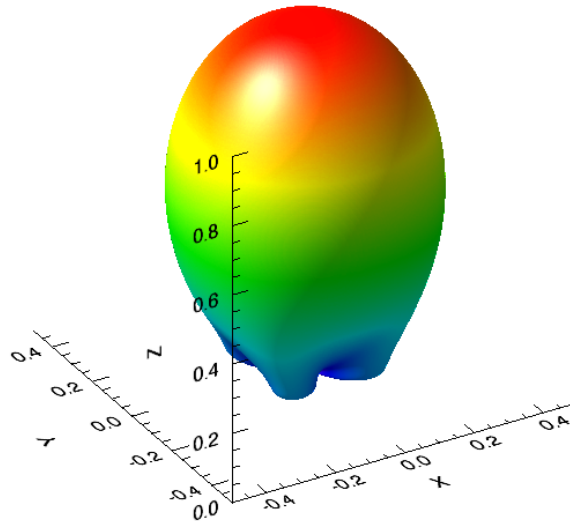


Abbildung 26: 3D-Abstrahlcharakteristik einer Standard-Patch-Antenne (normierte Darstellung)

Eine Standard-Patch-Antenne weist eine keulenförmige Abstrahlcharakteristik senkrecht zur Patch-Fläche auf.

2. Grundlagen der Hochfrequenz-Kommunikation

Die Ausprägungen von Öffnungswinkel und Nebenkeulenausbildung hängen direkt von den zu definierenden Parametern Dimension (l und b) und Formgebung der Patch-Fläche sowie Höhe h und dielektrischen Eigenschaften ϵ_r des Substrates ab. In der Praxis weist diese Antennenform einen Richtgewinn im Bereich von 5 dBi bis 10 dBi auf.

Yagi-Uda-Antenne:

Die Yagi-Uda-Antenne, benannt nach ihren Erfindern Hidetsugu Yagi und Shintaro Uda, besteht aus einer linearen Anordnung von Dipolelementen/Dipolantennen (siehe Abbildung 27). Zu beachten ist, dass nur das Dipolelement N_0 über eine Übertragungsleitung mit einem Signal gespeist wird. Alle anderen Dipolelemente sind als Reflektoren oder Direktoren (passive Strahler, in denen Ströme durch Kopplungseffekte induziert werden) anzusehen. Das Dipolelement N_0 wird in der Praxis mit einem gefalteten Dipol realisiert. Die Yagi-Uda-Antenne wird als end-fire-Array dimensioniert. Dabei weist sie eine unidirektionale Abstrahlcharakteristik in Richtung der Direktoren auf. Die Abstrahleigenschaften der Antenne sind maßgeblich durch die Anzahl der Direktoren, deren Länge l_n und Abstand y_n zum Dipolelement N_0 , die Länge des Reflektors und des Dipolelements N_0 sowie deren Abstand zueinander bestimmt. Der Radius a der Dipolelemente nimmt ebenso Einfluss auf die Abstrahleigenschaften der Antenne.

Die Berechnung der Abstrahlcharakteristik ist umfangreich und soll nachfolgend in Auszügen dargestellt werden.

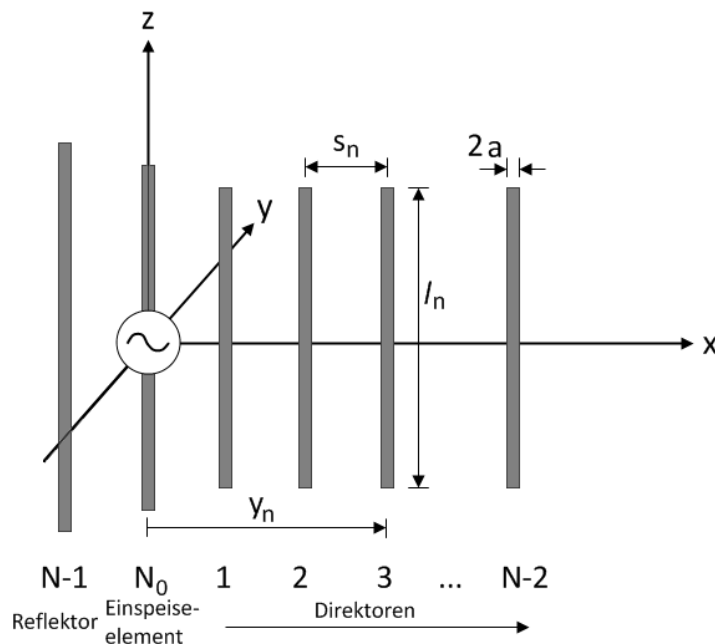


Abbildung 27: Schematische Darstellung einer Yagi-Uda-Antennenkonfiguration

Die Abstrahlcharakteristik einer Yagi-Uda Antenne lässt sich aus den Wechselwirkungen zwischen den einzelnen Dipolelementen komplex errechnen. Ein in das Dipolelement N_0 eingespeistes Signal wird in Form eines elektrischen Feldes zu dessen Nachbarn (Reflektor und Direktoren) übertragen. Es bilden sich Ströme in den einzelnen Dipolelementen aus, welche wiederum eine Ausbildung elektrischer Felder generieren. Diese beeinflussen direkt die benachbarten Dipolelemente.

Um das komplexe elektrische Feldverhalten einer Yagi-Uda-Antenne zu berechnen, müssen daher zuerst die einzelnen Ströme in den Dipolelementen errechnet werden. Da sich die Stromdichte in einem Dipolelement nicht homogen verhält, ist es notwendig, jedes Dipolelement in äquivalente Teilstücke (siehe Abbildung 28) zu teilen und die jeweiligen Ströme $I_z(z')$ und deren Kopplungseffekte (siehe Abbildung 29) nach Balanis [Ref15] zu berechnen.

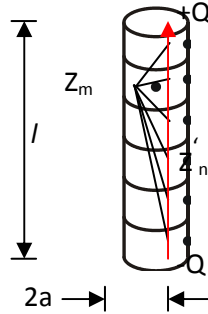


Abbildung 28: Segmentiertes Dipolelement

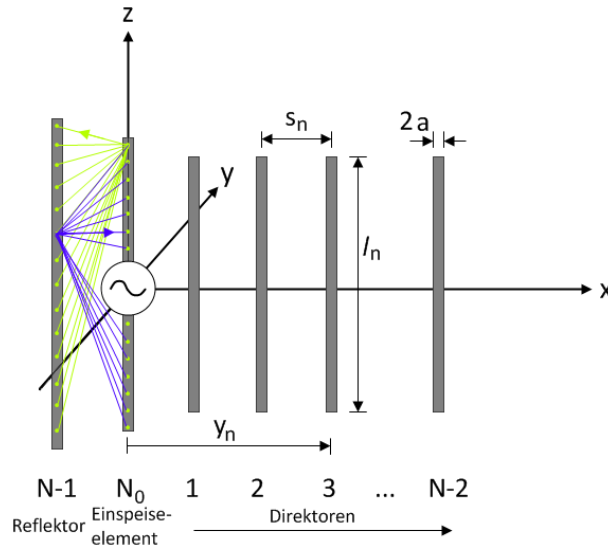


Abbildung 29: Schematische Darstellung einer Yagi-Uda-Antenne mit auftretenden Kopplungserscheinungen

Für Leitungsstücke mit kleinem Durchmesser kann die Stromverteilung mit Hilfe von finiten Elementen (Modes) approximiert werden, die das gesamte Leiterstück repräsentieren. Die Ströme der n'ten Elemente können mit einer Fourier-Reihe beschrieben werden.

$$I_z(z') = \sum_{m=1}^M I_{nm} \cos\left((2m-1) \frac{\pi z'}{l_n}\right) \quad (117)$$

I_{nm} der Gleichung (117) zeigt den komplexen Stromkoeffizienten für den m-Mode des n'ten Elementes. Die Gleichung (117) muss nun in die nachfolgend dargelegte Gleichung (118) zur Berechnung des elektrischen Feldes integriert werden.

$$j4\pi\omega\epsilon\mathbf{E}_z^t = -\frac{dI_z(z')}{dz'} \frac{e^{-jkR}}{R} \Big|_{-l/2}^{l/2} + \int_{-l/2}^{l/2} \left(k^2 I_z(z') + \frac{d^2 I_z(z')}{dz'^2} \right) \frac{e^{-jkR}}{R} dz' \quad (118)$$

$$R = \sqrt{(x - x')^2 + (y - y')^2 + a^2 + (z \pm z')^2} \quad (119)$$

R ist der Abstand zwischen den Zentren zweier Dipolelemente. Um die Gleichung (118) zu lösen, bedarf es der ersten und zweiten Ableitung der Gleichung. Weiterhin ist eine Matrix-Inversion-(LU-Faktorisierung [Decomposition]) durchzuführen, um mit dem Phasenzentrum jedes Elementes zu rechnen. Mit Hilfe der nun bekannten Stromverteilungen kann das elektrische Feld einer Yagi-Uda-Antenne nach Balanis [Ref15] wie folgt berechnet werden.

$$\mathbf{E}_\theta \cong -\frac{\mu e^{-jkr}}{4\pi r} \sin\theta \sum_{n=1}^N \left\{ e^{jk(x_n \sin\theta \cos\phi + y_n \sin\theta \sin\phi)} \sum_{m=1}^M I_{nm} \frac{l_n}{2} \left(\frac{\sin(Z^+)}{Z^+} + \frac{\sin(Z^-)}{Z^-} \right) \right\} \quad (120)$$

$$Z^+ = \left(\frac{(2m-1)\pi}{l_n} + k \cos\theta \right) \frac{l_n}{2} \quad (121)$$

$$Z^- = \left(\frac{(2m-1)\pi}{l_n} - k \cos\theta \right) \frac{l_n}{2} \quad (122)$$

Die Berechnung berücksichtigt das komplexe Reflexions- und Streuverhalten der Dipolelementanordnung als end-fire-Array. Die vollständige Berechnung der elektrischen Feldverteilung einer Yagi-Uda-Antenne ist im Anhang D in Form eines Programmcodes einsehbar.

Nachfolgend soll die elektrische Feldverteilung/Abstrahlcharakteristik am Beispiel einer Yagi-Uda-Antennenkonfiguration (siehe Programmcode Anhang D) grafisch dargestellt werden. Folgende Antennenparameter wurden gewählt.

- Anzahl der Reflektoren: 1
- Anzahl der Direktoren: 3
- Modes pro Dipolelement: 5
- Länge der Elemente: $l_1 = 0.5 \lambda$, $l_0 = 0.48 \lambda$, $l_1 = 0.426 \lambda$, $l_2 = 0.426 \lambda$, $l_3 = 0.426 \lambda$
- Abstand zwischen den Elementen: $s_0 = 0.25 \lambda$, $s_1 = 0.34 \lambda$, $s_0 = 0.3 \lambda$, $s_0 = 0.34 \lambda$
- Leitungsradius: $a = 0.003 \lambda$

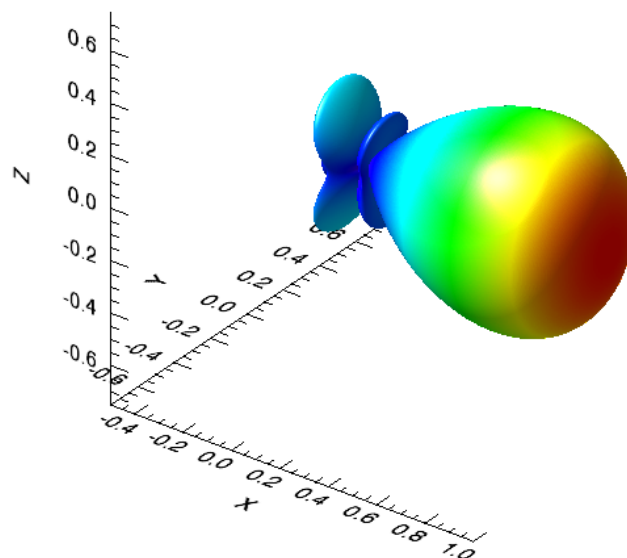


Abbildung 30: 3D-Abstrahlcharakteristik einer Yagi-Uda-Antennenkonfiguration (normierte Darstellung)

Die Abstrahlcharakteristik, welche eine Haupt- und vier Nebenkeulen aufweist, breitet sich entlang der x-Achse (Ausbreitungsrichtung in Richtung der Direktoren) aus. Formgebung und Ausprägung der Haupt- und Nebenkeulen sind stark von der Antennenkonfiguration abhängig. Die Richtwirkung der Antenne ermöglicht einen Richtgewinn bis in den Bereich um ca. 16 dBi.

2.3.4 Polarisation elektromagnetischer Wellen

Abhängig vom Aufbau und der Gestalt einer Antenne ist diese in der Lage, elektromagnetische Wellen in Ausbreitungsrichtung polarisiert auszustrahlen. Zeigt der elektrische Feldvektor $\mathbf{E}(z,t)$ in eine feste Richtung, so spricht man von einer linear polarisierten Welle. Dies ist insbesondere bei klassischen Dipolantennen und Yagi-Uda-Antennen der Fall.

Um die Polarisation elektromagnetischer Wellen zu beschreiben, wird nach Balanis [Ref15] eine plane, sich in z-Richtung ausbreitende, Welle angenommen. Der zeitabhängige elektrische Feldvektor kann dabei wie folgt beschrieben werden.

$$\mathbf{E}(z, t) = \mathbf{e}_x E_x(z, t) + \mathbf{e}_y E_y(z, t) \quad (123)$$

Betrachtet man beispielhaft ein x-y-z-Koordinatensystem mit einer komplexen elektrischen Feldgröße $E_x(z,t)$ in x Richtung, so spricht man von einer horizontal polarisierten, sich in z-Richtung ausbreitenden ebenen Welle (siehe Abbildung 31). Von einer vertikal polarisierten, sich in z-Richtung ausbreitenden ebenen Welle ist die Rede, wenn eine komplexe elektrische Feldgröße $E_y(z,t)$ in y-Richtung vorliegt.

Um lineare, zirkulare und elliptische Polarisation vollständig zu beschreiben, kann Gleichung (123) wie folgt dargestellt werden.

$$\mathbf{E}(z, t) = \mathbf{e}_x \operatorname{Re} \left[E_x e^{-j(\omega t + kz + \phi_x)} \right] + \mathbf{e}_y \operatorname{Re} \left[E_y e^{-j(\omega t + kz + \phi_y)} \right] \quad (124)$$

$$= \mathbf{e}_x |E_x| \cos(\omega t + kz + \phi_x) + \mathbf{e}_y |E_y| \cos(\omega t + kz + \phi_y) \quad (125)$$

Lineare Polarisation:

Für den Fall der linearen Polarisation herrscht ein Phasenversatz $\Delta\phi = \phi_y - \phi_x$ von einem Vielfachen von π vor.

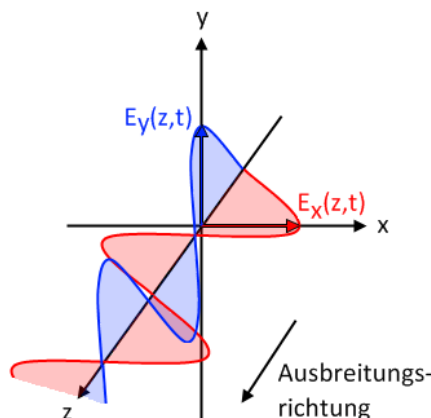


Abbildung 31: Lineare Polarisationen von sich in z-Richtung ausbreitenden, ebenen Wellen

Zirkulare Polarisation:

Von zirkularer Polarisation spricht man, wenn die Amplituden $|E_x|$ und $|E_y|$ exakt gleich sind und ein Phasenversatz $\Delta\phi = \phi_y - \phi_x$ von einem Vielfachen von $\pi/2$ vorherrscht. Mit $E_0 = |E_x| = |E_y|$ ergibt sich z.B. Gleichung (125) zu

$$\mathbf{E}(z,t) = E_0 \left(\mathbf{e}_x \cos(\omega t + kz) + \mathbf{e}_y \cos(\omega t + kz \pm \pi/2) \right). \quad (126)$$

Für $\phi_y = \pi/2$ verläuft $\mathbf{E}(z,t)$ in positiver z-Ausbreitungsrichtung im Uhrzeigersinn und man spricht von einer rechtszirkular polarisierten Wellenausbreitung. Ist die Phase mit $\phi_y = -\pi/2$ negativ, so verläuft $\mathbf{E}(z,t)$ in positiver z-Ausbreitungsrichtung gegen den Uhrzeigersinn und man spricht von linkszirkular polarisierter Wellenausbreitung. Die Abbildung 32 soll den Sachverhalt verdeutlichen.

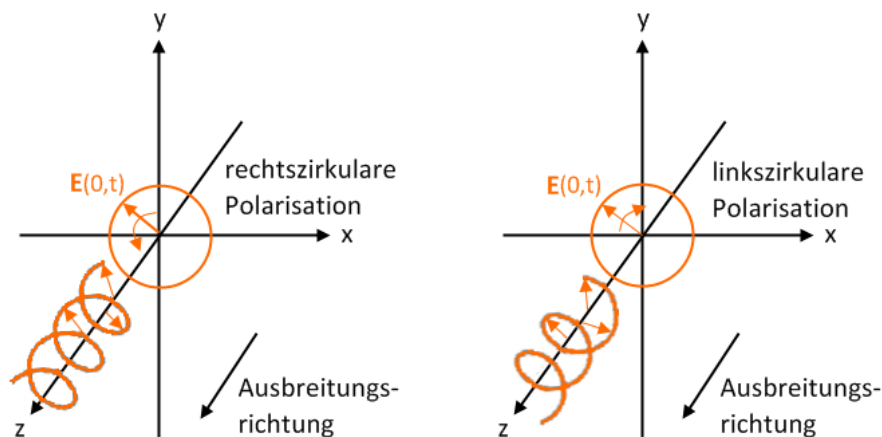


Abbildung 32: Zirkulare Polarisationen von sich in z-Richtung ausbreitenden, ebenen Wellen

Elliptische Polarisation:

Neben der rein linearen und zirkularen Polarisation elektromagnetischer Wellen ist ebenso die elliptische Polarisation zu nennen. Diese ist eine Mischform der linearen und zirkularen Polarisation. Der elektrische Feldvektor $\mathbf{E}(z,t)$ breitet sich dabei mit einer elliptischen Rotation in Ausbreitungsrichtung aus (siehe Abbildung 33). Dies ist der Fall, wenn (siehe Gleichung (125))

- die Amplituden $|E_x|$ und $|E_y|$ ungleich sind und der Phasenversatz $\Delta\phi = \phi_y - \phi_x$ einem Vielfachen von $\pi/2$ entspricht oder
- der Phasenversatz $\Delta\phi = \phi_y - \phi_x$ ungleich dem Vielfachen von $\pi/2$ ist.

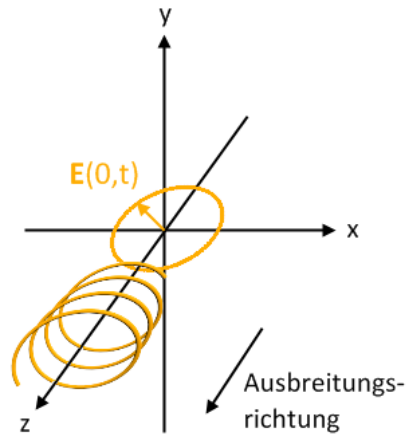


Abbildung 33: Elliptische Polarisation einer von sich in z-Richtung ausbreitenden, ebenen Welle

Die elliptische Rotation kann in oder gegen die Uhrzeigerrichtung erfolgen.

Balanis [Ref15] definiert die elliptische Polarisation als Grundform der Polarisation elektromagnetischer Wellenausbreitung. Lineare und zirkulare Polarisation stellen dabei lediglich Sonderformen der elliptischen Polarisation dar. Einen Überblick über alle Polarisationszustände gibt die „Poincaré“-Kugel [Ref15].

2.4 Grundlagen der Radio Frequency Identification (RFID)

Radio Frequency Identification (RFID) [Ref18] beschreibt ein technisches Anwendungsgebiet der Hochfrequenztechnik, welches zur Identifikation industrieller und kommerzieller Güter und Produkte zum Einsatz kommt. Dabei werden technologieabhängig Energie und Daten drahtlos zwischen zwei Systemen (RFID-Reader und RFID-Transponder) übertragen. Hinsichtlich der Art und Weise der Energie- und Datenübertragung unterscheidet man zwischen elektromagnetischer und rein magnetischer Kopplung zwischen RFID-Reader und -Transponder (siehe Abbildung 34).

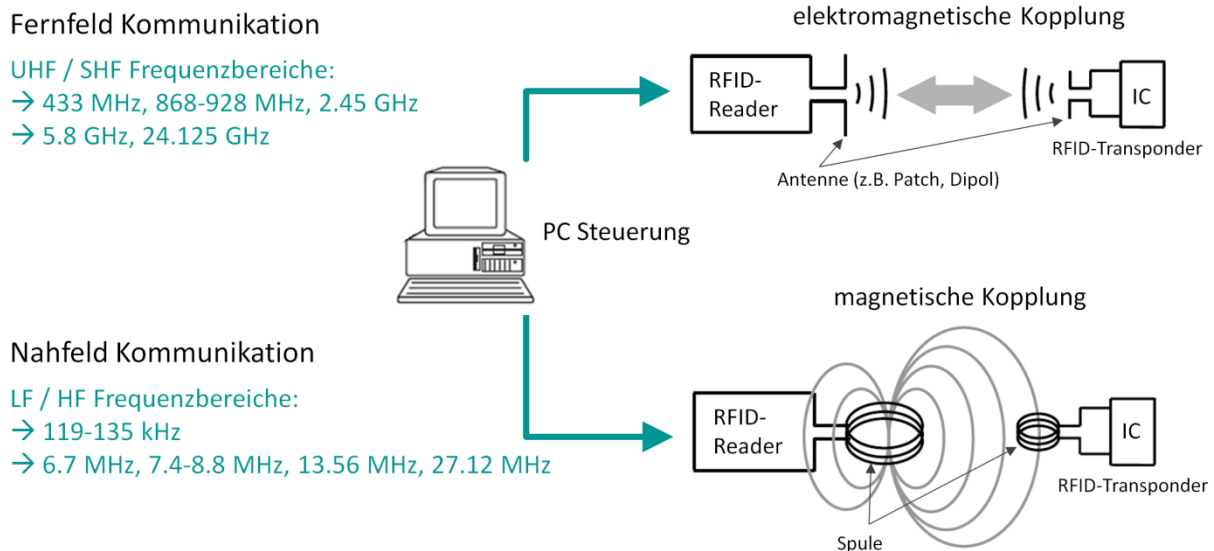


Abbildung 34: RFID Fern- und Nahfeld-Kommunikation

Die elektromagnetische Kopplung beschreibt das Verfahren zum Senden und Empfangen von elektromagnetischen Wellen. Ein RFID-Reader erzeugt ein codiertes Hochfrequenzsignal, welches mit Hilfe einer Reader-Antenne (z. B. einer linear oder zirkular polarisierten Patch-Antenne) in elektromagnetische Wellen in den Freiraum übertragen wird. Diese Wellen treffen auf die leitfähige Oberfläche einer entfernten Transponder-Antenne (z. B. eine linear polarisierte Dipol-Antenne). Es bilden sich Oberflächenströme aus, die in Kombination mit einer definierten Wechselspannung eine Leistung in den RFID-Chip (integrierter Schaltkreis (IC)) einkoppeln.

Abhängig von den Funktionsparametern der verwendeten Reader- und Transponder-Antennen, der Sendeleistung des RFID-Readers und der Anwendungsumgebung können frequenzabhängig Lese- und Schreibdistanzen passiver RFID-Transponder (Antenne + Silizium-Chip) von bis zu 20 Metern erreicht werden. Deutlich kostenaufwendiger und leistungsfähiger sind aktive RFID-Transponder, die zusätzlich zu den passiven Transpondern eine separate Spannungsquelle für die RF-Kommunikation besitzen. Die vom Gesetzgeber für RFID-Anwendungen zur Verfügung stehenden Übertragungsfrequenzen elektromagnetischer Wellen sind im Ultra High Frequency (UHF) Frequenzbereich mit 433 MHz, 868 MHz (EU), 912 - 928 MHz (Asien, USA) und 2.45 GHz sowie im Super High Frequency (SHF) Frequenzbereich mit 5.8 GHz und 24.125 GHz anzugeben [Ref20]. Zu beachten ist, dass diese Frequenzangaben lediglich die Mittenfrequenzen darstellen, welche mit einer definierten Frequenzbandbreite separate Frequenzbereiche aufspannen.

2. Grundlagen der Hochfrequenz-Kommunikation

Die magnetische Kopplung umschreibt die Energie- und Datenübertragung mittels eines magnetischen Wechselfeldes mit Frequenzen kleiner 30 MHz. Ein RFID-Reader erzeugt mit Hilfe einer Spule und eines parallelen Kondensators im Umkreis weniger Zentimeter (Nahfeldbereich der Reader-Spule) ein magnetisches Feld. Dieses durchdringt eine Transponder-Spule (siehe Abbildung 34) und erzeugt durch Induktion eine Spannung, die dem Transponder-Chip zugeführt wird. Die Transponder-Spule in Kombination mit einem im RFID-Chip integrierten Kondensator bildet einen Schwingkreis, welcher auf die Frequenz des RFID-Readers abgestimmt ist. Ein resonanter RFID-Transponder entzieht einem vorhandenen magnetischen Wechselfeld des RFID-Readers und dessen Spule Energie. Daraus resultiert eine Impedanzveränderung und damit eine Spannungsänderung an der Reader-Spule. Diese kann auf Transponder-Seite mit einem einfachen Lastwechsel beeinflusst werden. Schaltet man beispielsweise eine Last auf der Transponder-Seite digital kodiert an und aus, so kann ein amplitudenmoduliertes Signal vom Transponder zum Reader übertragen werden. Diese Übertragungsform von Daten nennt man auch Lastmodulation. Wie bereits erwähnt, handelt es sich bei der magnetischen Kopplung aufgrund der geringen Wirkdistanz um eine Nahfeld-Kommunikation. Diese soll in dieser Arbeit nicht betrachtet werden. Für diese Arbeit ist ausschließlich die Fernfeld-Kommunikation im UHF- und SHF-Frequenzbereich relevant.

Abbildung 35 zeigt eine Übersicht der zur Verwendung stehenden RFID-Frequenzbereiche und deren typische Lese- und Schreibreichweiten. Die angeführten Frequenzbereiche sind vom deutschen Gesetzgeber laut § 55 des Telekommunikationsgesetzes [Ref19] für RFID-Anwendungen bereitgestellt. Eine Übersicht über diese Frequenzbereiche gibt die Bundesnetzagentur mit dem veröffentlichten Frequenznutzungsplan 2011 [Ref20]. Die Richtlinien für z. B. definierte Frequenzbandbreiten (Kanalbandbreiten) und die maximale Strahlungsleistung sind zu den einzelnen RFID-Frequenzen ebenfalls durch die Bundesnetzagentur [Ref21] veröffentlicht. Die Tabellen 2 und 3 fassen die wichtigsten Frequenznutzungsparameter zusammen.

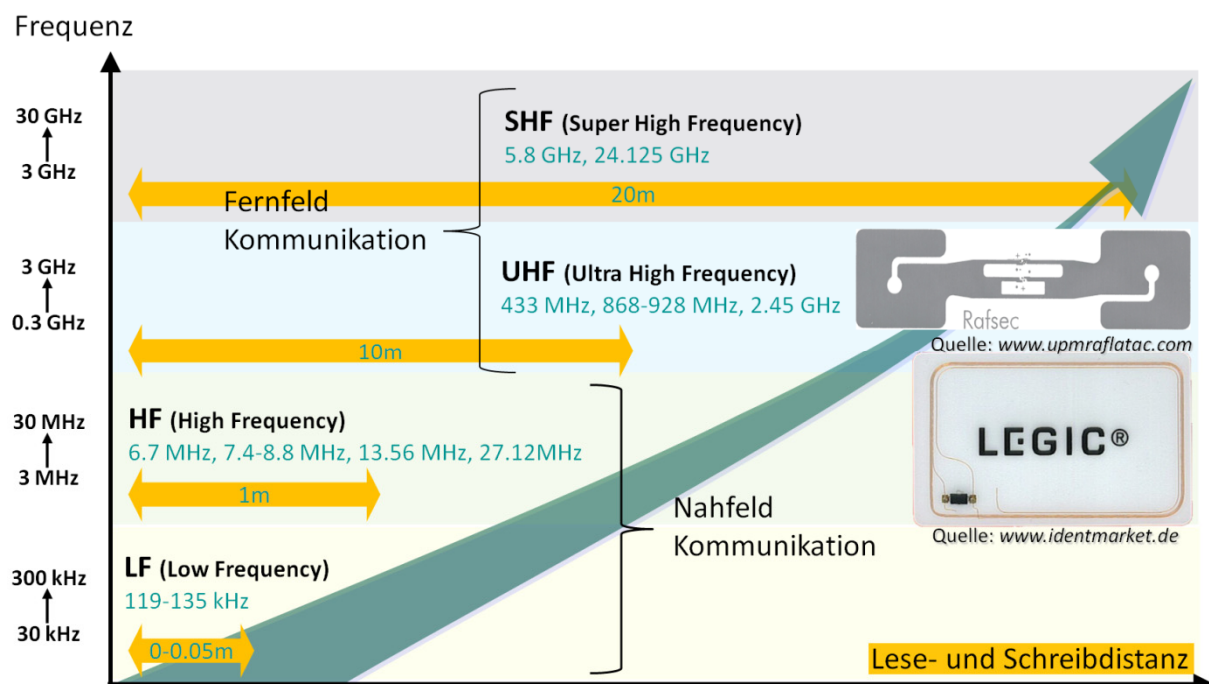


Abbildung 35: Funktionsübersicht RFID Fern- und Nahfeld-Kommunikation

2. Grundlagen der Hochfrequenz-Kommunikation

Wie in Abbildung 35 sichtbar, steigt die Lese- und Schreibdistanz passiver RFID-Transponder mit zunehmender Frequenz. Dahingehend können, abhängig vom verwendeten RFID-Silizium-Chip, ebenso die Datenübertragungsraten mit steigender Frequenz und Bandbreite erhöht werden.

Hinsichtlich der verschiedenen Frequenzbereiche kommen, wie in Abbildung 35 zu sehen, verschiedene Transponder-Typen zum Einsatz. Für RFID-Anwendungen im LF-Frequenzbereich werden typischerweise Glastransponder verwendet, welche eine um einen zylindrischen Ferritkern gewickelte Spule beinhalten. Diese Transponder werden z. B. zur Identifikation von Tieren genutzt, da sie sich aufgrund ihrer kleinen Bauweise leicht im tierischen Gewebe integrieren lassen. Bekanntestes Anwendungsbeispiel von 13.56 MHz Transpondern ist wohl die Zutritts-Kontrolle mittels eines Transponders in Kreditkartenformat. Für RFID-Anwendungen (im Logistik- und Consumerbereich) im UHF-Frequenzbereich werden vorrangig planare Dipole eingesetzt. Diese ermöglichen eine leichte Integration an Transportbehältern oder Produktverpackungen, welche identifiziert und nachverfolgt werden sollen. Die Bandbreite von käuflich erwerblichen RFID-Transpondern im LF-, HF- und UHF-Frequenzbereich ist aktuell sehr groß und wird weiter ansteigen. Lediglich für den SHF-Frequenzbereich sind aktuell keine Transponder-Antennen, Transponder-Chips sowie Reader erhältlich. In diesem Frequenzbereich besteht aktuell ausdrücklicher Entwicklungsbedarf. Dahingehend werden im Kapitel 5 eigene Forschungsarbeiten hinsichtlich Transponder-Antennenstrukturen vorgestellt, welche bei einer Resonanzfrequenz von 5.8 GHz arbeiten.

Tabelle 2: RFID-Frequenznutzungsparameter (Nahfeld-Kommunikation) [Ref21 Induktive Funkanwendungen]

Frequenzbereich	Mittenfrequenz	Maximale magnetische Feldstärke in 10 m Entfernung
119 – 135 kHz	127 kHz	66 dB μ A / m
6.765 – 6.795 MHz	6.78 MHz	42 dB μ A / m
7.4 – 8.8 MHz	8.1 MHz	9 dB μ A / m
13.553 – 13.567 MHz	13.56 MHz	60 dB μ A / m
26.957 – 27.283 MHz	27.12 MHz	42 dB μ A / m

Tabelle 3: RFID-Frequenznutzungsparameter (Fernfeld-Kommunikation) in Deutschland [Ref21 RFID]

Frequenzbereich	Kanalbandbreite	Maximale Strahlungsleistung eines RFID-Readers
865 – 865,6 MHz	200 kHz	100 mW (ERP)
865.6 – 867.6 MHz	200 kHz	2 W (ERP)
867.6 – 868 MHz	200 kHz	500 mW (ERP)
2.446 – 2.454 GHz	Keine Einschränkung	0.5 – 4 W (EIRP)

2.5 Grundlagen der Herstellungsverfahren von RFID-Transponder-Antennen

Wie in Kapitel 2.4 beschrieben, existieren eine Vielzahl verschiedener RFID-Transponder, welche hinsichtlich ihres Aufbaus und ihrer Funktion in vier Gruppen entsprechend der Frequenzbereiche LF, HF, UHF und SHF unterteilt werden können (siehe Abbildung 35).

Transponder im HF-Frequenzbereich bestehen aus Spulen. Diese werden, ohne die Verwendung eines Ferritkerns, mit einem Kupferdraht planar gewickelt oder mit Hilfe lithografischer Verfahren in Form einer planaren Spule auf einem Substrat (z. B. Folie) hergestellt (siehe Abbildung 36). Abhängig vom verwendeten Transponder-Chip (schwarzer Punkt im Zentrum der Abbildung 36) fließen im Betrieb einer solchen Spule Ströme im mA-Bereich. Um diese Ströme elektrisch leiten zu können, werden Kupferschichtdicken der lithografisch hergestellten Spulen von ca. 20 μm verwendet.

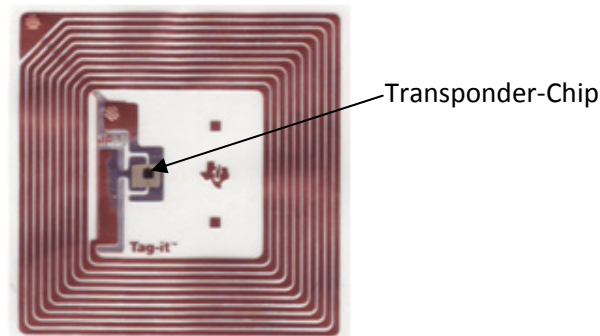


Abbildung 36: 13.56 MHz RFID-Transponder [Quelle: <http://www.ti.com/rfid/shtml/rfid.shtml>]

UHF-Transponder-Antennen werden zu einem Großteil in Form einer planaren Dipolstruktur realisiert. Abbildung 37 zeigt eine Beispiel-Transponder-Antenne der Firma UPM Raflatac [Quelle: www.upmraflatac.com]. Das lithografische Verfahren ist dabei das aktuell marktbeherrschende. Dabei werden neben Kupferschichten mehrheitlich auch Aluminiumschichten von 1 – 10 μm Dicke auf Foliensubstraten realisiert.



Abbildung 37: 868 MHz UHF-RFID-Transponder-Antenne "Rafsec G2" [Quelle: www.upmraflatac.com]

Aufgrund der aufwendigen lithografischen Prozesse liegen die Herstellungskosten einer UHF-RFID-Transponder-Antenne (ohne Chip) im Bereich einiger Cent. Um die Herstellungskosten drastisch unter einen Cent zu senken und somit neue Märkte und Anwendungsgebiete der RFID-Technologie erschließen zu können, werden alternative Herstellungsverfahren, wie z. B. Druckverfahren, genutzt. Druckverfahren sind additive Verfahren und können somit Strukturen gezielt mit Hilfe einer leitfähigen Tinte oder Paste planar auf ein Substrat abbilden. Die Herstellung von planaren Dipol-, Patch-, Slot- oder Array-Antennen ist dabei möglich. Komplexe, sich räumlich ausbreitende Antennen, wie zum Beispiel Hornantennen, sind mit Hilfe von Druckverfahren aktuell nicht realisierbar.

Besonders geeignet sind Druckverfahren für die Herstellung von RFID-Transponder-Antennen, welche im UHF- und SHF-Frequenzbereich arbeiten, da aufgrund des auftretenden Skin-Effekts lediglich eine geschlossene leitfähige Schicht (Antennenstruktur) mit einer Schichtdicke von $< 10 \mu\text{m}$ zur Einkopplung elektromagnetischer Wellen benötigt wird, um die auftretenden, sehr geringen Ströme im μA -Bereich elektrisch leiten zu können. Die Erzeugung von Schichtdicken $\geq 20 \mu\text{m}$ stellt für Druckverfahren hinsichtlich qualitativer und wirtschaftlicher Gesichtspunkte eine Herausforderung dar. Die Merkmale verschiedener Druckverfahren werden nachfolgend in diesem Kapitel dargestellt.

Die Verwendung von Druckverfahren zur massenhaften Herstellung von Antennen befindet sich aktuell noch in der Entwicklung. Auch auf dieses Forschungsgebiet wird in dieser Arbeit eingegangen.

Zur Herstellung von planaren Antennen sollen die Druckverfahren Siebdruck und Tiefdruck beleuchtet werden. Da ebenso das Inkjet-Druckverfahren ein großes Potential für zukünftige Antennenherstellung aufweist, ist dieses im Anhang E aufgeführt.

Siebdruck:

Der Siebdruck gehört zu den klassischen und nicht digitalen Druckverfahren. Zur drucktechnischen Herstellung einer strukturierten Druckschicht (z. B. eine Antenne) wird eine Druckform in Form eines Drucksiebes mit einer aufgetragenen Siebdruckschablone verwendet. Ein Rakel presst eine Druckpaste durch definierte Freiräume des Drucksiebes und bildet somit das Druckbild auf einem Substrat (Papier, Folie, Keramik, Gummi, ...) ab. Abbildung 38 verdeutlicht den Siebdruckprozess schematisch.

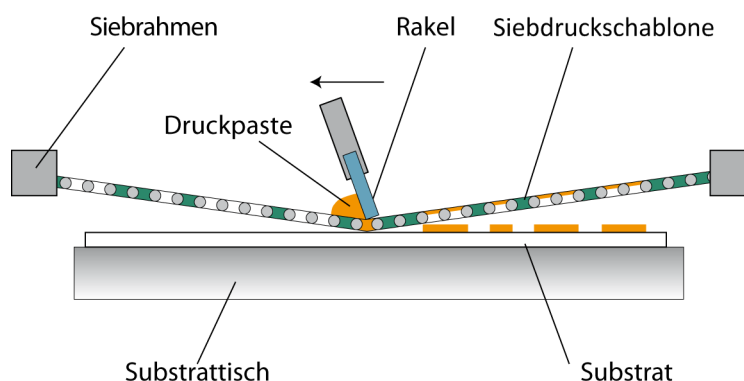


Abbildung 38: Schematische Darstellung des Siebdruckprozesses [Ref30]

Das Drucksieb besteht aus einem feinen Gewebe (Kunststoff- oder Metallfäden), dessen Maschenweite und Fadenstärke abhängig von der Beschaffenheit (Viskosität $[10 - 80 \text{ Pa}\cdot\text{s}]$ Korngröße der Partikel $[\text{nm} - \mu\text{m}]$, ...) der verwendeten Druckpaste gewählt wird. Die Siebdruckschablone, welche abhängig vom gewünschten Druckbild die nicht zu bedruckenden Bereiche abdeckt, wird in Form einer Kopierschicht auf das Sieb aufgetragen. Diese Kopierschicht wird mit einer positiven Kopiervorlage mittels UV-Licht ausgehärtet. Die nicht ausgehärteten Bereiche der Bildstellen werden mit einem Wasserstrahl entfernt. Neben dem in Abbildung 38 dargestellten Flachbettsiebdruck existierten mit dem Körperdruck und dem rotativen Siebdruck zwei weitere Druckprinzipien im Siebdruck [Ref22]. Diese Arbeit konzentriert sich auf den Flachbettsiebdruck. Dieser ist für die drucktechnische Herstellung von Antennenstrukturen bis zu einer Kleinserie von ca. 1000 Stück im Labormaßstab geeignet. Aufgrund der von den Druckpasten abhängigen Variationsmöglichkeiten des verwendeten Drucksiebes und der Siebdruckschablone können Trockenschichtdicken der Druckschicht typischerweise von $1 - 100 \mu\text{m}$ realisiert werden.

Somit eignet sich der Siebdruck besonders für das Drucken von Antennenstrukturen auf Substraten (z. B. Papier, Pappe, Faserstoffen, Platinen...) mit einer Rauigkeit im μm -Bereich.

Abbildung 39 zeigt im Siebdruck gedruckte Antennenstrukturen (Dipol, Slot- und Patcharray-Antenne) auf einem Papiersubstrat. Details zu den gewählten Siebdruckparametern und der verwendeten Siebdruckpaste sowie Analyseergebnisse der Druckschichteigenschaften werden im Laufe der Arbeit in Bezug zu den jeweils entwickelten und hergestellten Antennen dargestellt.

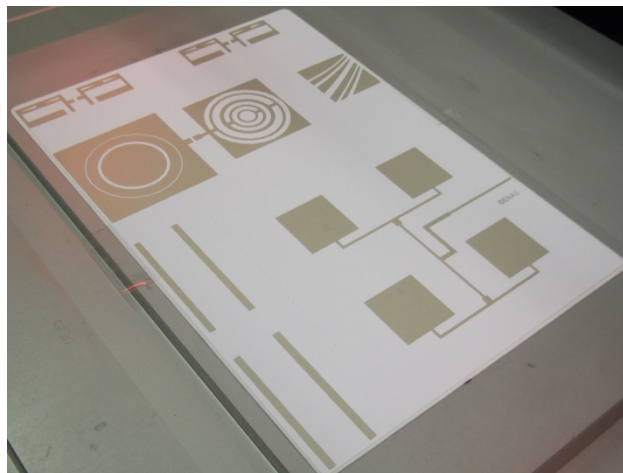


Abbildung 39: Siebdruckbeispiel gedruckter Antennenstrukturen auf einem DIN A4-Papiersubstrat [Ref30]

Tiefdruck:

Der Tiefdruck zählt ebenso wie der Siebdruck zu den klassischen und nicht digitalen Druckverfahren. Abbildung 40 zeigt schematisch den Aufbau eines Tiefdruckwerkes und dessen Prozessschritte. Zentrales Element des Tiefdruckes ist der Tiefdruck-/Formzylinder. In dessen Oberfläche werden im ersten Schritt in einem vorgeschalteten Verfahren (z. B. Lasergravur, Ätzverfahren) definierte Vertiefungen (Näpfchen) mit einer Tiefe von bis zu $50\ \mu\text{m}$ und Breiten von beispielsweise $100\ \mu\text{m}$ eingebracht, welche später das Druckbild abbilden. Dabei kommt ein Kupferzylinder zum Einsatz, welcher nach der Gravur verchromt wird, um die Langlebigkeit des Formzylinders zu gewährleisten.

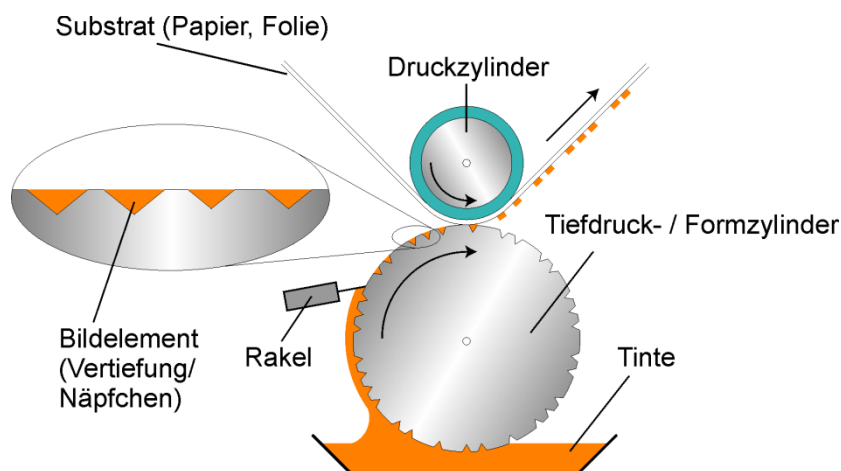


Abbildung 40: Schematische Darstellung des Tiefdruckprozesses

2. Grundlagen der Hochfrequenz-Kommunikation

Der Tiefdruckprozess startet mit der Rotation des Formzylinders, der Tinte großflächig aus einem Reservoir aufnimmt. Ein am Formzylinder anliegender Rakel streift die Tinte auf der Außenseite des Zylinders und auf den nicht Druckbild gebenden Bereichen ab. Anschließend wird ein Substrat unter Druck zwischen den Formzylinder und einen Druckzylinder geführt. Dabei überträgt sich die in den Nöpfchen befindliche Tinte auf das Substrat.

Der Tiefdruck ist ein kontinuierliches Druckverfahren. Dabei wird entweder ein aufgerolltes oder bogenweises Substrat (Papier, Folie, ...) durch das Tiefdruckwerk geführt und bedruckt. Bei der Verwendung eines aufgerollten Substrates (z.B. einer Papierbahn) spricht man von einer bahnweisen Herstellung von Druckerzeugnissen. Wird die bedruckte Papierbahn am Ende des Prozesses wieder aufgerollt, um später weiter verarbeitet zu werden, so spricht man von Rolle-zu-Rolle-Fertigung. Diese ist im Vergleich zur bogenweisen Herstellung von Druckerzeugnissen, trotz der auftretenden Stressmomente im Substrat beim Ab- und Aufwickeln, praktisch besser handhabbar. Dies resultiert auch daraus, dass bei der bogenweisen Herstellung von Druckerzeugnissen eine sehr aufwendige Bogenausrichtung erfolgen muss, um diese durch die Druckmaschine führen zu können. Für die vorliegende Arbeit wurde die Rolle-zu-Rolle-Fertigung im Tiefdruck verwendet. Das Tiefdruckverfahren selbst ist abhängig von vielen Faktoren wie Bauart der verwendeten Tiefdruckmaschine, Tinten- und Substrateigenschaften, Leistungsfähigkeit der nachfolgenden Trocknungseinheit etc. mit bis zu 2 m/s Antennenstrukturen, die mit einer Trockenschichtdicke von beispielsweise 1 μm in großer Auflage hergestellt werden. Der Viskositätsbereich der verwendbaren Tinten liegt dabei zwischen dem Bereich von Inkjet- und Siebdruck-Tinten.

Angemerkt werden muss dabei, dass auch das Tiefdruckverfahren ursprünglich für den Druck von farbigen Strukturen (Bilder und Text) entwickelt wurde. Die Verwendung und Optimierung des Tiefdrucks für den Druck mit z. B. leitfähigen Tinten zur Herstellung von Antennen stellt dabei ein aktuelles Forschungsgebiet dar. Für die Forschungsarbeiten stand die Labortiefdruckmaschine „LaborMANgravure“ der Technischen Universität Chemnitz an der Professur Digitale Drucktechnologie und Bebilderungstechnik zur Verfügung. Mit Hilfe dieser Maschine wurde eine große Anzahl von Antennen im Tiefdruck hergestellt. Details und Ergebnisse zu diesen Forschungsarbeiten werden im Verlauf dieser Arbeit dargelegt. Die Abbildung 41 zeigt einen Ausschnitt der Tiefdruckmaschine mit gedruckten Antennen.

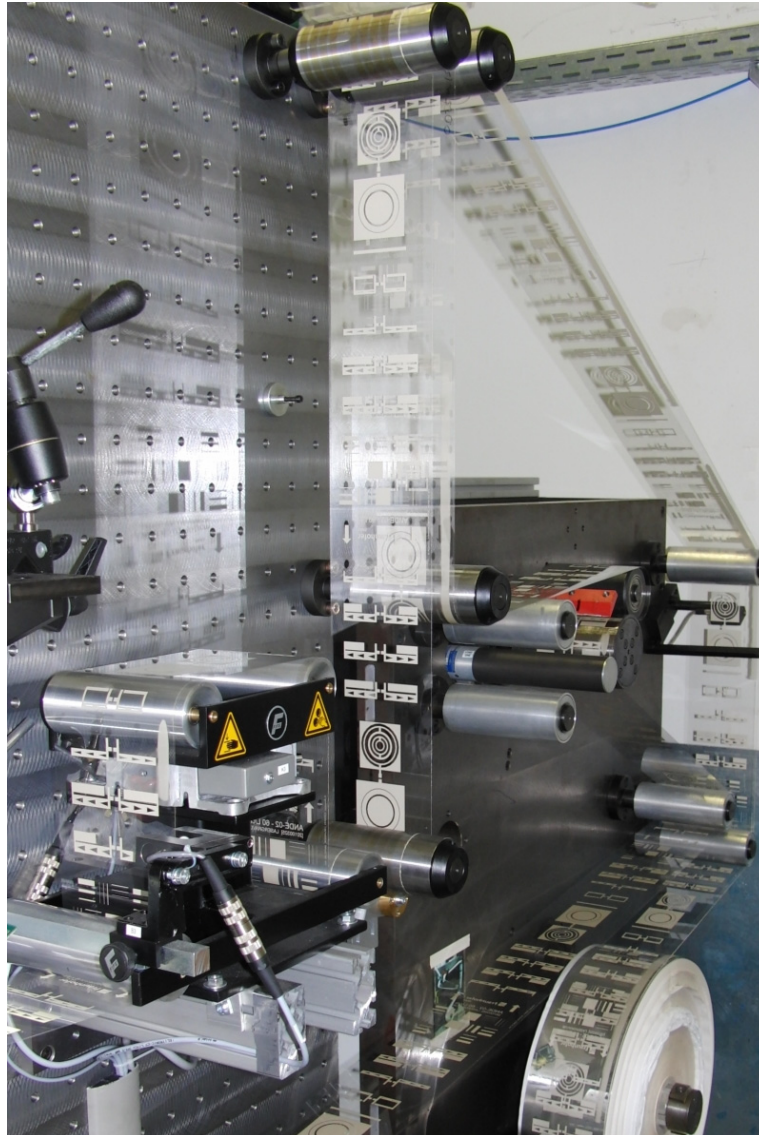


Abbildung 41: Ausschnitt der Tiefdruckmaschine „LaborMANgravure“ mit gedruckten Antennen auf einem Foliensubstrat

Neben den reinen Druckverfahren spielen die Substratvorbehandlung (Reinigung, Einstellung einer definierten Oberflächenenergie, ...) sowie die Nachbehandlung der gedruckten Schichten (Trocknung) eine nicht unbedeutende Rolle, um hochleistungsfähige Antennen optimal herstellen zu können. Details werden später erläutert.

3. UHF-RFID-Transponder-Antennenstrukturen für Anwendungen auf dielektrischen Medien

UHF-RFID-Transponder werden heute bereits in vielen Bereichen wie z. B. der Logistik und der Konsumgüter-Produktidentifikation [Ref23, Ref24] eingesetzt. Dafür werden jährlich Millionen von Transpondern mit beispielsweise lithografischen Verfahren hergestellt. Neben UHF-RFID-Transponder sind NF- und HF-RFID-Nahfeld-Transponder aktuell, unter anderem aufgrund der hohen Lesezuverlässigkeit in Abständen bis zu 5 cm (auch im Umfeld von verschiedenen, dielektrischen und metallischen Gegenständen) am Markt beliebt.

Wie in Kapitel 2.4 erläutert, basiert die Energie- und Datenübertragung von UHF-RFID-Transpondern auf der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen, welche im Gegensatz zu reinen Magnetfeldern deutlich stärker von dielektrischen und metallischen Materialien gedämpft, reflektiert und gebeugt werden. Die Einflussnahme dielektrischer Materialien auf die Wellenausbreitung wurde in Kapitel 2.1 hergeleitet. Um die dadurch eingeschränkte Leistungsfähigkeit (Lese- und Schreibzuverlässigkeit, Lese- und Schreibdistanz) von UHF-RFID-Transpondern zu stabilisieren und zu steigern, sollen in diesem und den nachfolgenden Kapiteln Lösungsansätze und deren Forschungsergebnisse optimierter und gedruckter UHF-RFID-Transponder Antennen vorgestellt werden.

3.1 Motivation und Stand der Technik

Viele RFID-Anwender wie zum Beispiel Verpackungshersteller sehen RFID als vielseitig einsetzbare Technologie zur Identifikation und Charakterisierung von Produkten. Dabei wird aus Kostengründen häufig ein UHF-Transponder millionenfach für verschiedenste Produkte mit unterschiedlichen Geometrie- und Material-Eigenschaften verwendet. Hinsichtlich der Anwendung der Transponder musste festgestellt werden, dass sie abhängig von verschiedenen Produkten unterschiedliche, im Regelfall verminderte, Lesedistanzen und Leseraten (verminderte Zuverlässigkeit) aufweisen. Eine Lesezuverlässigkeit der Transponder von hundert Prozent konnte nicht erreicht werden. Die zu erzielenden Lesedistanzen können von einigen Zentimetern bis hin zu 10 m variieren. Die dadurch zu erreichende Zuverlässigkeit (nach aktueller Erfahrung: 5 – 99 %) der Transponder variiert somit ebenso.

Der Grund für dieses Phänomen ist die Einflussnahme dielektrischer Materialien auf die elektromagnetische Wellenausbreitung eines Transponders. Diese Einflussnahme ist in ihrer Ausprägung primär von der Abstrahlcharakteristik der verwendeten RFID-Transponder-Antenne abhängig. Wie in Kapitel 2.5 beschrieben, werden für UHF-Transponder typischerweise Dipolantennen eingesetzt. Diese weisen, wie in Kapitel 2.3.3 dargestellt, eine donut-förmige Abstrahlcharakteristik auf. Betrachtet man ein typisches Szenario, z. B. die Identifikation eines Produktes mit einem auf der Verpackung angebrachten UHF-RFID-Transponder, so muss festgestellt werden, dass die Dipolantenne im Sendebetrieb elektromagnetische Wellen in den Freiraum, weg vom Produkt, sowie auch durch die Verpackung in das Innere abstrahlt (siehe Abbildung 42). Diese sich im Nahfeldbereich befindlichen, dielektrischen Materialien der Verpackung (z. B. Papier, Karton, ...) und dessen Inhalt führen zu der bereits beschriebenen Dämpfung, Reflektion und Streuung elektromagnetischer Wellen, welche direkt die Funktionalität des Transponders beeinflussen.

3. UHF-RFID-Transponder Antennenstrukturen für Anwendungen auf dielektrischen Medien

Konkret kommt es an den Grenzflächen und im Inneren dielektrischer Materialien zu Dämpfungs-, Reflektions- und Beugungserscheinungen elektromagnetischer Wellen, welche im Nahfeldbereich einer Antenne dessen Eigenschaften (u. a. Rückstreuungskoeffizienten/Streuparameter) beeinflussen. Der Nachweis dieses Effektes ist im Anhang F am Beispiel eines handelsüblichen UHF-RFID-Transponders angeführt. Die Abbildung 43 beziehungsweise die Abbildung F11 (im Anhang F) soll die Abhängigkeit verschiedener sich im Nahfeldbereich einer UHF-RFID-Transponder-Antenne befindlicher dielektrischer Materialien auf die Antennen-Streuparameter illustrieren.

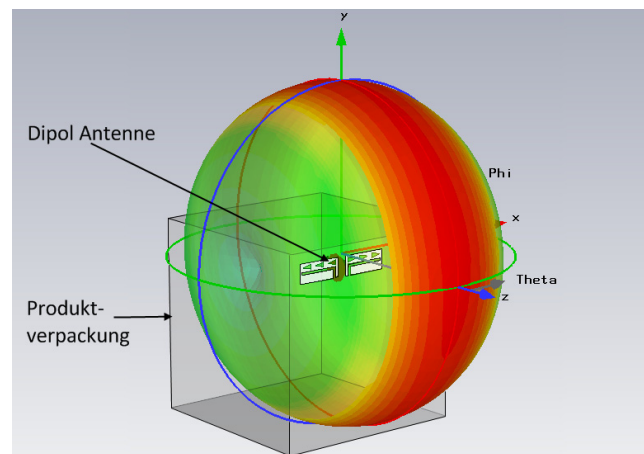


Abbildung 42: Dipol-Abstrahlcharakteristik eines UHF-Transponders an einer Produktverpackung [Ref47]

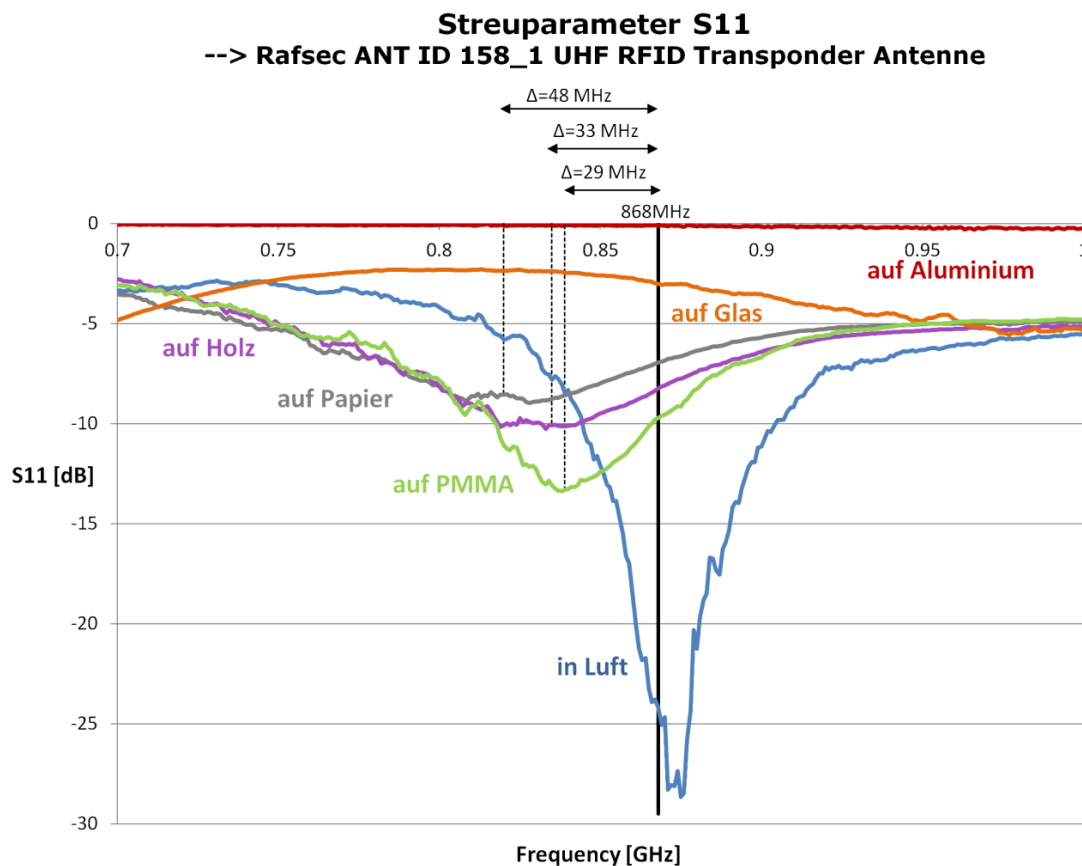


Abbildung 43: Streuparameter S11 einer UHF-RFID-Transponder-Antenne (Rafsec ANT ID 158_1) in Abhängigkeit verschiedener sich im Nahfeldbereich befindlicher dielektrischer Materialien

3. UHF-RFID-Transponder Antennenstrukturen für Anwendungen auf dielektrischen Medien

Neben der technischen Herausforderung einer mangelnden Lesbarkeit und Zuverlässigkeit von UHF-RFID-Transpondern auf verschiedenen dielektrischen Materialien, stellt die industrielle Forderung nach immer kostengünstigeren Herstellungsverfahren der RFID-Transponder eine zusätzliche Herausforderung dar. Um diesen Anforderungen gerecht zu werden, können, wie in Kapitel 2.5 beschrieben, Druckverfahren zur Herstellung von Transponder-Antennen eingesetzt werden. Die Anwendung von Druckverfahren zur Herstellung von Antennenstrukturen ist bis heute noch nicht vollständig erforscht. Das Drucken von z. B. Silber-Tinten/-Pasten ist allerdings als Stand der Technik zu definieren. Diese Tinten sind aufgrund der guten Verfügbarkeit und der hohen zu erzielenden elektrischen Leitfähigkeit im Bereich von 10^6 S/m bis 10^7 S/m besonders für die Herstellung von Antennenstrukturen geeignet, beliebt und anwendungsspezifisch erforscht [Ref25, Ref26, Ref27, Ref28]. Dabei spielen die Druckverfahren Inkjet, Tiefdruck und Siebdruck eine Schlüsselrolle.

3.2 Entwurf und Simulation angepasster Antennendesigns

Wie in Kapitel 2.1 hergeleitet und in Anhang F messtechnisch nachgewiesen, weist eine UHF-RFID-Transponder-Antenne auf verschiedenen dielektrischen Materialien unterschiedliche Eigenschaften auf. Dies führt in der Anwendung (z. B. Identifikation von Gütern und Produkten) zu sehr unterschiedlichen Identifikationsraten und Lese- und Schreibdistanzen. Die geforderte, hundertprozentige Identifikation verschiedener Güter und Produkte unterschiedlicher Materialien kann mit einer Transponder-Antenne nicht gewährleistet werden. Um allerdings eine nahezu hundertprozentige Identifikation mittels der RFID-Technologie zu garantieren, müssen anwendungs- bzw. materialspezifisch angepasste Antennenstrukturen entworfen werden [Ref29]. Der Entwurf angepasster UHF-RFID-Transponder-Antennen soll nachfolgend beschrieben werden.

Hinsichtlich des Antennenentwurfs und der späteren Simulation der Antenneneigenschaften müssen zu Beginn anwendungs- und herstellungsspezifische Parameter definiert werden.

- Adressierte Resonanzfrequenz, Frequenzbandbreite und Abstrahlcharakteristik der Antenne
- Impedanz der Antenne
- Form, Geometrie und Materialeigenschaften (Permittivität und Permeabilität) des anwendungsspezifisch zu identifizierenden Objektes
- Herstellungsspezifische Eigenschaften:
 - o Herstellungsverfahren (Druckverfahren: Inkjet, Siebdruck oder Tiefdruck)
 - o Drucksubstrateigenschaften (Material, Permittivität, Permeabilität, Größe und Dicke)
 - o Eigenschaften der zu erwartenden leitfähigen Druckschicht (Material [Tinte/Paste], Leitfähigkeit, Schichtdicke)

Für eine wissenschaftliche Untersuchung wurden Parameter für vier verschiedene Anwendungsszenarios wie folgt definiert:

- Adressierte Resonanzfrequenz: 898 MHz (Mittenfrequenz zw. UHF-RFID Europa 868 MHz und UHF RFID Asien und USA 928 MHz)
- 3 dB Frequenzbandbreite: ≥ 60 MHz
- Abstrahlcharakteristik der Antenne: keine Vorgabe
- Antennenherstellung im Druckverfahren auf ein Papier-Substrat

3. UHF-RFID-Transponder Antennenstrukturen für Anwendungen auf dielektrischen Medien

- Aufbringung der Papier-Substrate + Antenne auf ein definiertes dielektrisches Material
- Impedanz der Antenne: 50Ω
 - a) Funktion im Freiraum / Luft ($\epsilon_r = 1.00059, \mu_r = 1$)
 - b) Funktion auf einem $200 \times 200 \times 4 \text{ mm}^3$ Papierstapel ($\epsilon_r = 2.73, \mu_r = 1$) @ 898 MHz
 - c) Funktion auf einer $200 \times 200 \times 4 \text{ mm}^3$ Birkenholzplatte ($\epsilon_r = 2.3, \mu_r = 1$) @ 898 MHz
 - d) Funktion auf einer $200 \times 200 \times 5 \text{ mm}^3$ Glasscheibe ($\epsilon_r = 4.83, \mu_r = 1$) @ 898 MHz
- Herstellungsspezifische Eigenschaften:
 - o Druckverfahren: Siebdruck
 - o Drucksubstrat: Papier, $\epsilon_r = 2.73, \mu_r = 1, 130 \times 42 \times 0.175 \text{ mm}^3$
 - o Eigenschaften der zu erwartenden leitfähigen Druckschicht (Silber, Leitfähigkeit $\approx 4 \cdot 10^6 \text{ S/m}$, Schichtdicke: $4.5 \mu\text{m}$)

Um die Abhängigkeit des Antennendesigns von der dielektrischen Umgebung zu demonstrieren, wurde anhand der aufgelisteten Parameter ein Dipol-Antennendesign (siehe Abbildung 44) für eine Funktion auf einem Drucksubstrat (Papier) im Freiraum (Luft) entworfen, welches anschließend in der Formgebung so optimiert wurde, dass weitere anwendungsspezifische Antennen erzielt wurden.

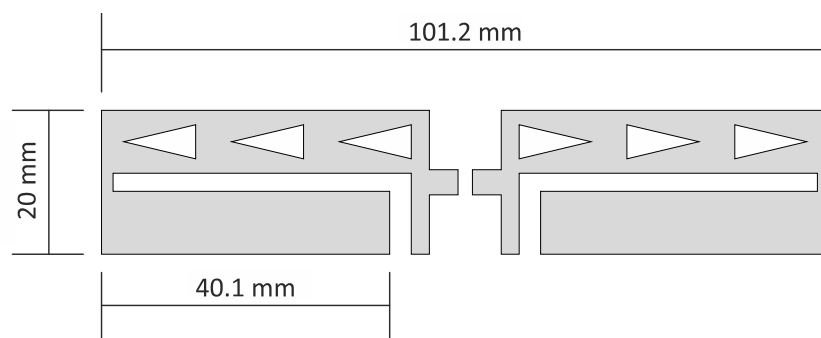


Abbildung 44: UHF-RFID-Transponder-Dipol-Antennendesign – a) Anpassung an die dielektrische Umgebung Luft und auf ein Drucksubstrat (Papier)

Im Zentrum der Antennenstruktur befinden sich zwei integrierte, rechteckige Kontaktflächen (Ein- und Ausgangsport der Antenne), an denen später ein UHF-RFID-Transponder-Chip elektrisch kontaktiert werden kann. Die beiden Dipolare verlaufen vom Zentrum nach außen und sind jeweils einmal nach innen gefaltet. Diese Faltung ermöglicht eine Minimierung der Antennenlänge auf 101.2 mm ($\approx 0.3 \lambda$). Um eine Leistungssteigerung der Antennenperformance zu erzielen, wurden in jedem Dipolarm drei Dreiecksflächen ausgespart. Die dadurch entstandenen Dreiecksanten können als Dipolelemente definiert werden, welche aufgrund ihrer Ausrichtung zueinander Interferenzerscheinungen elektromagnetischer Wellen hervorrufen und somit den Antennengewinn steigern.

Aufgrund der komplexen Formgebung der Antennenstruktur ist eine numerische Lösung der Antenneneigenschaften, wie in Kapitel 2.3.3 beschrieben, extrem aufwendig, da eine Vielzahl (hundert Tausende) von unterschiedlich ausgerichteten, finiten Dipolelementen gegenseitig interagieren.

3. UHF-RFID-Transponder Antennenstrukturen für Anwendungen auf dielektrischen Medien

Für die Berechnung der Antenneneigenschaften, wie zum Beispiel Streuverhalten, Impedanz, Stehwellenverhältnis und Abstrahlcharakteristik, können Simulationstools, wie zum Beispiel CST STUDIO SUITE Microwave Studio (Quelle: <http://www.cst.com/Content/Products/MWS/Overview.aspx>), ANSYS HFSS (Quelle: <http://www.ansoft.com/products/hf/hfss/>) oder FEKO (Quelle: <http://www.feko.info/>), herangezogen werden. Diese Tools verwenden zur Berechnung der Antenneneigenschaften neben der finiten Elementmethode auch die ‚Method of Moments‘. Eine Kombination der Methoden erhöht die Genauigkeit der Simulationsergebnisse in Bezug auf verschiedenste Antennenszenarien.

Innerhalb dieser Tools kann ein Antennendesign mit Hilfe einer CAD-Umgebung dreidimensional konstruiert und abgebildet werden. Eine anschließende Berechnung der Antenneneigenschaften ist möglich. Alle in dieser Arbeit aufgeführten Simulationen und deren Ergebnisse wurden mit dem Softwaretool CST Studio SUITE Microwave Studio durchgeführt bzw. ermittelt. Abbildung 45 zeigt die Softwareoberfläche mit dem konstruierten Dipol-Antennendesign auf einem Drucks substrat (Papier). Im Zentrum der Antenne (rot dargestellt) befindet sich der Signal-Ein- und -Ausgang (Port 1).

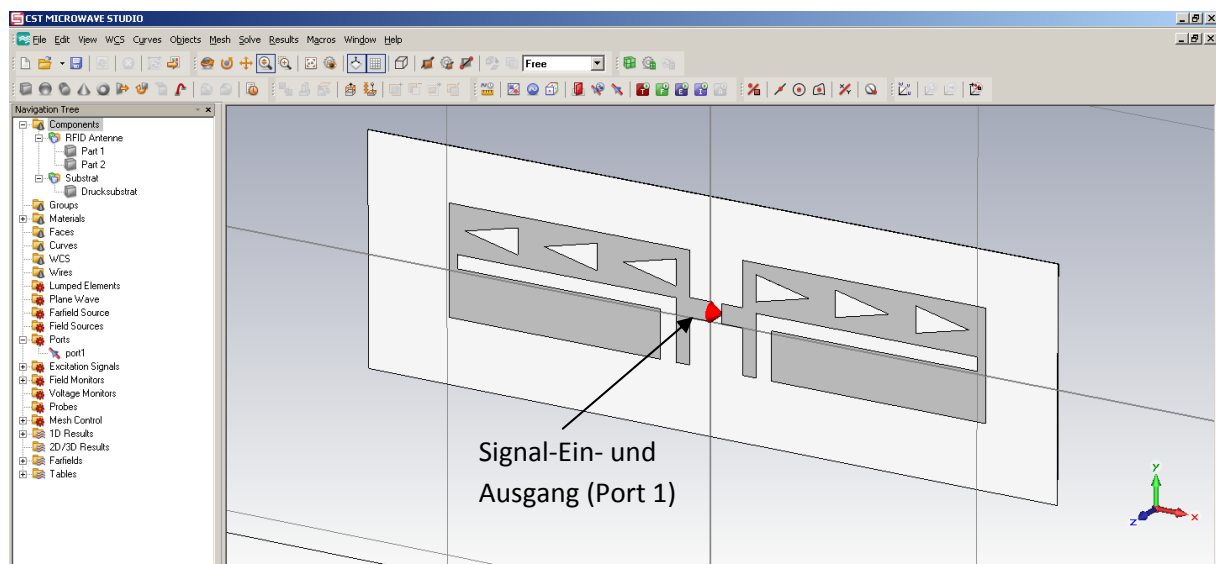


Abbildung 45: CST Microwave Studio mit konstruiertem Antennendesign - Anpassung an die dielektrische Umgebung Luft und ein Drucks substrat (Papier)

Nachfolgend sollen die Simulationsergebnisse/Antenneneigenschaften des Dipol-Antennendesigns dargestellt werden.

3. UHF-RFID-Transponder Antennenstrukturen für Anwendungen auf dielektrischen Medien

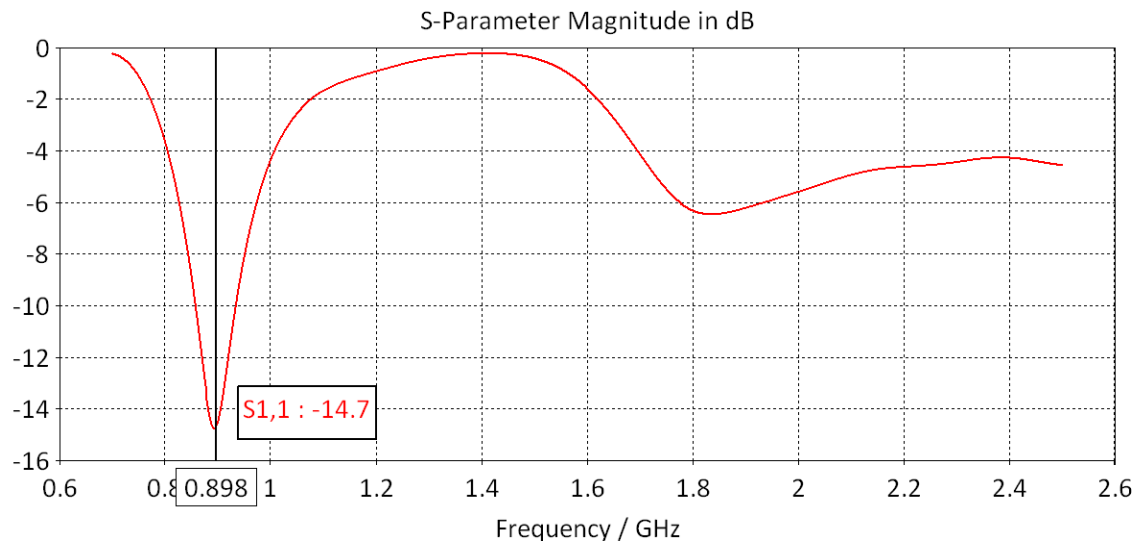


Abbildung 46: Streuparameter S11 des Dipol-Antennendesigns

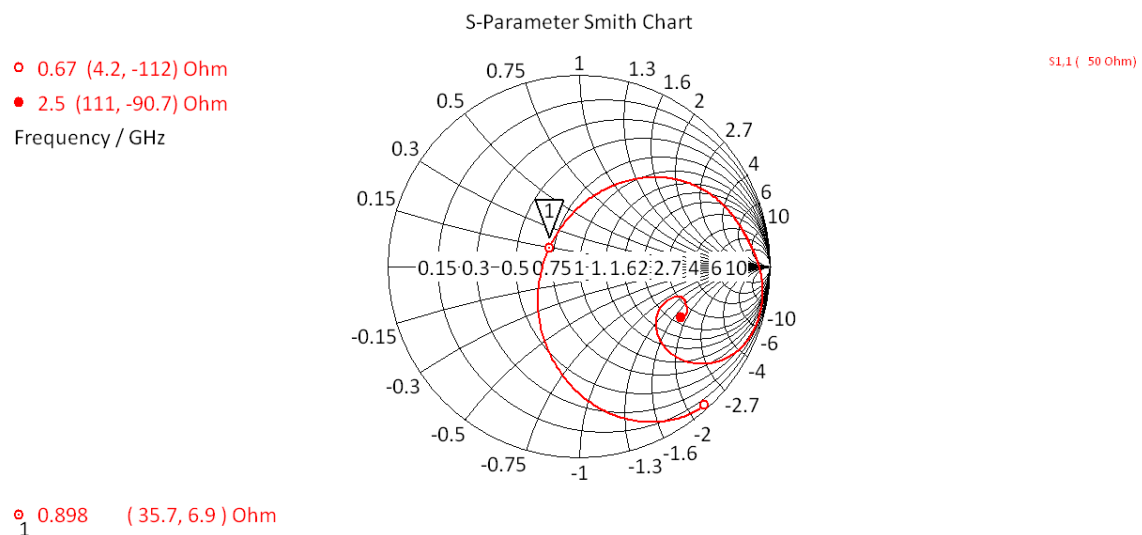


Abbildung 47: Impedanz im Smith Chart des Dipol-Antennendesigns

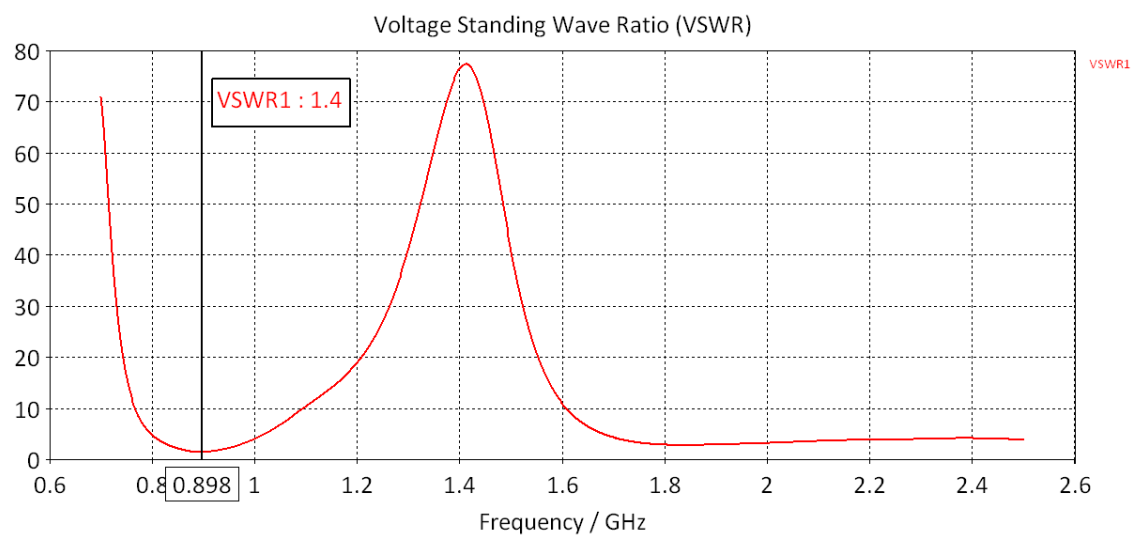


Abbildung 48: Stehwellenverhältnis des Dipol-Antennendesigns

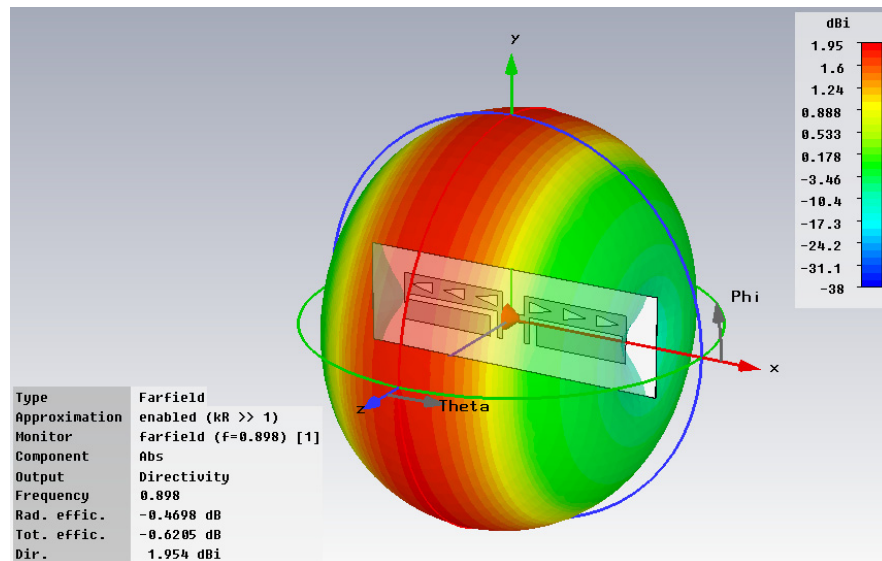


Abbildung 49: 3D-Abstrahlcharakteristik (Richtgewinn) des Dipol-Antennendesigns

Anhand der dargestellten Streuparameter (Abbildung 46) der entworfenen Antenne wird ersichtlich, dass diese bei einer Frequenz von 898 MHz wie gefordert ein Resonanzverhalten aufweist. Die adressierte Impedanz von 50Ω konnte mit $(35.8 + j7.1) \Omega$ bei 898 MHz (siehe Abbildung 47) nicht exakt erreicht werden. Das Stehwellenverhältnis (siehe Abbildung 48) entspricht mit einem Wert kleiner 2 den Anforderungen. Betrachtet man die Abstrahlcharakteristik der Antenne (siehe Abbildung 49) so wird ersichtlich, dass sich diese dipoltypisch ausbildet und mit einem Richtgewinn von 1.9 dBi einen entsprechenden Maximalwert aufweist. Ebenso bestätigen die berechnete Abstrahleffizienz von -0.47 dB (0.897) und die totale Effizienz der Antenne von -0.62 dB (0.867) (siehe Abbildung 49 unten links) die gute Funktionalität des Antennendesigns.

Um auch den Einfluss dielektrischer Materialien auf die Wellenausbreitung einer RFID-Transponder-Antenne anhand von Simulationen nachzuweisen, wurden die Streuparameter S11 der entworfenen Antenne (siehe Abbildung 44) hinsichtlich der folgenden dielektrischen Materialien

- Freiraum / Luft ($\epsilon_r = 1.00059$, $\mu_r = 1$)
- $200 \times 200 \times 4 \text{ mm}^3$ Papierstapel ($\epsilon_r = 2.73$, $\mu_r = 1$) @ 898 MHz
- $200 \times 200 \times 4 \text{ mm}^3$ Birkenholzplatte ($\epsilon_r = 2.3$, $\mu_r = 1$) @ 898 MHz
- $200 \times 200 \times 5 \text{ mm}^3$ Glasscheibe ($\epsilon_r = 4.83$, $\mu_r = 1$) @ 898 MHz

simuliert und in Abbildung 51 dargestellt. Abbildung 50 zeigt das Simulationsszenario c).

3. UHF-RFID-Transponder Antennenstrukturen für Anwendungen auf dielektrischen Medien

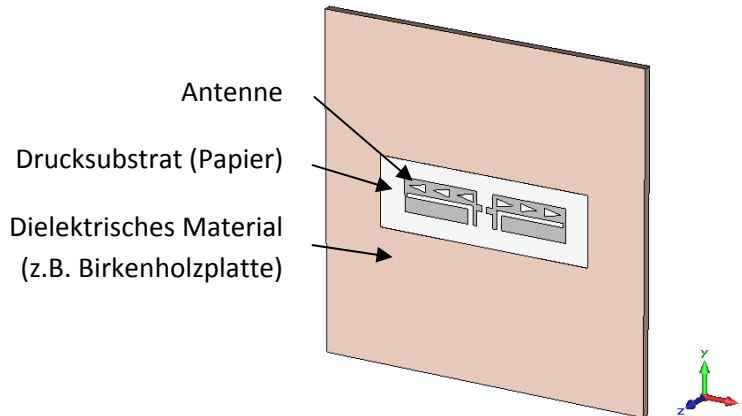


Abbildung 50: CST-Simulationsszenario - Antenne auf einem Papiersubstrat (weiß) in direkter Umgebung eines dielektrischen Materials

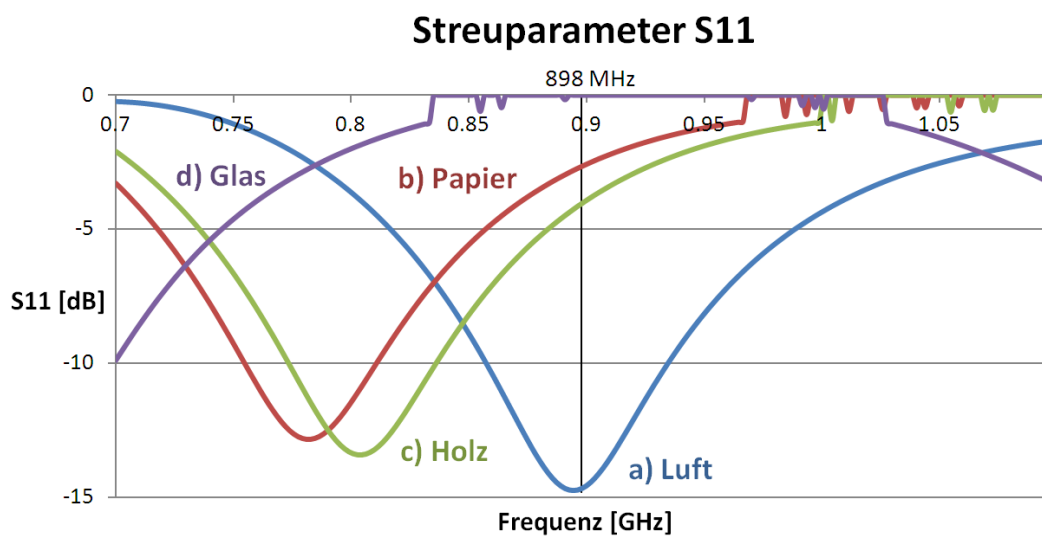


Abbildung 51: Streuparameter des UHF-RFID-Transponder-Antennendesigns angepasst für Luft in Abhängigkeit verschiedener sich im Nahfeld befindlicher dielektrischer Materialien

Auch in Abbildung 51 ist zu erkennen, dass eine Verschiebung der Resonanzfrequenz der Antenne auf verschiedenen Materialien eintritt.

Um bei einer Frequenz von 898 MHz ebenso auf Papier, Holz oder Glas ein Resonanzverhalten zu erreichen, wurden, wie nachfolgend in Abbildung 52 bis 54 dargestellt, verschiedene Antennendesign-Optimierungen durchgeführt. Wesentlichste Optimierung ist dabei die gezielte Anpassung der Dipollänge, um eine Abstimmung der Antenne an die materialspezifische effektive Wellenlänge zu erreichen. Hierbei gilt, dass mit steigender Permittivität des dielektrischen Materials, im Nahfeld der Antenne, die effektive Wellenlänge abnimmt und somit die Länge des gefalteten Dipols reduziert werden muss.

3. UHF-RFID-Transponder Antennenstrukturen für Anwendungen auf dielektrischen Medien

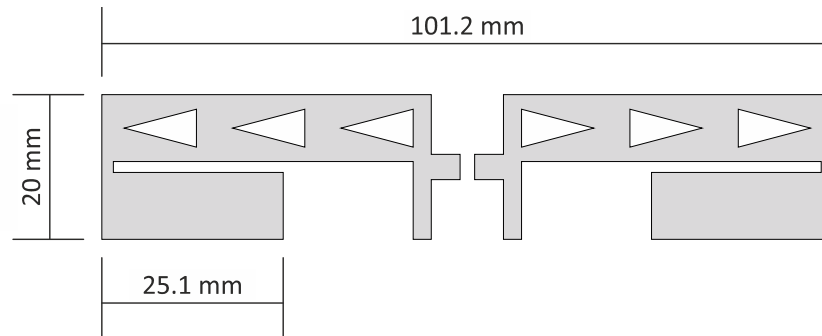


Abbildung 52: UHF-RFID-Transponder-Antennendesign b) angepasst an einen 200 x 200 x 4 mm³ Papierstapel $\epsilon_r = 2.73$ und ein Drucksustrat (Papier)

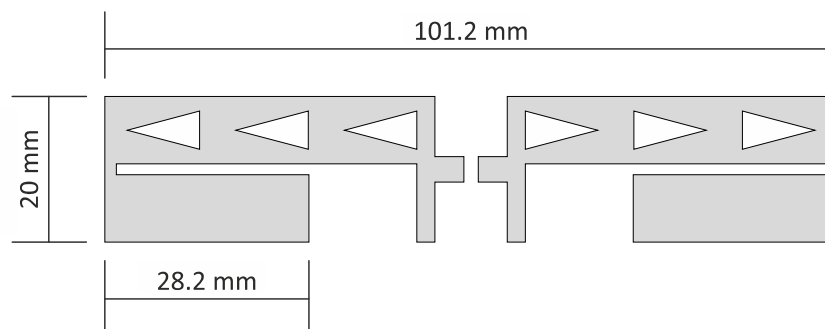


Abbildung 53: UHF-RFID-Transponder-Antennendesign c) angepasst an eine 200 x 200 x 4 mm³ Birkenholzplatte $\epsilon_r = 2.3$ und ein Drucksustrat (Papier)

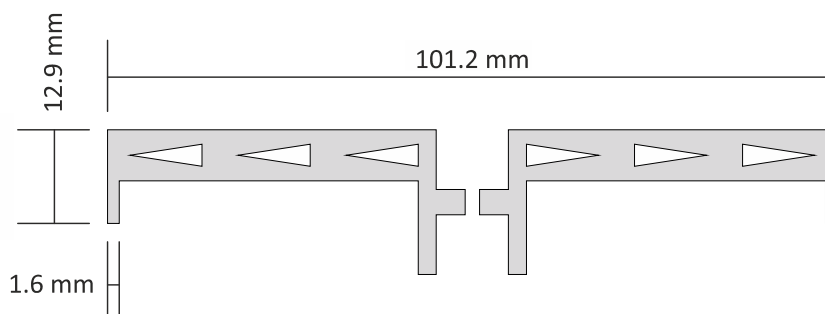


Abbildung 54: UHF-RFID-Transponder-Antennendesign d) angepasst an eine 200 x 200 x 5 mm³ Glasplatte $\epsilon_r = 4.83$ und ein Drucksustrat (Papier)[Ref30]

Die Eigenschaften der Antennendesigns wurden in Bezug auf das jeweilige, dielektrische Material (Papier, Holz oder Glas) in Simulationen errechnet. Um die Antennendesigns charakteristisch zu vergleichen, sind in Abbildung 55 die Streuparameter S_{11} aller Antennen dargestellt. Es ist zu erkennen, dass aufgrund der Design-Veränderungen (siehe Abbildungen 52 bis 54) jeweils eine Resonanzfrequenz der Antennen bei 898 MHz erzielt werden konnte. Lediglich der Rückstreuoeffizient variiert von -14,8 dB bis -25 dB zwischen den einzelnen Designs. Dahingehend variieren im Vergleich zueinander weitere Antennenparameter wie Impedanz, Stehwellenverhältnis und maximaler Richtgewinn (siehe Tabelle 4). Somit ist eine geringe Abweichung der Funktionalität der Antennen zu erwarten.

3. UHF-RFID-Transponder Antennenstrukturen für Anwendungen auf dielektrischen Medien

Tabelle 4: Vergleich simulierter Antennenparameter (angepasster UHF-RFID-Transponder-Antennen) @ 898 MHz

Antennendesign angepasst an ...	S11 Parameter	Impedanz	VSWR	Maximaler Richtgewinn	Totale Effizienz
a) Luft	-14.8 dB	$(35.8 + j7.1) \Omega$	1.4	1.9 dBi	-0.62 dB
b) 200 x 200 x 4 mm ³ Papier	-19.8 dB	$(41.6 + j4.3) \Omega$	1.2	2.0 dBi	-0.14 dB
c) 200 x 200 x 4 mm ³ Holz	-17.4 dB	$(39.9 + j7.1) \Omega$	1.3	1.9 dBi	-0.24 dB
d) 200 x 200 x 5 mm ³ Glas	-25.0 dB	$(45.7 + j3.1) \Omega$	1.1	2.1 dBi	-0.46 dB

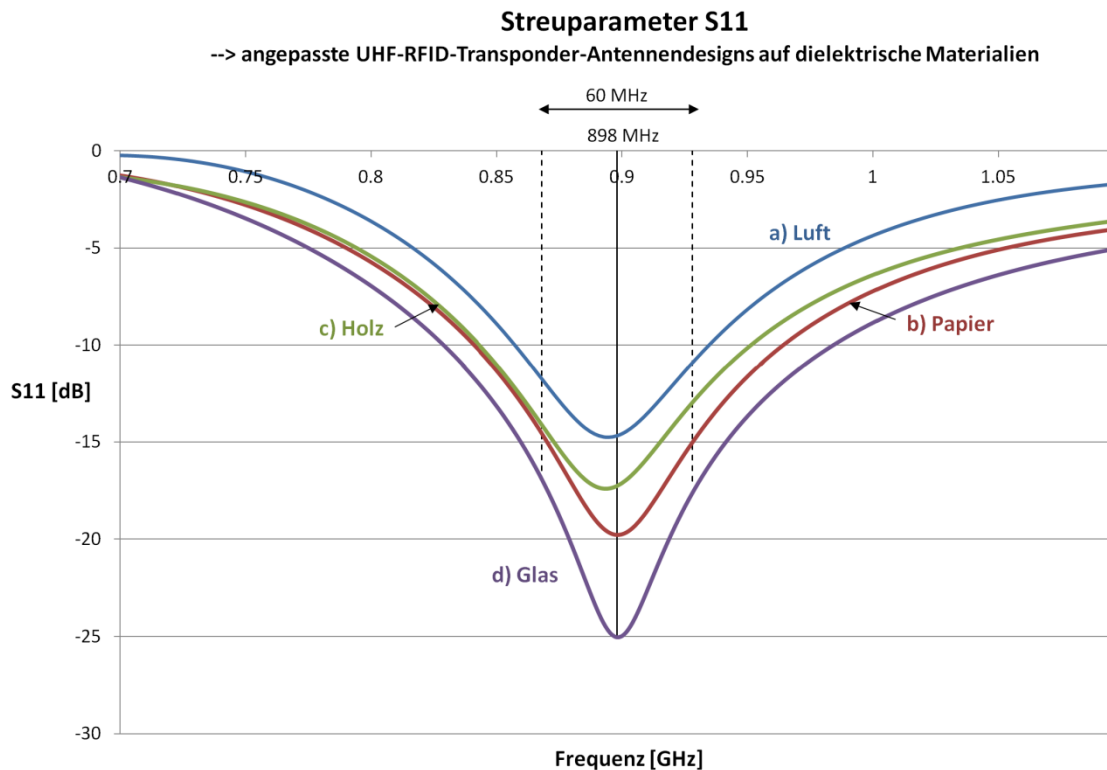


Abbildung 55: Vergleich der Streuparameter S11 angepasster UHF-RFID-Transponder-Antennendesigns auf verschiedenen dielektrischen Materialien

3.3 Herstellung und Vermessung angepasster Antennendesigns

Im Anschluss an die Simulation der Antennenparameter wurden die angepassten Antennendesigns als „.DXF“-Dateiformat aus der CST-Microwave-Studio-Umgebung exportiert, in ein Vektorgrafik-Programm (CorelDRAW X4) importiert und anschließend als hochauflösendes PDF-File exportiert. Wie in Kapitel 3.2 definiert, sollen die entworfenen Antennen im Siebdruckverfahren hergestellt werden. Auf Grundlage des erstellten PDF-Files des Antennendesigns wurde ein Siebdrucksieb durch ein externes Unternehmen hergestellt. Das zur Siebdrucksiebbherstellung gewählte Siebgewebe (PET 1500/0° Spannwinkel, 77-55 YPW [77 Fäden pro cm, 55 µm Garndurchmesser, Y – yellow, PW – Taffet-Bindung, Maschenweite 67 µm]) wurde abhängig von den Eigenschaften (Viskosität und Feststoffanteil) der verwendeten Silber-Siebdruckpaste definiert.

3. UHF-RFID-Transponder Antennenstrukturen für Anwendungen auf dielektrischen Medien

Dabei handelte es sich um die Silberpaste „5064 Silver Conductor“ (http://www2.dupont.com/MCM/en_US/assets/downloads/prodinfo/5064.pdf) des Herstellers DuPont Microcircuit Materials.

Zur Herstellung der Antennen wurde die halbautomatische Siebdruckmaschine E2XL (siehe Abbildung 56) des Herstellers EKRA Automatisierungssysteme GmbH verwendet.

Alle Antennendesigns wurden auf beidseitig ungestrichenes Papiersubstrat (175 g/m²) aufgedruckt. Ein ungestrichenes Papier besteht rein aus natürlichen Fasern und besitzt keine synthetische Oberflächenbeschichtung (Strich). Die hergestellten Schichten (Antennen) wurden im Anschluss bei 120 °C für 30 Minuten im Umluftofen Carbolite 200 des Herstellers Carbolite GmbH getrocknet.



Abbildung 56: Halbautomatische Siebdruckmaschine E2XL

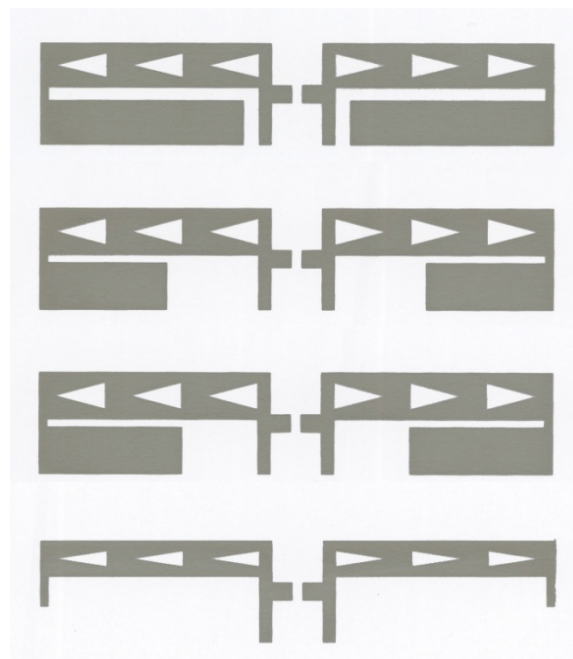


Abbildung 57: Gedruckte Silberschichten (Antennen) auf einem Papiersubstrat (175 g/m² ungestrichen)

3. UHF-RFID-Transponder Antennenstrukturen für Anwendungen auf dielektrischen Medien

Diese drucktechnisch hergestellten Antennen (siehe Abbildung 57) wurden anschließend hinsichtlich drucktechnischer Parameter wie Trockenschichtdicke und Kantenformation sowie funktioneller Parameter wie Flächenwiderstand, elektrische Leitfähigkeit, Streuparameter S11, Impedanz und Stehwellenverhältnis charakterisiert.

Zur Bestimmung der Trockenschichtdicke wurde ein Profilometer (Dektak 150 des Herstellers Veeco) verwendet. Die Trockenschichtdicke ist eine Größe, welche vom verwendeten Sieb, der verwendeten Druckpaste, des verwendeten Drucksubstrates und der Trocknungsmethode abhängt. Es kann festgehalten werden, dass mit steigendem Schichtaufbau des Siebes die Trockenschichtdicke ansteigt. Mit der Verwendung von Druckpasten mit höherer Viskosität können ebenso stärkere Schichtdicken erreicht werden. Drucksubstrate mit homogenen Oberflächen, z. B. PET(Polyethylenterephthalat)- und PEN(Polyethylenaphthalat)-Folien, ermöglichen eine maximale Schichtdicke der gedruckten Schicht (Antenne). Verwendet man allerdings Drucksubstrate mit inhomogenen Oberflächen, wie z. B. Papiere oder Faserverbundwerkstoffe, so sinkt ein Teil des Schichtauftrages in das inhomogene Material (z.B. Fasern) ein.

Da allen hergestellten Antennen (aus Kapitel 3.2) die gleichen Parameter zugrunde liegen, weisen alle Schichten eine gleiche durchschnittliche Trockenschichtdicke auf. Diese beträgt im *Mittel* 3.8 μm . Die Silberschicht weist auf dem Papiersubstrat darüber hinaus einen arithmetischen Mittelrauwert R_a von 0.7 μm , einen quadratischen Mittelrauwert R_q von 0.9 μm und eine Profilgesamthöhe (Rautiefe) R_t von 5.3 μm auf.

Die Kantenformation (Gestalt/Ausprägung der Kante einer gedruckten Schicht, siehe Abbildung 58) wurde mit Hilfe eines Rasterelektronenmikroskops TM 1000 des Herstellers Hitachi charakterisiert. Die in Abbildung 58 sichtbar wellige Kante ist typisch für Schichten, die im Siebdruckverfahren hergestellt wurden. Die wellige Form wird durch die Maschen des Siebes hervorgerufen. Dabei können Fehlstellen mit einer Kantenabweichung von 60 μm in regelmäßigen Abständen auftreten.

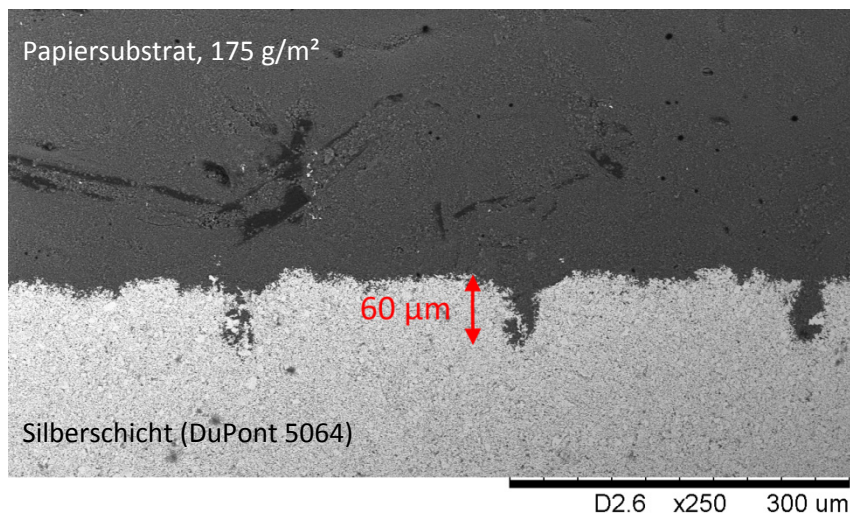


Abbildung 58: REM-Aufnahme (Kantenformation) einer im Siebdruckverfahren hergestellten Silberschicht auf einem Papiersubstrat

Die Bestimmung des Flächenwiderstandes und der elektrischen Leitfähigkeit wurde mit einem Messaufbau bestehend aus einem Süss Messprober PM5 und einem Dual Channel Source Meter Keithley 2612 durchgeführt.

3. UHF-RFID-Transponder Antennenstrukturen für Anwendungen auf dielektrischen Medien

Mit Hilfe der 4-Punkt-Messmethode nach Van der Pauw konnten ein Flächenwiderstand von $75 \text{ m}\Omega/\square$ und eine elektrische Leitfähigkeit von $3.4 \cdot 10^6 \text{ S/m}$ ermittelt werden. Letzter Wert weicht im Vergleich zu dem in Kapitel 3.2 definierten Wert von $\approx 4 \cdot 10^6 \text{ S/m}$ nur leicht ab. Dahingehend lässt sich das Messergebnis mit den bestehenden Erfahrungswerten vergleichen und bestätigen. Der zur Messung eingespeiste Strom betrug 350 mA.

Die Antenneneigenschaften der einzelnen angepassten Antennendesigns wurden jeweils szenariospezifisch

- a) in Luft
- b) auf einem $200 \times 200 \times 4 \text{ mm}^3$ Papierstapel
- c) auf einer $200 \times 200 \times 4 \text{ mm}^3$ Birkenholzplatte
- d) auf einer $200 \times 200 \times 5 \text{ mm}^3$ Glasscheibe

in der Absorberkammer vermessen.

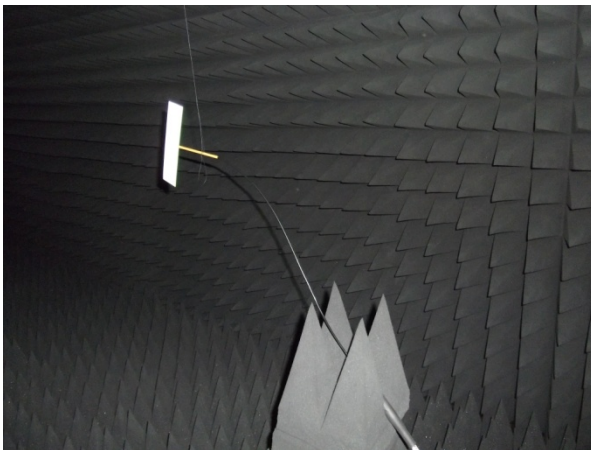


Abbildung 59: Antennendesign angepasst an a) Luft

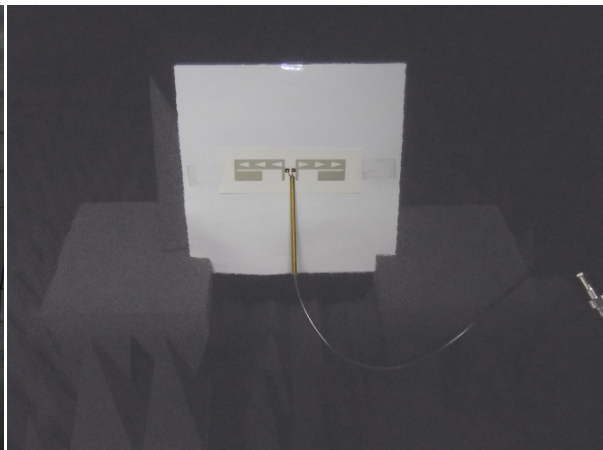


Abbildung 60: Antennendesign angepasst an b) Papier

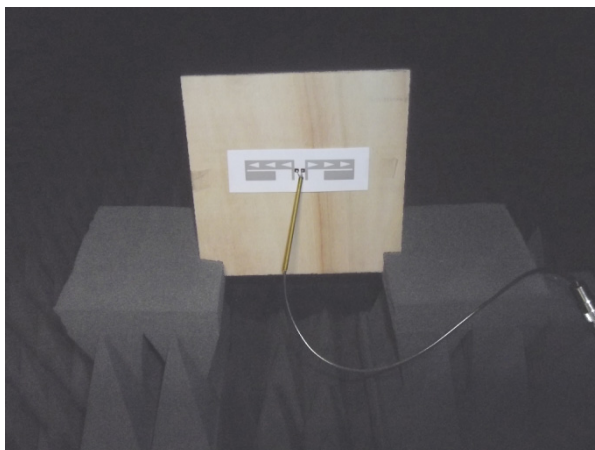


Abbildung 61: Antennendesign angepasst an c) Holz

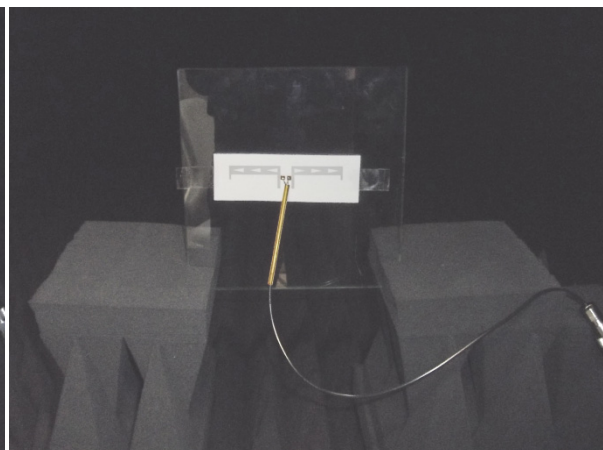


Abbildung 62: Antennendesign angepasst an d) Glas

Den nachfolgenden Messergebnissen liegt ein Messaufbau bestehend aus einem Netzwerkanalysator (Rohde&Schwarz ZVL6, Eingangsimpedanz 50Ω), zwei koaxialen Messleitungen (Rohde&Schwarz ZV-Z191) sowie einem Koaxialkabel der Firma Telegärtner (L01020A0026 Low Los) zugrunde.

3. UHF-RFID-Transponder Antennenstrukturen für Anwendungen auf dielektrischen Medien

Der Messaufbau wurde am Netzwerkanalysator mit Hilfe eines Kalibrierkits (Rohde&Schwarz N CalKit 50 Ω Female ZV-Z121) vollständig kalibriert. Die zu vermessenden Antennen wurden jeweils mit einem Koaxial-Messkabel mit zwei Kupfer-Kontaktflächen ($3 \times 3 \text{ mm}^2$) an die Kontaktflächen der Antenne mit Hilfe des z-leitfähigen anisotropen Klebandes (Electrically Conductive Adhesive Transfer Tape #9703 8017 086) elektrisch kontaktiert. Am Koaxial-Messkabel wurde ein Symmetrieanpassungsstück ($\lambda/4$ -Messinghülse) zur Charakterisierung der Dipolantennen angebracht. Die Abbildungen 59 bis 62 zeigen die jeweiligen Messaufbauten in der Absorberkammer. Die messtechnisch aufgenommenen Streuparameter des jeweiligen Antennendesigns und dessen Messszenario sind in Abbildung 63 zusammenfassend dargestellt. Aus dieser Abbildung wird ersichtlich, dass die Antennendesigns in Hinblick auf das jeweilige dielektrische Material (Luft, Holz oder Glas) ein Resonanzverhalten bei einer Frequenz von 898 MHz aufweisen. Lediglich das Antennendesign hinsichtlich des dielektrischen Materials Papier weist ein Resonanzverhalten bei einer leicht abweichenden Frequenz von 889 MHz auf.

Vergleicht man allgemein die Messergebnisse aus Abbildung 63 mit den Simulationsergebnissen aus Abbildung 55, so kann man feststellen, dass sich der Rückstreukoeffizient (Scattering Parameter S11 in [dB]) im Resonanzfrequenzbereich um bis zu 4 dB unterscheidet. Unter Berücksichtigung einer Vielzahl von Einflussparametern konnten die Simulationsergebnisse mit den Messergebnissen mit geringen Abweichungen bestätigt werden. Dies trifft ebenso auf die Größen Impedanz @ 898 MHz sowie Stehwellenverhältnis @ 898 MHz zu (Tabelle 4 und 5).

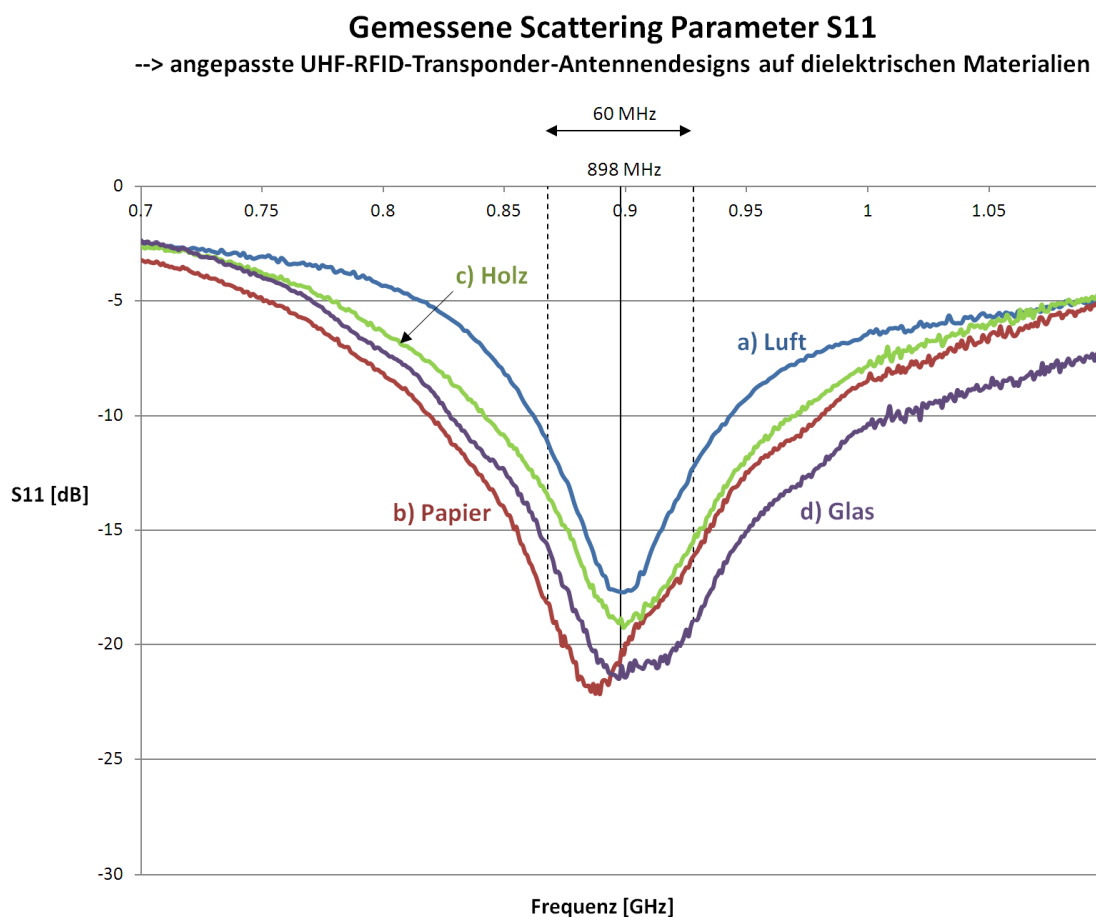


Abbildung 63: Vergleich der gemessenen Streuparameter S11 angepasster UHF-RFID-Transponder-Antennendesigns auf verschiedenen dielektrischen Materialien

3. UHF-RFID-Transponder Antennenstrukturen für Anwendungen auf dielektrischen Medien

Tabelle 5: Vergleich gemessener Antennenparameter (angepasster UHF-RFID-Transponder-Antennen) @ 898 MHz

Antennendesign angepasst an ...	S11 Parameter	Impedanz	VSWR
a) Luft	-17.7 dB	$(41.2 + j8.1) \Omega$	1.30
b) 200 x 200 x 4 mm ³ Papier	-20.3 dB	$(45.1 + j7.9) \Omega$	1.21
c) 200 x 200 x 4 mm ³ Holz	-18.8 dB	$(40.2 + j3.2) \Omega$	1.26
d) 200 x 200 x 5 mm ³ Glas	-20.9 dB	$(42.9 + j4.5) \Omega$	1.20

3.4 Antennenoptimierung hinsichtlich Funktions- und Herstellungsparametern (Druckparametern)

Wie in Kapitel 3.2 beschrieben, ist die Performance einer gedruckten Antenne neben den Form-, Geometrie- und Materialeigenschaften (Permittivität und Permeabilität) eines anwendungsspezifischen zu identifizierenden Objektes ebenfalls von den herstellungsspezifischen Eigenschaften der einzelnen Druckverfahren (z. B.: Inkjet, Siebdruck oder Tiefdruck) abhängig.

Betrachtet man die Herstellung von gedruckten Antennen im Tiefdruckverfahren, so sind Prozessparameter wie die Druckgeschwindigkeit, die Formgebung/Eigenschaften der Druckform sowie die Rheologie der verwendeten leitfähigen Paste von Bedeutung. Diese Prozessparameter können die Eigenschaften der hergestellten leitfähigen Druckschicht (Antenne) hinsichtlich Leitfähigkeit, Schichtdicke und Homogenität, und somit die Performance der Antenne beeinflussen. Weiterhin spielen ebenso die bereits erwähnten Drucksubstrateigenschaften (Material, Permittivität, Permeabilität, Größe und Dicke) eine Rolle.

Einfluss der Druckgeschwindigkeit:

In den nachfolgenden Untersuchungen [Ref31] soll die Abhängigkeit des Prozessparameters Druckgeschwindigkeit auf die Performance gedruckter Antennen betrachtet werden. Basis der Untersuchungen soll ein UHF-RFID-Transponder-Antennenszenario mit folgenden Zielparametern sein:

- Resonanzfrequenz = 868 MHz
- Impedanz = 50 Ω
- Funktion auf einer 200 x 200 x 4 mm³ Glasscheibe ($\epsilon_r = 4.83$, $\mu_r = 1$)

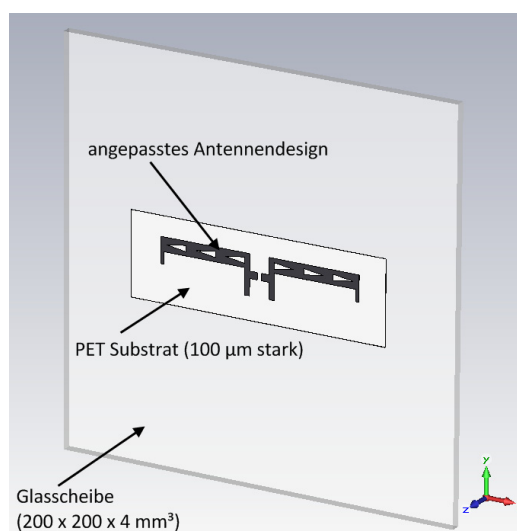


Abbildung 64: Schematische Darstellung des UHF-RFID-Transponder-Antennenszenario auf Glas [Ref31]

3. UHF-RFID-Transponder Antennenstrukturen für Anwendungen auf dielektrischen Medien

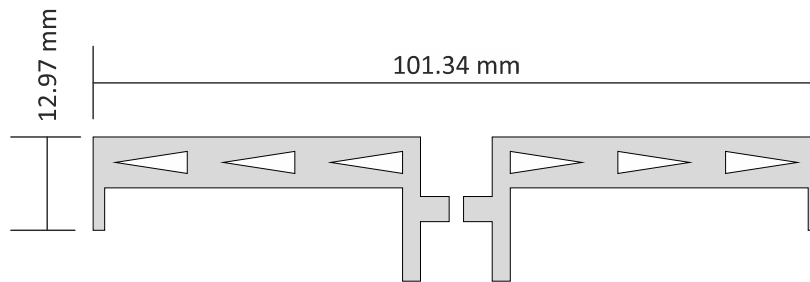


Abbildung 65: Angepasstes UHF-RFID-Transponder-Antennendesign für eine Anwendung auf einer Glasscheibe

Für dieses Szenario (siehe Abbildung 64) wurde eine angepasste Antennenstruktur (Abbildung 65), vergleichbar mit der Antennenstruktur in Kapitel 3.2 Abbildung 54, verwendet. Dieses Antennendesign wurde mittels elektromechanischer Gravur durch die Firma Sächsische Walzengravur GmbH auf eine Tiefdruckform (Tiefdruckzylinder) übertragen. Diese Druckform (siehe Detailabbildung 66) zeichnet sich durch eine Rasterweite von 70 Linien/cm aus. Die Vertiefungen (Näpfchen) haben eine durchschnittliche Tiefe von 34 µm bei einer Öffnungsbreite von 123 µm. Die vorhandenen Stege weisen eine Wandstärke von 20 µm auf. Das Verhältnis zwischen Wandstärke und Öffnungsbreite beträgt somit ca. 1:6.

Im Anschluss an die Installation des Tiefdruckzylinders in die Labormaschine „LaborMANgravure“ wurden Druckversuche unterschiedlicher Druckgeschwindigkeiten (0.01 m/s, 0.02 m/s, 0.03 m/s, 0.04 m/s, 0.05 m/s, 0.1 m/s, 0.2 m/s, 0.3 m/s), bei Verwendung einer Silberpaste (DuPont 5064 mit 19 Gewichtsprozent Zusatz an Ethylen-Glycol-Diacetat), durchgeführt. Die Wahl der Druckgeschwindigkeiten richtete sich nach den Eigenschaften (z. B.: der Viskosität) der verwendeten Silberpaste, um eine qualitativ hochwertige Abbildung des Druckbildes auf das Drucksubstrat (100 µm PET Folie Melinex 401 CW) zu erzielen. Die auf das PET-Substrat aufgetragenen Silberschichten (Antennen) wurden direkt nach dem Druckprozess in der Trockenstrecke der Druckmaschine getrocknet. Nach einer Separation der Antennen wurden diese einzeln auf eine Glasscheibe (200 x 200 x 4 mm³) aufgebracht und in der Absorberkammer mit Hilfe des Netzwerkanalysators (ZVL6) vermessen.

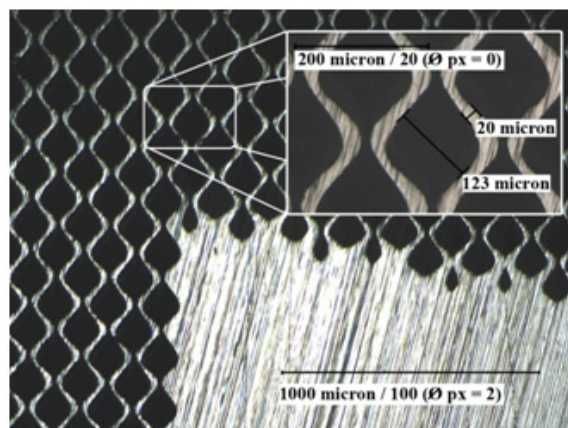


Abbildung 66: Mikroskopaufnahme der Oberfläche eines Tiefdruckzylinders [Ref31]

Die Messergebnisse der Netzwerkanalysen sind in Abbildung 67 dargestellt. Diese zeigen eine starke Abhängigkeit zwischen den frequenzabhängigen Streuparametern und der Druckgeschwindigkeit, mit welcher die Antennen im Tiefdruckverfahren hergestellt wurden.

3. UHF-RFID-Transponder Antennenstrukturen für Anwendungen auf dielektrischen Medien

Diese Abhängigkeit resultiert aus den Tinteneigenschaften (u.a. Viskosität), welche abhängig von der Druckgeschwindigkeit zu einem spezifischen Tintenübertrag auf das Drucksubstrat führen. Dies wiederum führt zu Veränderungen der Antennengröße (siehe Abbildung 68), der elektrischen Eigenschaften (Flächenwiderstand und elektr. Leitfähigkeit, siehe Tabelle 6), der Druckschicht und der Qualität/Homogenität (siehe Abbildung 69) der gedruckten Schichten. Dabei zeichnet sich ein Prozessfenster von 0.1 m/s bis 0.2 m/s ab. In diesem weisen die gedruckten Antennen die gewünschte Leistungsfähigkeit auf. Bei geringer Druckgeschwindigkeit kleiner 0.1 m/s nimmt die Antennengröße (siehe Abbildung 68) zu, die Flächendeckung (siehe Abbildung 69) und die elektrischen Eigenschaften (siehe Tabelle 6) nehmen ab.

All diese Faktoren wirken sich negativ auf die Antennenperformance aus. Die zunehmende Antennengröße (Antennenfläche) resultiert in einer Verschiebung der Resonanzfrequenz hin zu einer niedrigeren Frequenz (siehe Abbildung 67). Gleichzeitig führen die abnehmende Flächendeckung und die schlechteren elektrischen Eigenschaften der Silberschicht zu einer Abnahme des Rückstreuungskoeffizienten der Antenne. Ab einer Druckgeschwindigkeit kleiner 0.05 m/s kann daher die Funktionalität der Antennen nicht mehr gewährleistet werden.

Wird die Druckgeschwindigkeit größer als 0.2 m/s gewählt, so nimmt die Antennengröße leicht ab, Fehlstellen, sogenannte „Missing Dots“, im Druckbild treten auf und es stellt sich erneut eine verminderte Antennenperformance ein.

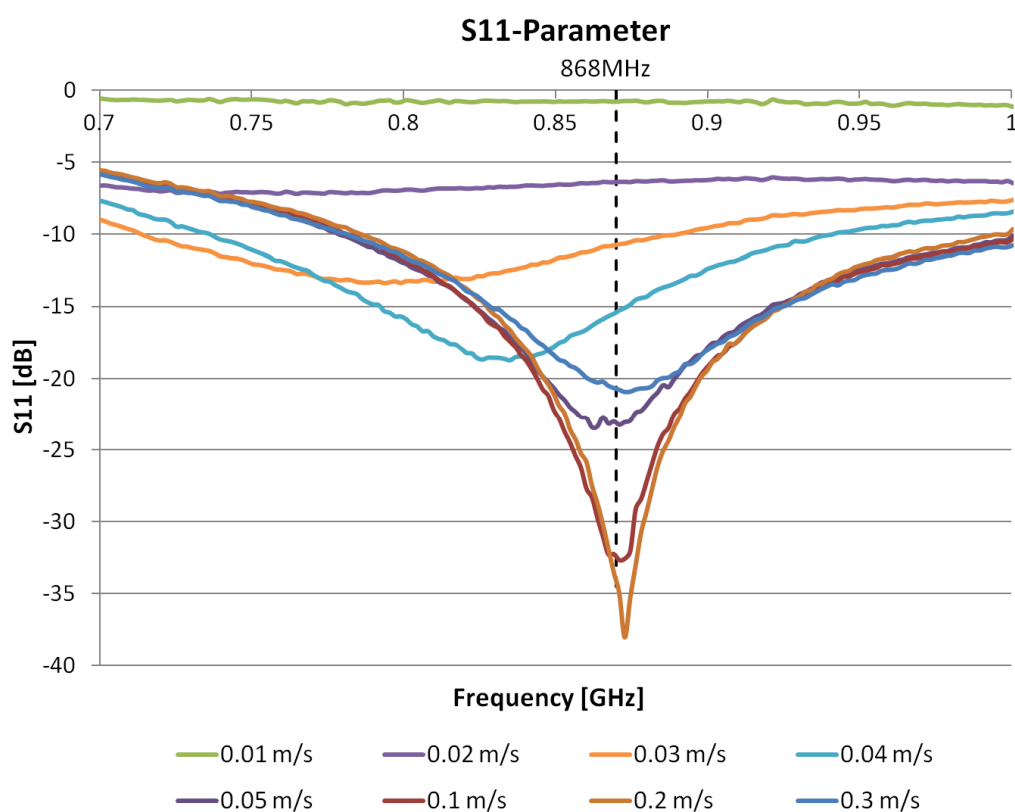


Abbildung 67: Übersicht der Messergebnisse der Streuparameter gedruckter Antennen in Abhängigkeit von der Druckgeschwindigkeit [Ref31]

3. UHF-RFID-Transponder Antennenstrukturen für Anwendungen auf dielektrischen Medien

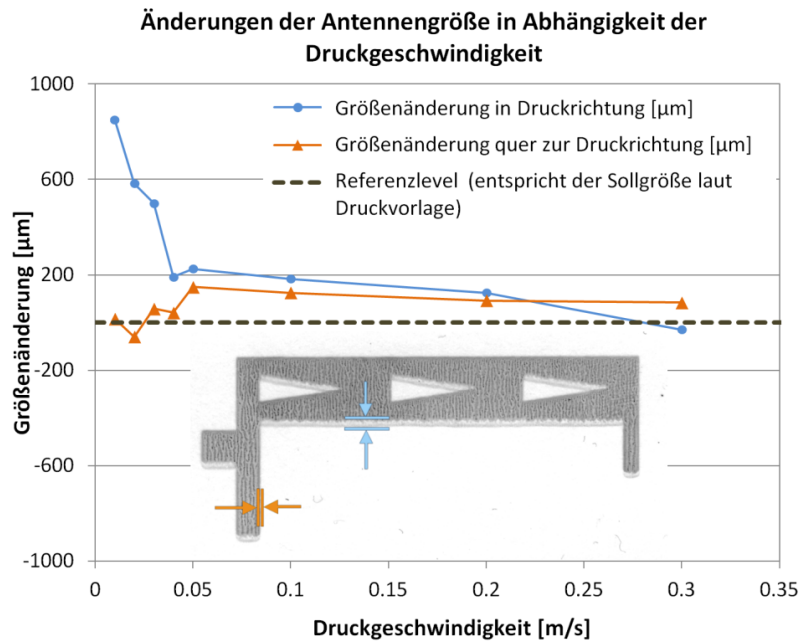


Abbildung 68: Änderungen der Antennengröße in Abhängigkeit von der Druckgeschwindigkeit (gemessen mit einem Lichtmikroskop des Herstellers LEICA) [Ref31]

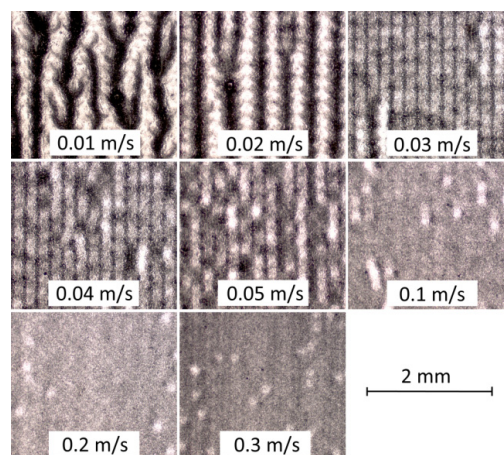


Abbildung 69: Darstellung der Oberflächenbeschaffenheit der Druckschichten in Abhängigkeit von der Druckgeschwindigkeit (LEICA-Lichtmikroskop-Aufnahmen) [Ref31]

Tabelle 6: Darstellung des Flächenwiderstandes und der elektrischen Leitfähigkeit im Tiefdruck hergestellter Silberschichten in Abhängigkeit von der Druckgeschwindigkeit (Messequipment: Profilometer Dektak 150, Süss Messprober PM5 und Dual Channel Source Meter Keithley 2612)

	Druckgeschwindigkeit in m/s							
	0.01	0.02	0.03	0.04	0.05	0.1	0.2	0.3
Flächenwiderstand in $\Omega/\square$	204.8	60.7	8.1	4.5	3.7	2.6	2.5	7.4
Elektrische Leitfähigkeit in S/m	$4.1 \cdot 10^3$	$1.3 \cdot 10^4$	$6.3 \cdot 10^4$	$1.8 \cdot 10^5$	$1.9 \cdot 10^5$	$2.4 \cdot 10^5$	$2.6 \cdot 10^5$	$1.1 \cdot 10^5$
Durchschnittliche Silberschichtdicke in μm	1.19	1.22	1.97	1.21	1.41	1.57	1.54	1.25

3. UHF-RFID-Transponder Antennenstrukturen für Anwendungen auf dielektrischen Medien

Mit diesen Forschungsergebnissen konnte nachgewiesen werden, dass Prozessparameter des Tiefdruckverfahrens ebenfalls direkten Einfluss auf die Performance der hergestellten Antennen haben. Sind die entsprechenden Prozessparameter und deren Einfluss auf die Performance der gedruckten Antennen bekannt, so können unter deren Berücksichtigung Antennen in hoher Qualität und Stückzahl im Tiefdruck-Druckverfahren hergestellt werden.

Einfluss der Oberflächenrauigkeit des Substrates:

Nun soll erforscht werden, inwieweit die Antenneneigenschaften von der Oberflächenrauigkeit und der Substratstärke verschiedener Substrate abhängen [Ref32]. Die Untersuchungen sollen nachfolgend an einem 868 MHz RFID-Anwendungsszenario und dem Siebdruckverfahren durchgeführt werden. Dieses besteht aus einem Antennendesign (siehe Abbildung 70), welches für eine Herstellung im Siebdruck (Silberschichtdicke von ca. 7 μm) zur Aufbringung auf ein Drucksubstrat aus Papier der Dicke 140 μm sowie für eine Anwendung auf einem dielektrischen Medium (200 x 200 x 8 mm³ Glas-/PMMA Kombination) angepasst wurde.

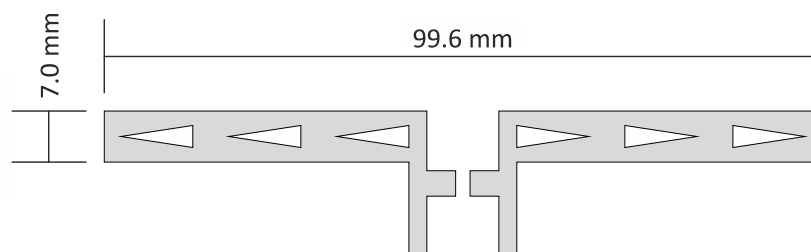


Abbildung 70: Angepasstes UHF-RFID-Transponder-Antennendesign für eine Anwendung auf einer Glas-/PMMA-Kombination

Die Herstellung der Antennen erfolgte im Siebdruckverfahren (Siebdruckmaschine EKRA E2XL). Dabei wurde die Silberpaste CRSN2442 von Sun Chemical mit einem Kunststoffsieb (195 mesh → 77 Fäden pro cm) auf die im Folgenden tabellarisch aufgeführten Substrate gedruckt. Alle hergestellten Antennen wurden im Anschluss an das Druckverfahren im Vakuumofen (Heraeus Thermo Scientific VT6060P) bei 110 °C und 200 mbar für ca. 30 Minuten getrocknet.

Tabelle 7: Drucksubstrate und deren Eigenschaften [Ref32]

Drucksubstrate	Substratdicke in μm	Oberflächenrauheit in μm
Papier: 80 g/m ² ungestrichen	100	1.9
Papier: 90 g/m ² ungestrichen	110	2.13
Papier: 90 g/m ² gestrichen	60	0.38
Papier: 155 g/m ² gestrichen	90	0.17
Papier: 200 g/m ² ungestrichen	200	1.18
Papier: 200 g/m ² gestrichen	140	0.25
Papier: 250 g/m ² ungestrichen	250	0.88
Papier: 300 g/m ² gestrichen	240	0.28
Folie: 100 μm PET	100	0.05

3. UHF-RFID-Transponder Antennenstrukturen für Anwendungen auf dielektrischen Medien

Die in Tabelle 7 angegebenen Oberflächenrauigkeiten wurden mit einem Profilometer (Dektak 150 des Herstellers Veeco) messtechnisch ermittelt. Die Substratdicke wurde mit Hilfe einer Bügelmessschraube gemessen.

Im Anschluss an die Trocknung der Druckschichten auf den jeweiligen Drucksubstraten, wurden diese hinsichtlich Trockenschichtdicke, Oberflächenrauheit und Flächenwiderstand untersucht und charakterisiert. Der Flächenwiderstand wurde mit Hilfe des Süss-Messprobers PM5 und einem Dual Channel Source Meter Keithley 2612, nach der 4-Punkt-Messmethode nach Van der Pauw, durchgeführt. Die aufgenommenen Messwerte sind in Tabelle 8 aufgeführt.

Tabelle 8: Eigenschaften der gedruckten Silberschichten auf verschiedenen Drucksubstraten [Ref32]

Drucksubstrate	Durchschnittliche Silberschichtdicke in μm	Oberflächenrauheit der Silber-Druckschichten in μm	Flächenwiderstand der Silber-Druckschichten in $\Omega/\square$
Papier: 80 g/m ² ungestrichen	3.76	3.01	0.163
Papier: 90 g/m ² ungestrichen	2.85	2.33	0.146
Papier: 90 g/m ² gestrichen	4.08	1.51	0.052
Papier: 155 g/m ² gestrichen	5.34	2.08	0.055
Papier: 200 g/m ² ungestrichen	4.87	1.77	0.044
Papier: 200 g/m ² gestrichen	6.58	1.25	0.056
Papier: 250 g/m ² ungestrichen	2.92	2.38	0.035
Papier: 300 g/m ² gestrichen	7.19	1.19	0.034
Folie: 100 μm PET	5.31	1.87	0.059

In Abhängigkeit der unterschiedlichen Grammaturen der Papiersubstrate (80 g/m² bis 300 g/m²) wurden beispielsweise geringe Abweichungen der Flächenwiderstandswerte ermittelt. Lediglich die gedruckten Silberschichten auf Papieren mit 80 g/m² und 90 g/m² wiesen einen ca. dreimal so hohen Flächenwiderstand im Vergleich zu allen anderen Substraten auf und sind daher ungeeignet. Der Grund für dieses Verhalten wurde nicht analysiert. Es ist allerdings zu vermuten, dass der Papieraufbau (Fasergröße, Dichtheit der Fasern untereinander, ...) eine Rolle dabei spielt.

Im Anschluss an die Charakterisierung der gedruckten Silberflächen wurden die Antenneneigenschaften in der Absorberkammer (siehe Abbildung 71) mit Hilfe des Netzwerkanalysators ZVL6 (Eingangsimpedanz 50 Ω) ermittelt. Dazu wurden die gedruckten Antennen mit den jeweiligen Drucksubstraten hinsichtlich ihrer Streuparametereigenschaften untersucht. Die Abbildung 72 zeigt eine Übersicht aller gemessenen Streuparameter S11.



Abbildung 71: Messaufbau der Antenne in der Absorberkammer auf dem dielektrischen Substrat (Kombination Glass & PMMA)

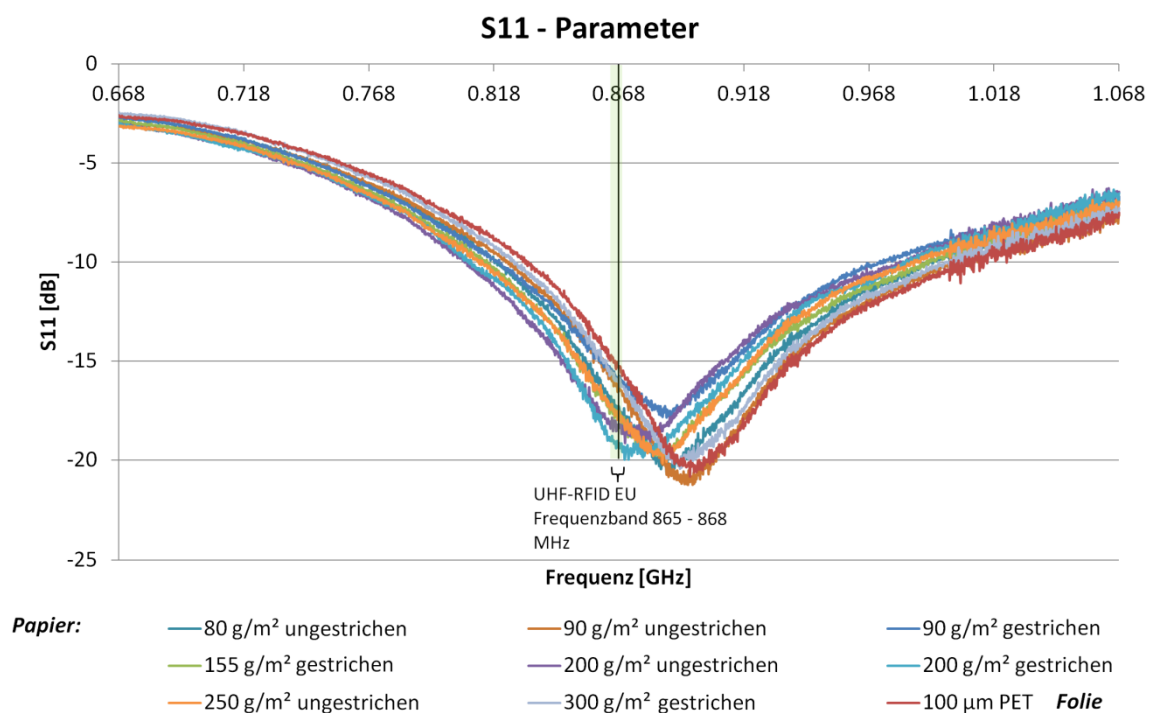


Abbildung 72: Übersicht der Streuparameter gedruckter Antennen auf den jeweiligen Drucksubstraten [Ref32]

Es wird ersichtlich, dass die Antenne auf dem 200 g/m²gestrichenen Papier das gewünschte Resonanzverhalten bei 868 MHz aufweist.

Alle weiteren Antennen sind ebenfalls funktional, ihre Resonanzfrequenz weicht aber leicht vom Sollwert ab. Dahingehend können verschiedene Abhängigkeiten unterschiedlicher Substrate dargestellt werden. Vergleicht man die nahezu gleichen Silber-Schichteigenschaften aus Tabelle 8 auf den Drucksubstraten Papier 90 g/m² gestrichen, Papier 155 g/m² gestrichen und PET-Folie 100 µm mit den dazugehörigen Streuparametern (siehe Abbildung 73), so stellt man fest, dass deutliche Unterschiede der Streuparameter vorliegen. Die Resonanzfrequenz ist bis zu 32 MHz zum Sollwert 868 MHz verschoben. Der Rückstreukoeffizient ist bis zu 3 dB geringer.

3. UHF-RFID-Transponder Antennenstrukturen für Anwendungen auf dielektrischen Medien

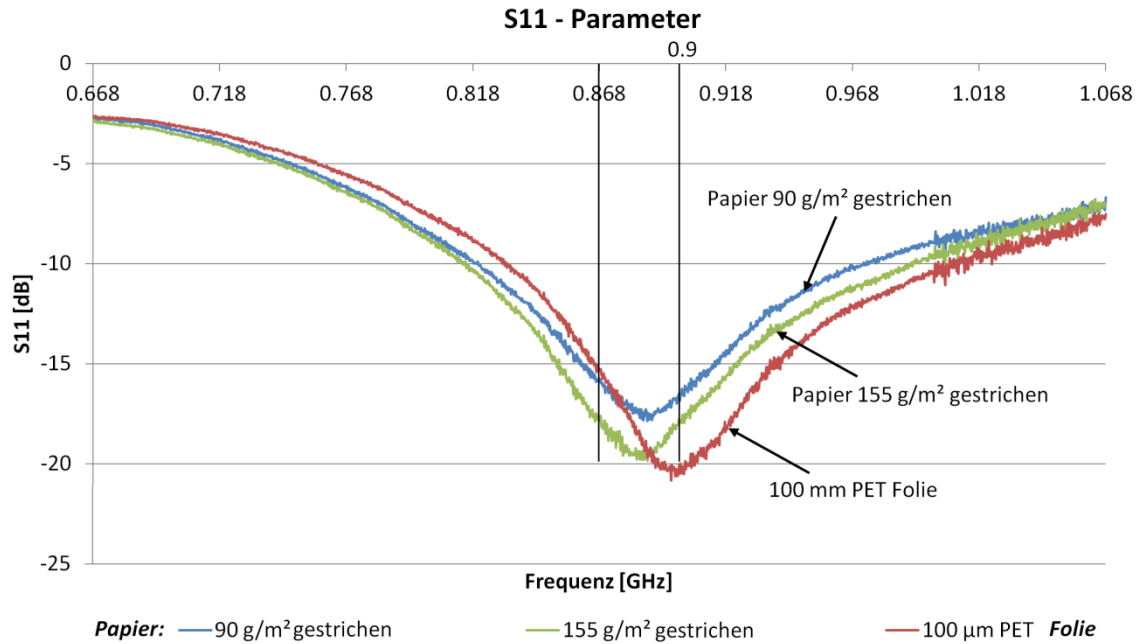


Abbildung 73: Auswählte Streuparameter gedruckter Antennen auf drei ausgewählten Drucks substraten [Ref32]

Grund für die Beeinflussung der Kommunikationsqualität sind in diesem Beispiel nicht die Silberschichteigenschaften, sondern die unterschiedlichen dielektrischen Eigenschaften der Substrate: relative Permittivität ($\epsilon_{r_Papier} = 2.31$, $\epsilon_{r_PET} = 2.26$), die Eigenschaften der Drucks substrate (siehe Tabelle 7) und die Kantenschärfe/Kanteneigenschaften der gedruckten Silberschichten (siehe Abbildung 74). Um den Einfluss des Druck-Parameters „Kantenschärfe/Kantenstruktur“ auf die Antenneneigenschaften zu quantifizieren, wird dieser nachfolgend untersucht.

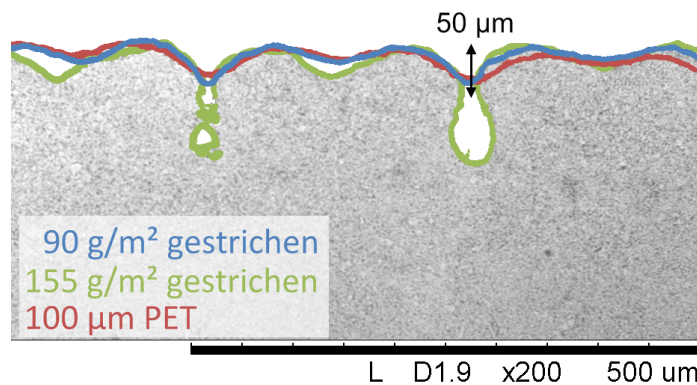


Abbildung 74: Darstellung der Kantenstruktur gedruckter Silberschichten (Siebdruck) auf verschiedenen Drucks substraten (Aufnahme mittels Rasterelektronenmikroskop TM 1000 des Herstellers Hitachi) [Ref32]

Einfluss der Kantenstruktur der Druckschicht:

Veränderungen der gedruckten Silberschichtkanten resultieren in einer Antennenflächenänderung (im Regelfall eine Verkleinerung der Fläche), was wiederum zu einer Resonanzfrequenzerhöhung der Antennenstruktur führt. Ist die Veränderung der Silberschichtkante und somit die Antennenflächenänderung (wie in der Abbildung 74 zu sehen) im μm -Bereich angesiedelt, so resultieren daraus keine signifikanten Änderungen der Antenneneigenschaften.

3. UHF-RFID-Transponder Antennenstrukturen für Anwendungen auf dielektrischen Medien

Um dies nachzuweisen, wurde in Simulationen (mit der Software CST Microwave Studio), am Beispiel des in Kapitel 3.2 beschriebenen Antennendesigns [UHF-RFID-Transponder-Antennendesign d) angepasst an eine $200 \times 200 \times 5 \text{ mm}^3$ Glasplatte und ein Drucksubstrat (Papier), siehe Abbildung 54], der Einfluss einer Siebdruck- und Tiefdruckkantenstruktur auf die Antenneneigenschaften untersucht [Ref30]. Dazu wurde im ersten Schritt eine jeweils gedruckte Silber-Kantenstruktur mit Hilfe eines Rasterelektronenmikroskops messtechnisch aufgenommen (siehe Abbildung 75 und 76).

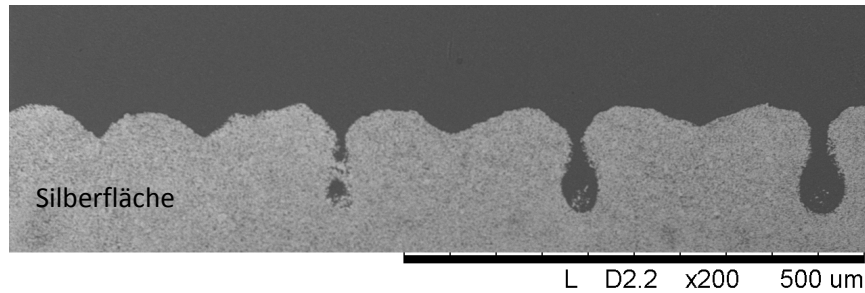


Abbildung 75: Rasterelektronenmikroskopaufnahme einer Siebdruck-Silberschichtkante [Ref30]

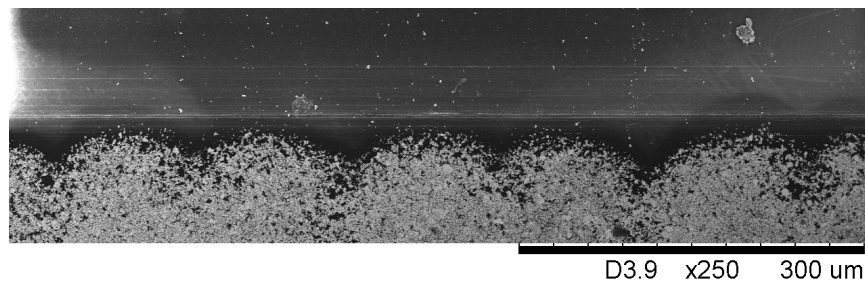


Abbildung 76: Rasterelektronenmikroskopaufnahme einer Tiefdruck-Silberschichtkante

Beide Kantenstrukturen wurden im zweiten Schritt auf das Antennendesign in der Simulationssoftware übertragen. Dabei wurden sie so implementiert, dass sie bündig zur ideal glatten Kante des Antennendesigns abschließen (siehe Abbildung 77 und 78). Dies entspricht einem Druckverhalten bei optimal gewählten Druckprozessparametern.

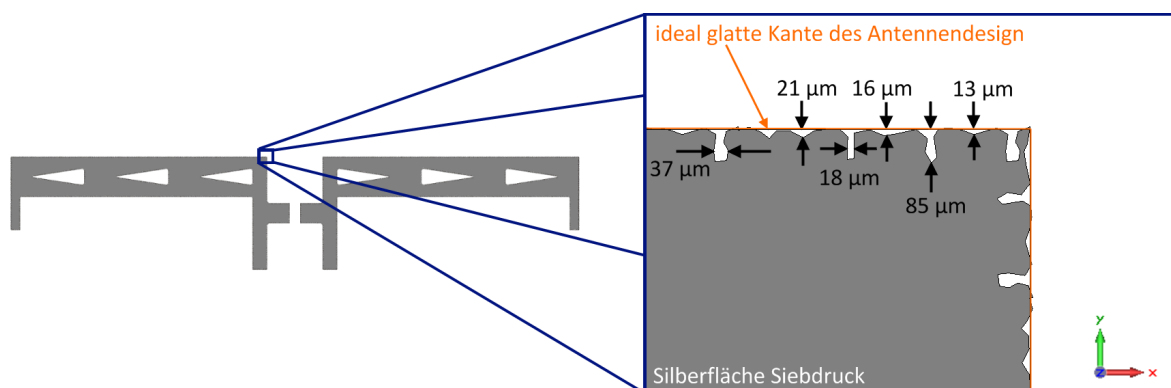


Abbildung 77: Konstruierte Siebdruck-Silberfläche mit Kantenstruktur eines RFID-Antennendesigns [Ref30]

3. UHF-RFID-Transponder Antennenstrukturen für Anwendungen auf dielektrischen Medien

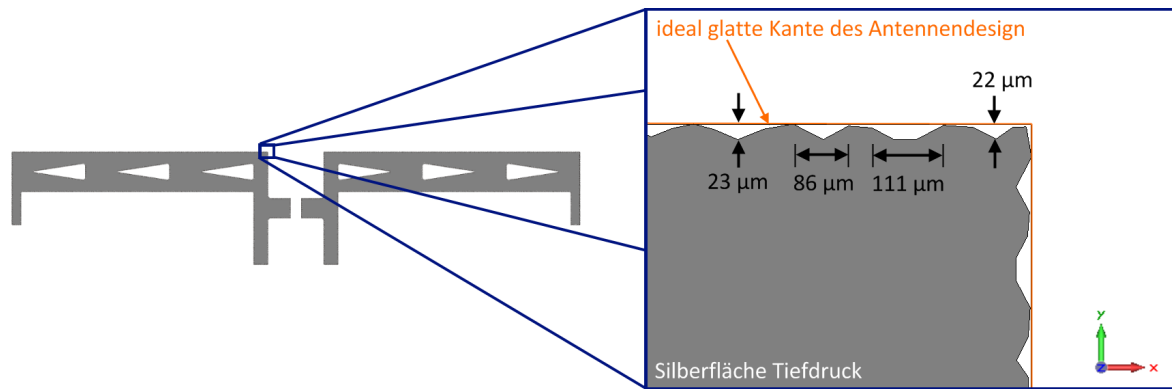


Abbildung 78: Konstruierte Tiefdruck-Silberfläche mit Kantenstruktur eines RFID-Antennendesigns

Anhand der durchgeführten Simulationen ergeben sich spezifische Antenneneigenschaften. Um eine Aussage über die Einflussnahme der jeweiligen Kantenstruktur treffen zu können, sollen nachfolgend die Streuparameter S11 der jeweiligen Antennen in Abbildung 79 vergleichend betrachtet werden.

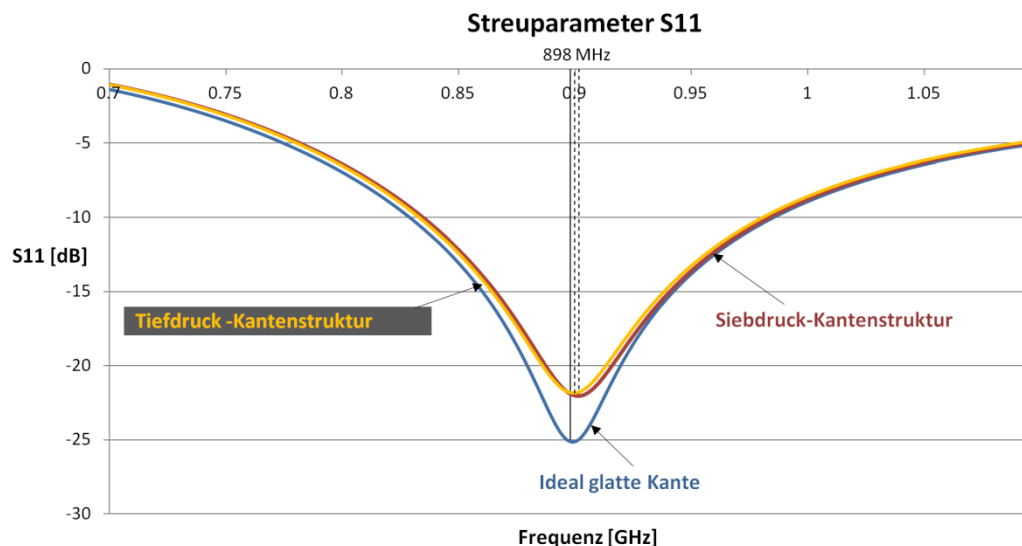


Abbildung 79: Darstellung der Streuparameter eines Antennendesigns in Abhängigkeit der drucktechnisch bedingten Kantenstrukturen des Siebdruck- und Tiefdruckverfahrens (Simulationsergebnis)

Wie bereits angemerkt, weisen die Antennen mit einer Siebdruck- und Tiefdruckkantenstruktur im Vergleich zur Antenne mit ideal glatter Kante eine geringe Änderung der Resonanzfrequenz von 1,8 MHz und 3,6 MHz bei gleichzeitiger Zunahme der Rückstreuoeffizienten um rund 3 dB (siehe Tabelle 9) auf. Dies resultiert aus der sich durch die jeweilige Kantenstruktur ergebenden Flächenänderung der Antenne von -0,6 % bis -0,3 % (siehe Tabelle 9). Die Einflussnahme der Flächenänderung (Minimierung) der Antenne auf die Rückstreuoeffizienten ist somit nachweisbar, allerdings im Vergleich zur Einflussnahme bereits untersuchter Druckprozess spezifischen Parameter wie der Druckgeschwindigkeit und verschiedenen Substrateigenschaften als niedrig zu bewerten.

3. UHF-RFID-Transponder Antennenstrukturen für Anwendungen auf dielektrischen Medien

Tabelle 9: Vergleich der Antenneneigenschaften der Antennen mit ideal glatter Kante sowie mit Sieb- und Tiefdruck-Kantenstruktur

	Antenne mit ideal glatter Kante	Antenne mit Siebdruck-Kantenstruktur	Antenne mit Tiefdruck-Kantenstruktur
Resonanzfrequenz [in MHz]	898	901.6	899.8
Abweichung der Resonanzfrequenz [in MHz] zur Antenne mit ideal glatter Kante	0	3.6	1.8
Minimaler Streuparameter S11 [in dB] @ Resonanzfrequenz	-25.1	-22	-21.8
Abweichung der Streuparameter S11 [in dB] zur Antenne mit ideal glatter Kante	0	3.1	3.3
Gesamtantennenfläche [in mm ²]	664	660	662
Flächenänderung [in %] der Antennen im Vergleich zur Antenne mit ideal glatter Kante	0	-0.6	-0.3

Die angesprochene Zunahme der Rückstreuungskoeffizienten ist dabei auf eine Änderung des Oberflächenstromverhaltens zurückzuführen, die sich entlang der Antennenkanten auf der Silberfläche (Antenne) ausbilden (siehe Abbildung 80 bis 82). Die Größe der dargestellten Pfeile in den Abbildungen 80 bis 82 ist im Vergleich zur Farbgebung unbedeutend. Um die Sichtbarkeit der Oberflächenströme an den jeweiligen Kanten zu ermöglichen, wurden unterschiedliche Maßstäbe innerhalb der Abbildungen 80 bis 82 angesetzt.

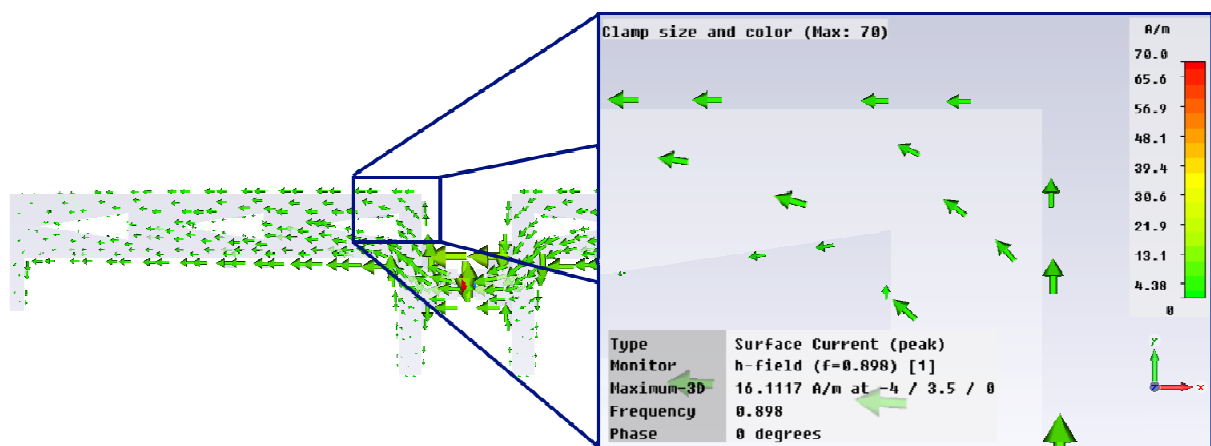


Abbildung 80: Darstellung der Oberflächenströme einer Antenne mit ideal glatter Kante (Simulationsergebnis)

3. UHF-RFID-Transponder Antennenstrukturen für Anwendungen auf dielektrischen Medien

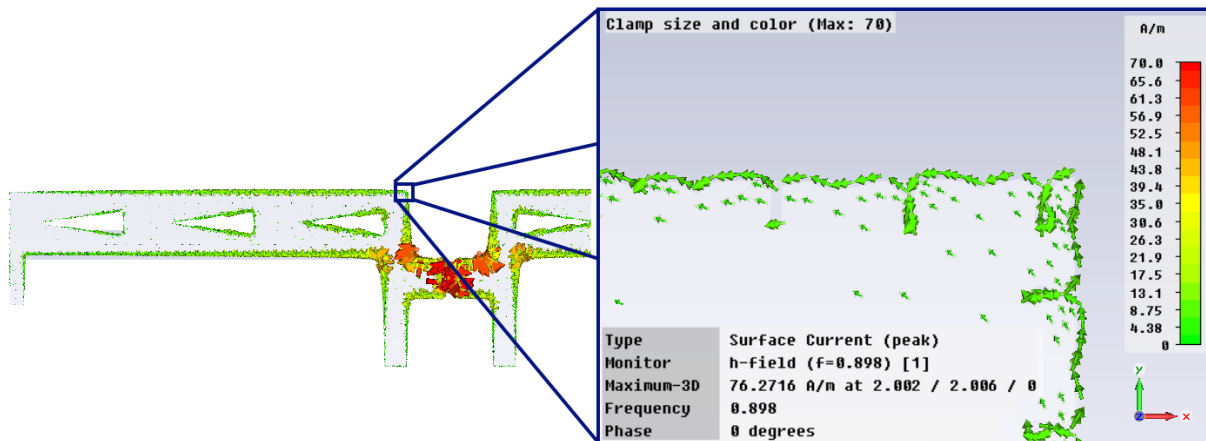


Abbildung 81: Darstellung der Oberflächenströme einer Antenne mit einer Siebdruckkantenstruktur (Simulationsergebnis) [Ref30]

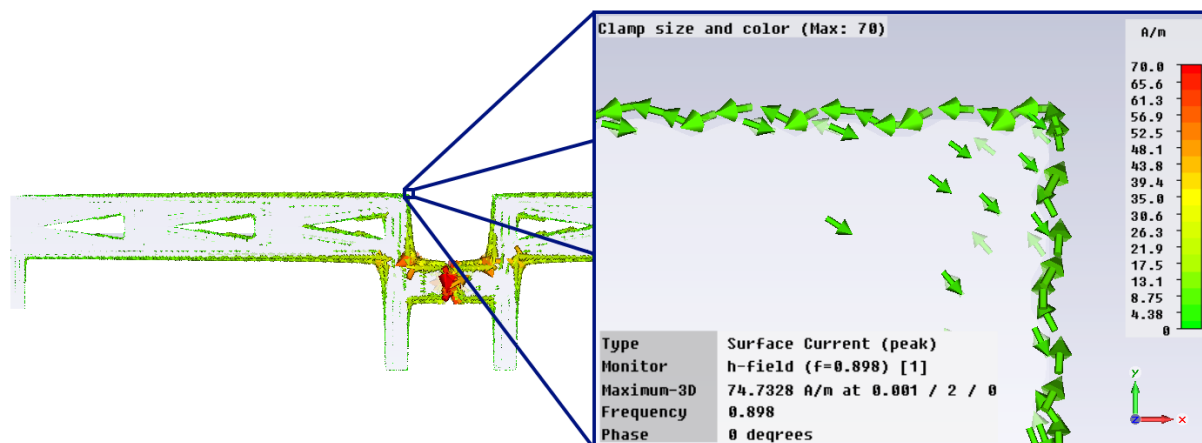


Abbildung 82: Darstellung der Oberflächenströme einer Antenne mit einer Tiefdruckkantenstruktur (Simulationsergebnis)

Die hier mit Hilfe des Simulationstools CST Microwave Studio nachgewiesenen, geringen Antennenperformanceänderungen konnten für Siebdruckkantenstrukturen ebenso messtechnisch bestätigt werden [Ref30]. Die geringen Antennenperformanceänderungen können mit kleinen Antennendesignanpassungen (z. B. Ausgleich der Antennenflächenänderung) aufgehoben werden. Im Vergleich zu den bekannten Antenneneinflussparametern (Antennendesign, dielektrische Materialien, Druckprozessparameter, Eigenschaften der Druckpaste [elektr. Leitfähigkeit, Viskosität, etc.]) ist der Einfluss der Druckprozess bedingten Antennenkantenstruktur als sehr gering einzustufen.

Einfluss der elektrischen Leitfähigkeit der Druckschicht:

Der Einfluss der elektrischen Leitfähigkeit der verwendeten Druckpaste auf die Antenneneigenschaften soll nachfolgend explizit betrachtet werden. Dazu wurde das Simulationsmodell des in Kapitel 3.2 beschriebenen Antennendesigns [UHF-RFID-Transponder-Antennendesign d) angepasst an eine 200 x 200 x 5 mm³ Glasplatte und ein Drucksubstrat (Papier), siehe Abbildung 55] verwendet. Es wurden lediglich die elektr. Leitfähigkeit der Antennenstruktur variiert und die Antennenparameter, siehe Abbildung 83 und Tabelle 10, berechnet.

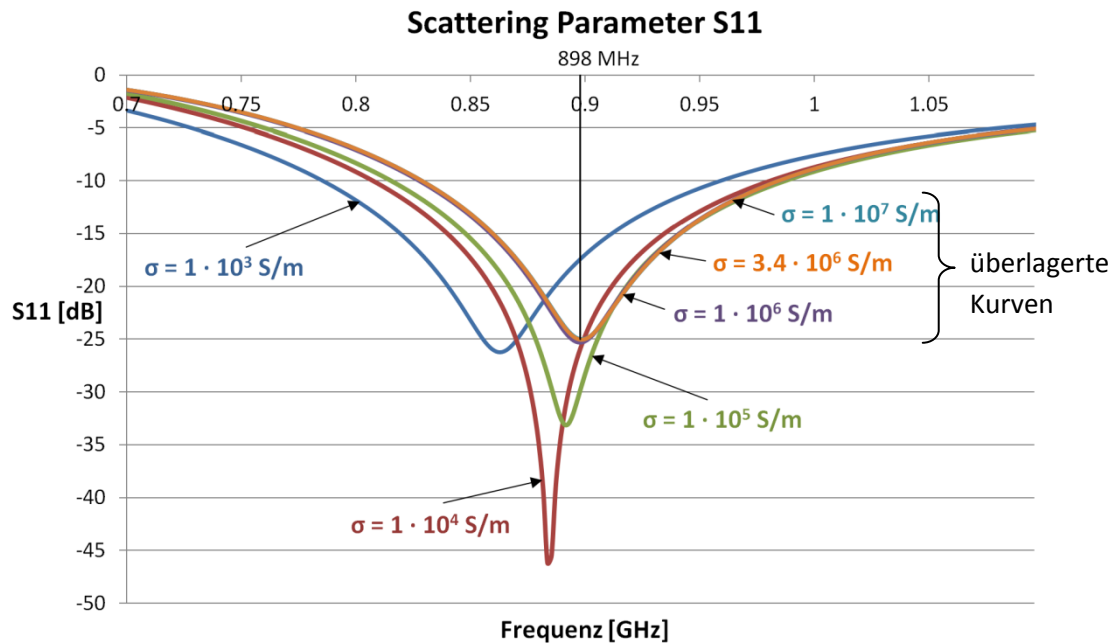


Abbildung 83: Darstellung der Streuparameter eines an Glas angepassten Antennendesigns in Abhängigkeit zur elektrischen Leitfähigkeit der druckbaren Antennenstruktur (Simulationsergebnis)

Abbildung 83 zeigt, dass sich die frequenzabhängigen Streuparameter ab einer elektrischen Leitfähigkeit der Antennenstruktur von kleiner $1 \cdot 10^6 \text{ S/m}$ in ihrem Resonanzfrequenzverhalten verändern. Diese Veränderung zeigt sich in einem Versatz der Resonanzfrequenz sowie in einer Zunahme des Rückstreuungskoeffizienten bei der Frequenz von 898 MHz. Dies mindert die Antennenperformance. Ab einer elektrischen Leitfähigkeit der Antennenstruktur von größer $1 \cdot 10^6 \text{ S/m}$ sind allerdings keine signifikanten Veränderungen der Streuparameter nachweisbar. Somit ist eine nahezu konstante Performance der Antenne ab einer elektrischen Leitfähigkeit von $1 \cdot 10^6 \text{ S/m}$ zu erwarten.

Neben den Streuparametern stehen weitere Antennenparameter in Abhängigkeit zur elektrischen Leitfähigkeit der Antennenstruktur (siehe Tabelle 10). Besonders stark werden dabei die Abstrahleffizienz (radiation efficiency) und die totale Effizienz der Abstrahleigenschaften der Antenne beeinflusst. Diese nehmen auch hier ab einer elektrischen Leitfähigkeit von kleiner $1 \cdot 10^6 \text{ S/m}$ stark ab und vermindern drastisch die Antennenperformance, was zum Beispiel zu einer starken Verminderung der Funktionalität (Lesbarkeit) eines RFID-Transponders führt.

Möchte man also im Druckverfahren hochleistungsfähige Antennen herstellen, so empfiehlt sich die Verwendung von elektrisch hochleitfähigen Drucktinten/Druckpasten. Silberpasten wie „Silver Conductor Paste 5064“ von DuPont (elektrische Leitfähigkeit von $\approx 3.4 \cdot 10^6 \text{ S/m}$) oder „CRSN 2442“ von Sun Chemicals (elektrische Leitfähigkeit von $\approx 3.2 \cdot 10^6 \text{ S/m}$) eignen sich daher sehr gut. Mit der Rücksicht auf Performanceeinbußen ist aus Erfahrung ebenso die Antennenherstellung mit einer preiswerteren Kupferpaste „CB200“ von DuPont (elektrische Leitfähigkeit von $\approx 1.5 \cdot 10^4 \text{ S/m}$) möglich. Allerdings sollten bei der Verwendung von Kupferpasten aufgrund der geringeren elektr. Leitfähigkeit Antennendesigns ausgewählt werden, welche einen hohen Richtgewinn aufweisen, um die Performanceeinbußen anteilig zu kompensieren. Druckpasten mit elektrischen Leitfähigkeiten von kleiner $1 \cdot 10^4 \text{ S/m}$ sind für die Herstellung von Antennen nicht geeignet.

3. UHF-RFID-Transponder Antennenstrukturen für Anwendungen auf dielektrischen Medien

Tabelle 10: Vergleich der Antenneneigenschaften in Abhängigkeit der elektrischen Leitfähigkeit der druckbaren Antennenstruktur (Simulationsergebnis)

Elektr. Leitfähigkeit des Antennen-designs [S/m]	$1 \cdot 10^3$	$1 \cdot 10^4$	$1 \cdot 10^5$	$1 \cdot 10^6$	$3.4 \cdot 10^6$	$1 \cdot 10^7$
Impedanz [Ω] @ 898 MHz	63.5 + j7.4	53.0 + j4.3	49.8 + j3.2	45.9 + j3.2	45.7 + j3.2	45.6 + j3.1
Richtgewinn [dBi] @ 868 MHz	2.1	2.1	2.1	2.1	2.1	2.1
Rad.-Effizienz [dB] @ 868 MHz	-1.6	-1	-0.8	-0.5	-0.4	-0.4
Total.-Effizienz [dB] @ 868 MHz	-1.7	-1	-0.8	-0.5	-0.5	-0.4

3.5 Zusammenfassung und Auswertung der Ergebnisse

Die durchgeführten Forschungsarbeiten haben erstmalig den wissenschaftlichen Nachweis erbracht, dass die Performance einer UHF-RFID-Transponder-Dipolantenne neben dem Antennendesign von einer Vielzahl von Parametern, u.a. der Geometrie und den Materialeigenschaften (Permittivität und Permeabilität) des anwendungsspezifischen, zu identifizierenden Objektes sowie von herstellungsspezifischen Eigenschaften (z. B. Prozessparameter des verwendeten Druckverfahrens, Eigenschaften der verwendeten Drucktinten, Druckpasten und Drucksubstraten) abhängt. Es wurde gezeigt, dass es erforderlich ist, anwendungsspezifische Antennen zu entwickeln, die hinsichtlich der jeweiligen kommerziellen und industriellen Anwendung eine bis dato nicht erreichte hohe Performance und Funktionszuverlässigkeit aufweisen.

In den Kapiteln 3.2 bis 3.4 wurden die Forschungsergebnisse der entwickelten optimierten und gedruckten UHF-RFID-Transponder-Antennen vorgestellt. Die Entwicklungsschritte: Entwurf, Simulation, Herstellung und Vermessung von Antennenstrukturen wurden wissenschaftlich betrachtet und an ausgesuchten Beispielen durchgeführt. Es konnte gezeigt werden, dass angepasste und dadurch hoch funktionale Antennen im kostengünstigen, wirtschaftlichen Druckverfahren (Siebdruck und Tiefdruck) herstellbar sind.

Resultierend aus den vorangegangenen Forschungen kann Folgendes festgehalten werden:

Ist man in Kenntnis über die herstellungsspezifischen Eigenschaften und deren Einflussnahme auf die Performance gedruckter Antennen, so können diese Kenntnisse gezielt im Antennendesignprozess einfließen, um optimierte, anwendungs- und herstellungsspezifische Antennen drucktechnisch herzustellen.

4. UHF-RFID-Transponder-Antennenkonzepte/Strukturen für eine Anwendung auf Metall

UHF-RFID-Transponder unterliegen dem Einfluss dielektrischer und metallischer Materialien. Eine Anwendung von Standard-RFID-Dipol-Antennen zur Identifikation von metallischen Objekten ist damit nicht möglich (siehe Anhang F Abbildung F11). Das folgende Anwendungsbeispiel soll dies verdeutlichen. Betrachtet werden soll die Funktionsweise eines handelsüblichen, passiven UHF-RFID-Transponders, der auf einer metallischen Platte aufgebracht ist und von einem UHF-RFID-Reader identifiziert werden soll. Der UHF-RFID-Reader sendet dabei seine Leseanfrage mit Hilfe einer rechtszirkular polarisierten Patch-Antenne in Richtung des UHF-RFID-Transponders (siehe Abbildung 84).

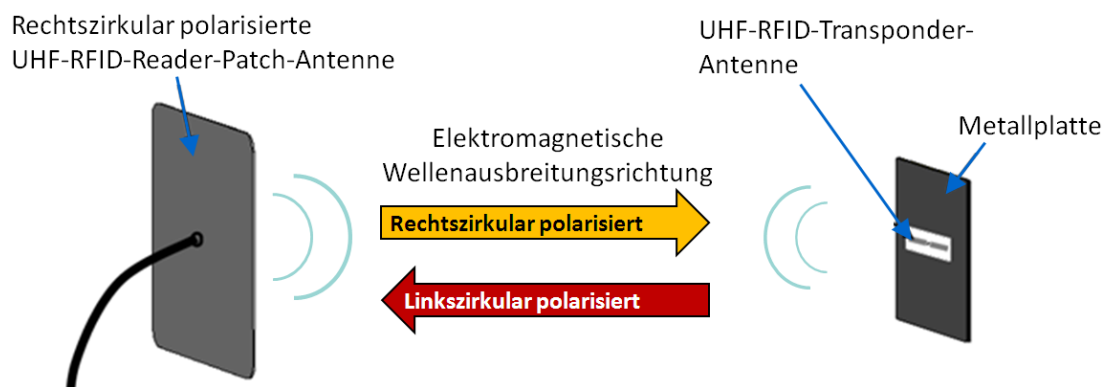


Abbildung 84: Schematische Darstellung eines RFID-Szenarios

Die ausgesendeten, rechtszirkular polarisierten elektromagnetischen Wellen (Leseanfrage) treffen nahezu zeitgleich auf UHF-RFID-Transponder und die metallische Platte. Dabei werden die rechtszirkular polarisierten Wellen mit Hilfe der linear polarisierten Transponder-Antenne in den RFID-Chip eingekoppelt. Gleichzeitig werden die rechtszirkular polarisierten Wellen von der Metallplatte reflektiert, als linkszirkular polarisierte Wellen ebenso in den RFID-Chip eingekoppelt und in Form eines Störsignals in Richtung der Reader-Patch-Antenne zurückgesendet.

Der RFID-Chip im Transponder generiert nun ein Antwortsignal, welches die Transponder-Antenne in elektromagnetische Wellen umsetzt. Diese werden zeitversetzt abgestrahlt, direkt von der umgebenden Metallplatte reflektiert und als Störsignal überlagert sowie zusätzlich in die Transponder-Antenne wieder eingekoppelt. Eine Standard-Dipol-Antenne in einer Distanz von kleiner 1 cm zu einer Metallplatte weist somit Rückstreukoeffizienten nahe 0 dB auf. Dies wurde bereits in Anhang F (siehe Abbildung F11) messtechnisch nachgewiesen. Eine fehlerfreie Kommunikation zwischen Transponder und Reader ist daher nicht gegeben.

Um eine Übertragung elektromagnetischer Wellen von einem RFID-Transponder auf Metall zu einer RFID-Reader-Patch-Antenne zu ermöglichen, sind verschiedene Lösungsansätze denkbar. Diese werden im folgenden Kapitel 4.1 beschrieben. All diese Lösungen sind jedoch von hohen Fertigungskosten und einer begrenzten Funktionalität gekennzeichnet.

Um eine bisher unerreichte Performance (Lesereichweite von > 5 m) von UHF-RFID-Transpondern auf metallischen Objekten zu erzielen, wurden neue Antennenkonzepte bzw. Antennenstrukturen erforscht. Der Entwurf, die Simulation, Herstellung und Vermessung dieser neuen Antennenkonzepte werden in den Absätzen 4.2 und 4.3 beschrieben.

4. UHF-RFID-Transponder-Antennenkonzepte / Strukturen für eine Anwendung auf Metall

Diese Antennenkonzepte sollen eine Identifikation von metallischen Objekten aus der Logistik-Branche ermöglichen. Dazu gehören Gütercontainer, Hochregallager und Metallboxen. Alle diese Objekte weisen dabei eine plane, metallische Oberfläche auf.

4.1 Existierende Konzepte (Stand der Technik)

Um eine Identifikation eines passiven UHF-RFID-Transponders auf einem metallischen Objekt zu ermöglichen, können folgende prinzipielle Ansätze verfolgt werden.

- a) Dämpfung der reflektierten elektromagnetischen Wellen durch Abkopplung der Transponder-Antenne vom metallischen Objekt
- b) Formverändernde Bearbeitung des metallischen Objektes, so dass es z. B. selbst Antenneneigenschaften aufweist

Für den Ansatz a) existiert aktuell eine Reihe von Lösungen, dabei wird die Abkopplung der Transponder-Antenne vom metallischen Objekt entweder rein über einen Abstandhalter von größer 0.9 cm zum Metall ([Ref33], Abbildungen 85 und 86), oder mit einem elektromagnetisch absorbierenden Material realisiert ([Ref34], [Ref35] und Quelle: <http://www.schreiner-group.com/0/unternehmen/presse/schreiner-group/logimat-2012/>). Kunststoff-Abstandhalter und Materialien, welche elektromagnetische Wellen absorbieren, verursachen einen Mehraufwand an Herstellungszeit und Kosten. Laut Herstellerangaben können solche Transponder Lesereichweiten von bis zu 7 m erreichen. Diese Aussagen sind nicht schlüssig und ohne Angabe der Messbedingungen wenig aussagekräftig.



Abbildung 85: Beispiel UHF-RFID-Transponder für metallische Objekte der Firma Teknopalas Merkez
(Quelle: <http://www.teknopalas.com.tr/rfid-etiketler/>)

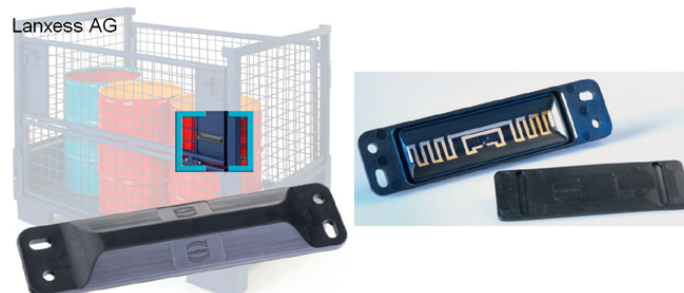


Abbildung 86: Beispiel UHF-RFID-Transponder für metallische Objekte der Firma Lanxess AG
(http://techcenter.lanxess.com/scp/emea/en/docguard/TI_2007-021_EN_Case_P_DP_T_7140_LDS_Harting_-_RFID-Transponder.pdf?docId=6783198)

4. UHF-RFID-Transponder-Antennenkonzepte / Strukturen für eine Anwendung auf Metall

Der zweite Ansatz der formverändernden Bearbeitung des metallischen Objektes ist im Vergleich zum ersten Ansatz weniger verbreitet. Die Firma TBN GmbH bietet beispielsweise einen Transponder in Loop-Form an, welcher auf einen metallischen Dipol elektrisch entkoppelt aufgebracht wird (siehe Abbildung 87). Das metallische Objekt (Dipol) koppelt die Energie auftretender elektromagnetischer Wellen induktiv in den Transponder-Loop. Man spricht bei diesem Verfahren auch vom sogenannten Booster-Verfahren. Aufgrund hoher Kopplungsverluste ist die Lesereichweite solcher Systeme begrenzt. Laut Hersteller kann eine Lesereichweite bis zu 4 m erreicht werden.

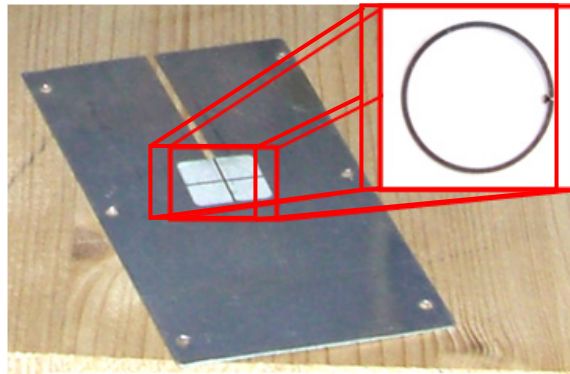


Abbildung 87: Beispiel UHF-RFID-Transponder „Omega“ für metallische Objekte der Firma TBN
(Quelle: http://www.tbn.de/uhf_omega_tag.html)

Neben der TBN GmbH bietet die Harting KGaA ebenfalls einen Transponder an, der in Kombination mit einem modifizierten metallischen Objekt (Metallplatte mit definiertem Schlitz, Abbildung 88) arbeitet. Der Hersteller verspricht hier ebenfalls eine Lesereichweite von 4 m.

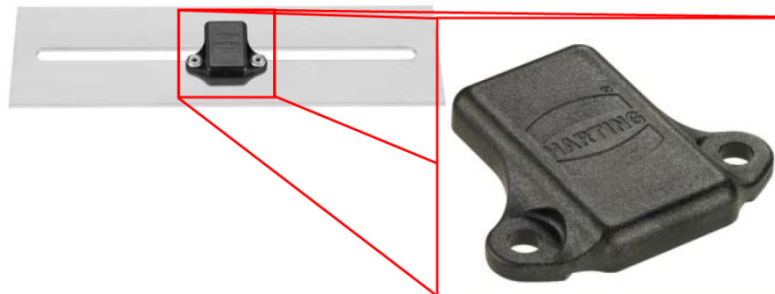


Abbildung 88: Beispiel UHF-RFID-Transponder für metallische Objekte von Harting (Quelle: http://www.harting-rfid.com/imperia/md/content/rfid/produkte/transponder/20110315_0569_ha-vis_rfid_sl_89-mt_d.pdf)

Patch-Antennendesigns [Ref36, Ref37] sind ebenfalls mit eingeschränkter Performance möglich.

Wie bereits erwähnt, sind allen bisher existierenden Ansätzen zur Identifikation eines passiven UHF-RFID-Transponders auf einem metallischen Objekt funktionale Grenzen gesetzt. Um eine zuverlässige Identifikation bei gleichzeitiger kostengünstiger Herstellung zu realisieren, bedarf es eines neuen Konzeptes, welches in den nachfolgenden Absätzen erforscht werden soll.

Definition der UHF-RFID-Lesereichweite:

Alle Hersteller von UHF-RFID-Transpondern (siehe auch Kapitel 4.1) geben in ihren Datenblättern die mögliche Lesereichweite an. Diese Angabe allein ist nur sehr bedingt aussagekräftig. Grund dafür ist die Tatsache, dass diese Größe von einer Vielzahl entscheidender Parameter (Sendeleistung des verwendeten RFID-Readers $\{P_t\}$, Antennengewinn der verwendeten Reader-Sendeantenne $\{G_t\}$, Antennengewinn der RFID-Transponder-Antenne $\{G_r\}$, minimale Operationsleistung des verwendeten RFID-Chips $\{P_r\}$, Wellenlänge $\{\lambda\}$ der Arbeitsfrequenz) abhängt.

Zur Erläuterung soll eine Sender- und Empfängerstrecke (siehe Abbildung 89) der Hochfrequenztechnik mit Hilfe der Friis-Gleichung nach Pozar [Ref6] betrachtet werden.

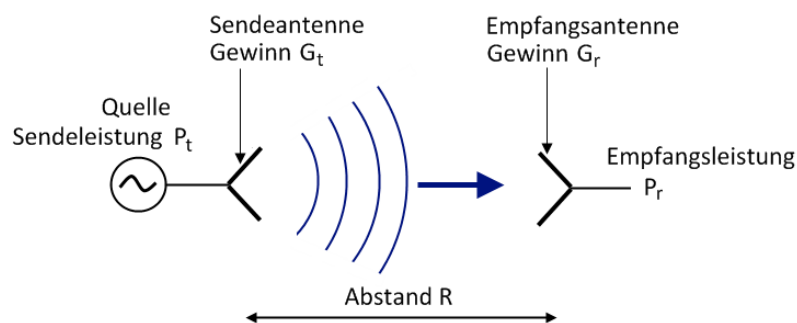


Abbildung 89: Schematische Darstellung einer Sender- und Empfängerstrecke

Der zu erzielende Abstand R (Lesereichweite) der dargestellten Sende-Empfängerstrecke kann wie folgt berechnet werden.

$$R = \sqrt{\frac{G_t G_r \lambda^2 P_t}{P_r (4\pi)^2}} \quad 127$$

Um die Lesereichweite von verschiedenen UHF-RFID-Transpondern neutral bewerten und vergleichen zu können, bedarf es der Angabe aller in der Friis-Gleichung befindlichen Parametergrößen. Dies wird durch die Hersteller nicht getan. Dahingehend sind die Angaben zur Lesereichweite der Hersteller nicht repräsentativ.

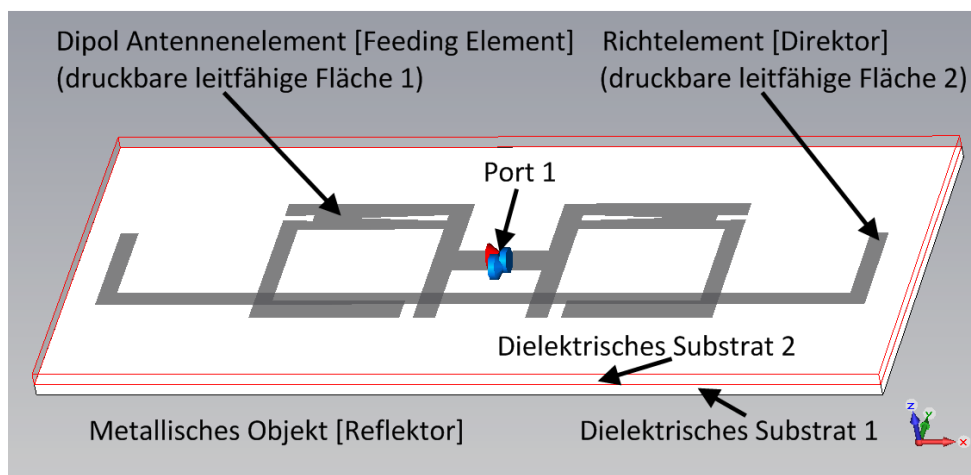
4.2 Entwurf und Simulation von neu entwickelten Konzepten/Strukturen

Um eine hohe Leistungsfähigkeit passiver UHF-RFID-Transponder zu erzielen, sind neue Transponder-Antennenkonzepte notwendig. Die entwickelten Konzepte basieren auf der Integration der Eigenschaften (Reflexionsvermögen elektromagnetischer Wellen) eines metallischen Objektes in das Antennenkonzept. Das metallische Objekt soll dabei zu einem wesentlichen Bestandteil der Transponder-Antenne werden und somit ihre Eigenschaften verbessern. Dafür wurde eine Längsstrahler-Antennenkonfiguration (siehe Abbildung 90) entworfen.

Antennenkonzept 1:

Dieses besteht aus drei Hauptkomponenten: einem Dipol-Antennenelement (Feeding Element), in welchem das Signal ein- und ausgekoppelt werden kann, einem Richtelement (Direktor) und einem Reflektor (metallisches Objekt). Diese Komponenten sind übereinander angeordnet und werden durch die dielektrischen Substrate 1 und 2 (Papier) elektrisch getrennt. Dieses Antennenkonzept wurde an einem Beispiel eines druckbaren Antennendesigns erstmalig 2009 in einer eigenen Veröffentlichung [Ref38] vorgestellt. Die nachfolgend dargestellten Forschungsergebnisse weisen umfangreiche Neuerungen auf, die sich somit vom bestehenden Stand der Technik abheben.

Perspektivische Ansicht:



Querschnitt:

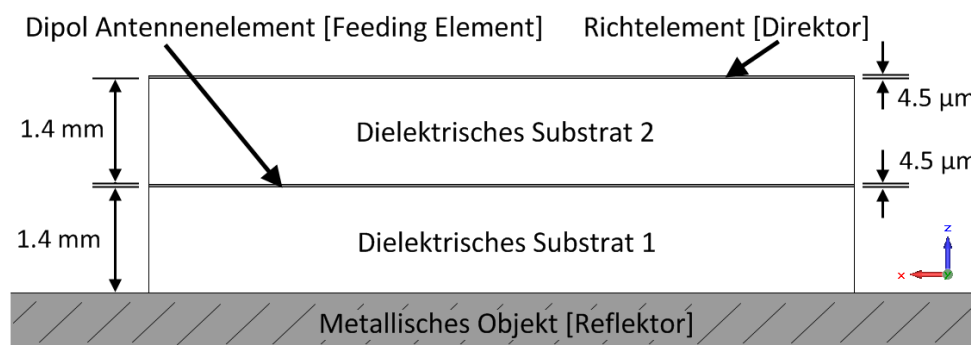


Abbildung 90: UHF Längsstrahler-Antennenkonfiguration

Längsstrahler-Antennenkonfigurationen zeichnen sich dadurch aus, dass ihre Komponenten aufgrund ihrer Lage zueinander interagieren. Daraus ergibt sich ein vom metallischen Objekt weg gerichtetes Antennenabstrahlverhalten. Die vollständige Funktionsweise von Längsstrahler-Antennen wurde bereits in Kapitel 2.3.3 am Beispiel einer Yagi-Uda Antenne beschrieben. Die in Abbildung 90 dargestellte Antennenkonfiguration unterscheidet sich dabei von der bekannten Yagi-Uda Antenne. Wesentlichste Unterschiede sind die geringen Abstände von $1/247 \lambda$ (Yagi-Uda: $1/4 - 1/2 \lambda$) der Freiraumwellenlänge zwischen dem metallischen Objekt und dem Dipol-Antennenelement sowie dem Abstand zwischen dem Dipol-Antennenelement und dem Richtelement. Diese Eigenschaft stellt eine Neuerung auf dem Gebiet der Längsstrahler dar.

4. UHF-RFID-Transponder-Antennenkonzepte / Strukturen für eine Anwendung auf Metall

Die in Abbildung 90 dargestellte Antennenkonfiguration wurde hinsichtlich einer UHF-RFID-Transponder-Anwendung und einer drucktechnischen Herstellung im Siebdruckverfahren entworfen.

Die Eigenschaften sind:

- Zu adressierende Resonanzfrequenz: 868 MHz
- Impedanz der Antenne: $(13 + j134) \Omega$ [entspricht der konjugierten Impedanz des UHF-RFID-Chips „NXP UCODE G2XM“ $((13 - j134) @ 868 \text{ MHz})$]
- Form, Geometrie und Materialeigenschaften des zu identifizierenden Objektes:
200 mm x 200 mm x 2 mm Aluminiumplatte ($\sigma = 3.72 \cdot 10^7 \text{ S/m}$, $\mu_r = 1$)
- Herstellungsspezifische Eigenschaften (Siebdruckverfahren):
 - o Drucksubstrateigenschaften: Papier ($\epsilon_r = 2.73$, $\mu_r = 1$, $\tan \delta = 0.001$)
 - o Eigenschaften der zu erwartenden leitfähigen Druckschicht:
4.5 μm Silberschicht ($\sigma = 4.5 \cdot 10^6 \text{ S/m}$, $\mu_r = 1$)

Abbildung 91 zeigt die Antennenelemente und ihre Dimension im Detail. Das Dipol-Antennenelement wurde im Vergleich zu den Dipolen in Kapitel 3 aufgrund der hohen Einflussnahme der Aluminiumplatte um fast die Hälfte der Breite verkürzt.

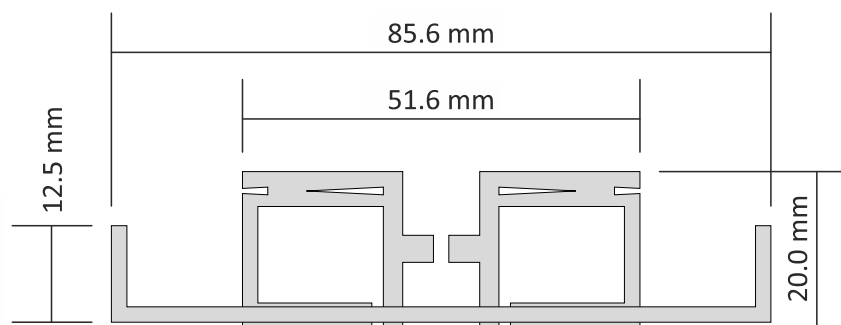


Abbildung 91: Dipol-Antennenelement und Richtelement

Die vollständige Antennenanordnung wurde in der Simulationssoftware (CST Microwave Studio) konstruiert und deren Antenneneigenschaften simuliert (Abbildung 94-98).

Um die Antenneneigenschaften (siehe Abbildungen 94, 96-98) in Abhängigkeit der definierten Impedanz von $(13 + j134) \Omega$ zu ermitteln, muss in der Simulationssoftware ein Impedanz-Anpassungsnetzwerk (siehe Abbildung 92) integriert werden. Dies resultiert auch aus der Tatsache, dass der Signalport 1 in der Simulationssoftware lediglich einen realen Wert annehmen kann und mit $R_S = 50 \Omega$ definiert wurde.

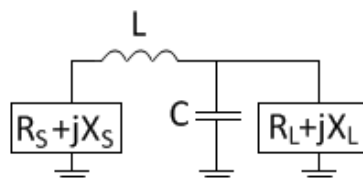


Abbildung 92: Impedanz-Anpassungsnetzwerk

Um also eine Impedanz-Anpassung von einer Signalquelle mit den Eigenschaften $R_S = 50 \Omega$, $X_S = 0$ auf eine Last (Antenne) mit einer definierten komplexen Impedanz von $R_L = 13 \Omega$, $X_L = 134 \Omega$ durchzuführen, wurde eine Hochfrequenz-Tiefpassschaltung ausgewählt. Die Schaltungskomponenten Spule L und Kondensator C wurde nach Pozar [Ref6] wie folgt berechnet.

4. UHF-RFID-Transponder-Antennenkonzepte / Strukturen für eine Anwendung auf Metall

$$C = \frac{G}{2\pi f} = 2 \text{ pF} \text{ mit } G = \frac{X_L + \sqrt{R_L/R_S} \sqrt{R_L^2 + X_L^2} - R_S R_L}{R_L^2 + X_L^2} \quad (128)$$

$$L = \frac{K}{2\pi f} = 47.5 \text{ nH} \text{ mit } K = \frac{1}{G} + \frac{X_L R_S}{R_L} - \frac{R_S}{G R_L} \quad (129)$$

Perspektivische Ansicht:

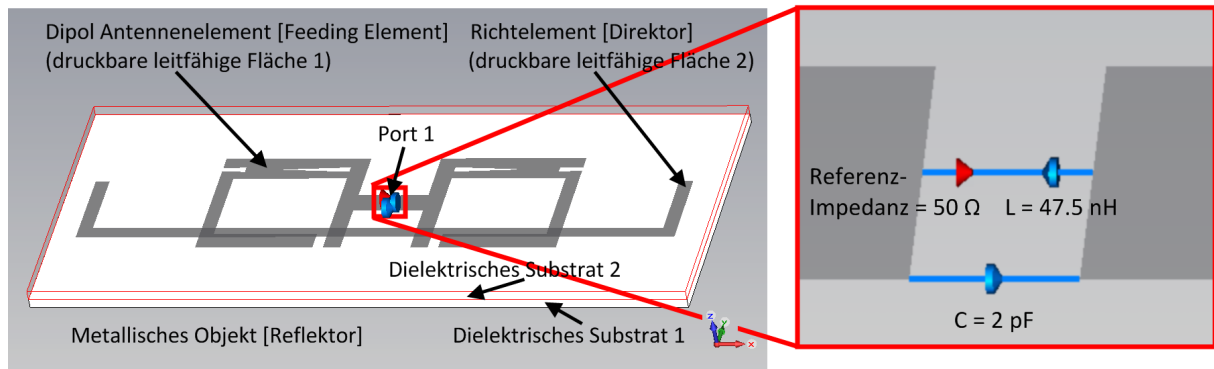


Abbildung 93: UHF-Längsstrahler-Antennenkonfiguration mit Impedanz-Anpassungsnetzwerk

Die frequenzabhängigen Schaltungskomponenten L und C wurden nach der Berechnung in der Simulationssoftware am Signaleingangspunkt des Antennendesigns mit dem 50Ω Signalport 1 integriert (Abbildung 93).

Die Simulationsergebnisse zeigen, dass das Längsstrahler-Antennendesign anhand der Streuparameter ein Resonanzverhalten bei 868 MHz aufweist (Abbildung 94). Die 3 dB Resonanzbandbreite ist allerdings mit 0.59 MHz sehr schmal. Weiterhin ist zu vermerken, dass bereits geringste Veränderungen im Design (z. B. Veränderung der Antennengröße, Veränderungen der Schichtdicke der dielektrischen Substrate, Position des Richtelements in Bezug auf das Dipol-Antennenelement, ...) eine Verschiebung der Resonanzfrequenz verursachen. Diese Eigenschaften erfordern bei einer späteren Herstellung höchste Positionier-Genauigkeit der Antennenelemente zueinander.

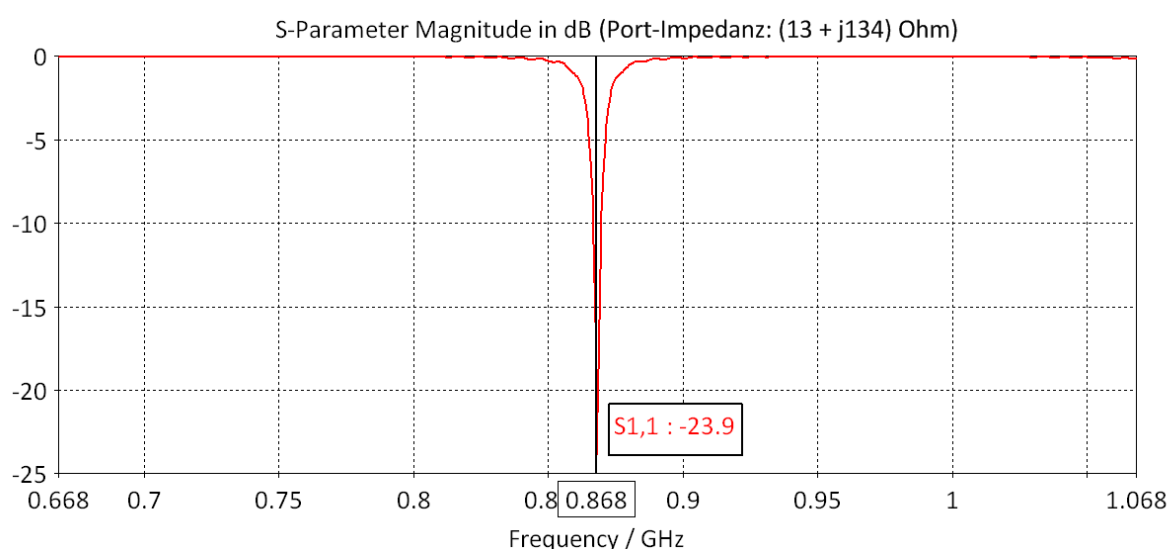


Abbildung 94: Streuparameter S_{11} des Längsstrahler-Antennendesigns (Simulationsergebnis)

4. UHF-RFID-Transponder-Antennenkonzepte / Strukturen für eine Anwendung auf Metall

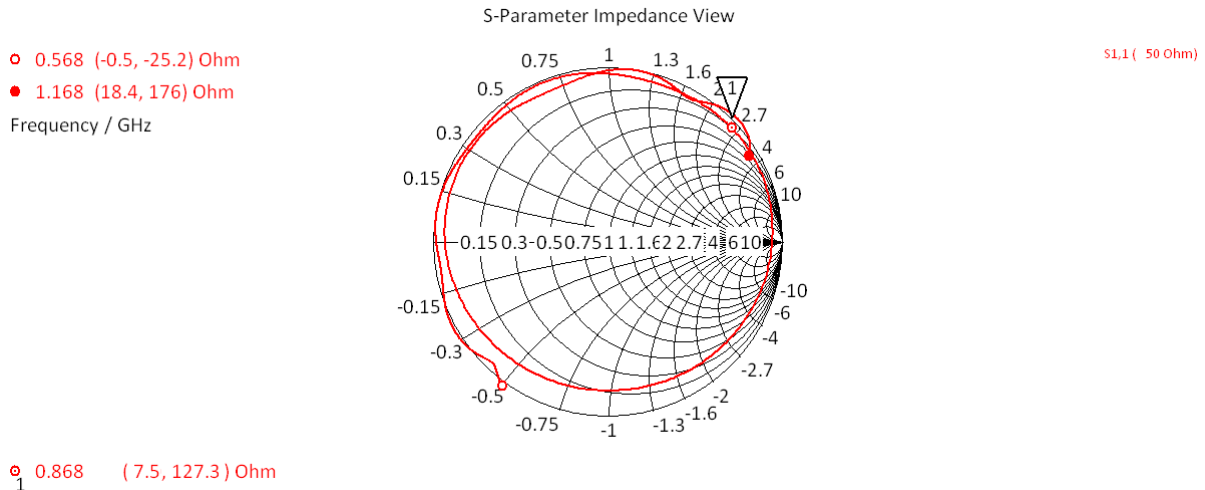


Abbildung 95: Impedanz des Längsstrahler-Antennendesigns in Abhängigkeit der Frequenz (Simulationsergebnis)

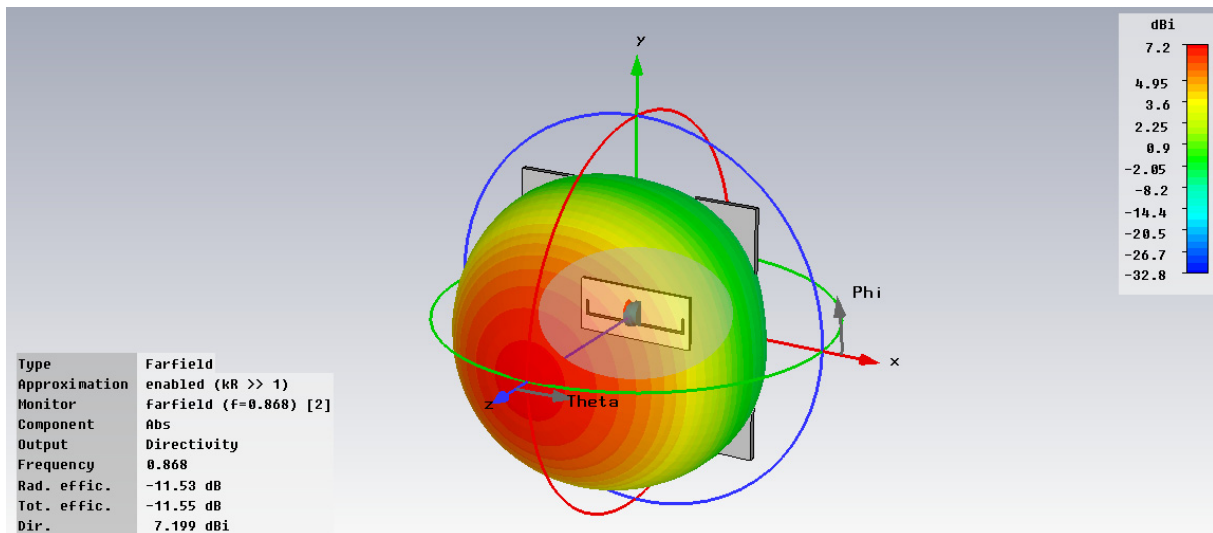


Abbildung 96: Abstrahlcharakteristik (Absolute Richtgewinn, linear polarisiert) des Längsstrahler-Antennendesigns (Simulationsergebnis)

Die Abstrahlcharakteristik des Längsstrahlers (siehe Abbildung 96) weist wie erwartet eine gerichtete Form auf. Der hohe absolute Richtgewinn von 7.2 dBi zeichnet das Antennendesign aus. Betrachtet man allerdings die sehr schlechten Effizienzwerte (Abstrahleffizienz $e_r = -11.5$ dB, totale Effizienz $e_t = -11.5$ dB), so wird klar, dass das Antennendesign ein starkes Dämpfungsverhalten des zu sendenden und zu empfangenden Signals aufweist. Dies wird besonders deutlich, wenn der Antennengewinn $G(\theta, \phi)$ betrachtet wird.

$$G(\theta, \phi) = e_r D(\theta, \phi) \quad (130)$$

$$G(0,0) = 10 \log(10^{(-11.5 \text{ dB} \cdot 0.1)} 10^{(7.2 \text{ dB} \cdot 0.1)}) = -4.3 \text{ dB}$$

Betrachtet man weiterhin die Polarisation der Antennenkonfiguration (siehe Abbildung 97 und 98), wird deutlich, dass das Längsstrahler-Antennendesign eine linkszirkulare und eine rechtszirkulare Polarisationskomponente mit jeweils 4.2 dBi aufweist.

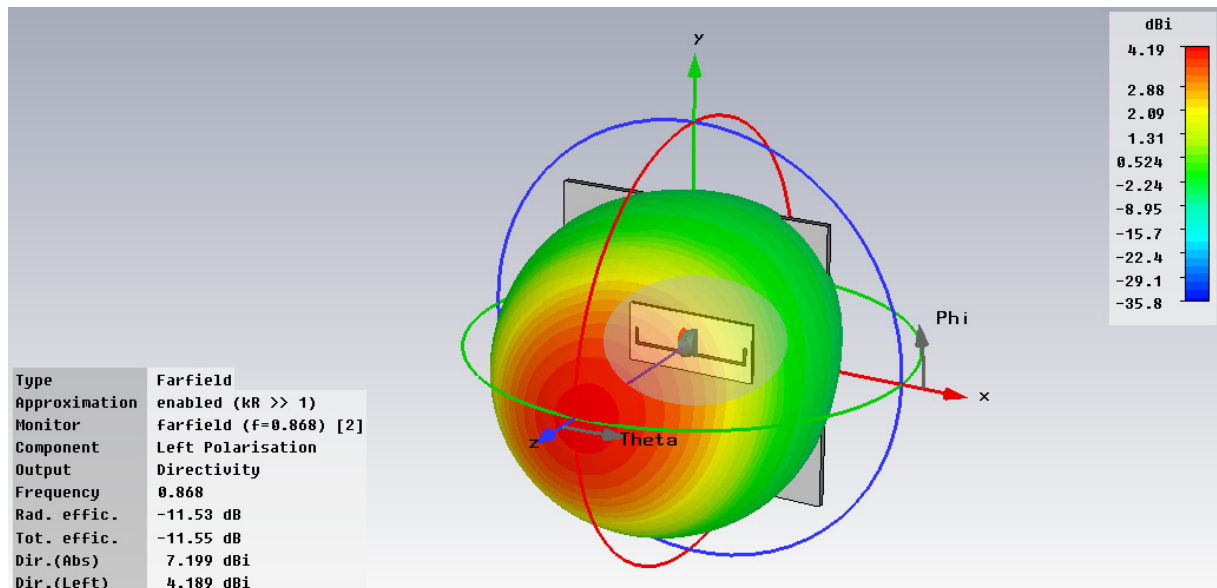


Abbildung 97: Linkszirkular polarisierte Abstrahlcharakteristik des Längsstrahler-Antennendesigns (Simulationsergebnis)

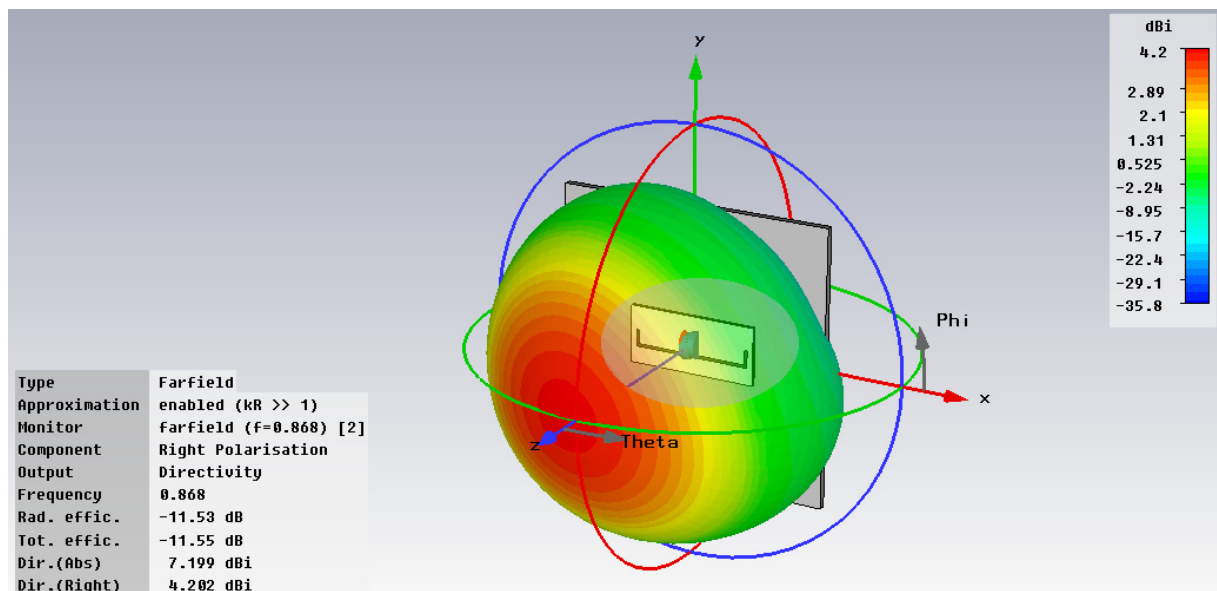


Abbildung 98: Rechtszirkular polarisierte Abstrahlcharakteristik des Längsstrahler-Antennendesigns (Simulationsergebnis)

Beachtet man, dass eine handelsübliche RFID-Reader-Patch-Antenne (z. B. ANTU-Patch-63-90, 865 – 870 MHz, rechts zirkular polarisiert, Vertrieb durch die Firma Meshed Systems GmbH [Quelle: www.meshedsystems.com]) sensitiv auf rechtszirkular polarisierte elektromagnetische Wellen ist, so ist lediglich der rechtszirkular polarisierte Anteil der Längsstrahler-Antennenkonfiguration von Bedeutung. Somit weist die Längsstrahler-Antennenkonfiguration für eine RFID-Anwendung mit einer rechtszirkular polarisierten Reader-Patch-Antenne lediglich einen effektiven Antennengewinn von $G(0,0) = 10 \log(10^{(-11.5 \text{ dB} * 0.1)} 10^{(4.2 \text{ dB} * 0.1)}) = -7.3 \text{ dB}$ auf. Trotz dieses geringen Antennengewinns ist eine RFID-Funktionalität zu erwarten. Beispielhaft kann die Lesereichweite eines RFID-Transponders im Bezug auf ein RFID-Reader-System mit Hilfe der Gleichung (127) berechnet werden.

4. UHF-RFID-Transponder-Antennenkonzepte / Strukturen für eine Anwendung auf Metall

Die gegebenen Größen sind: Frequenz $f = 868 \text{ MHz}$, Wellenlänge $\lambda = 0.345 \text{ m}$, Gewinn der Empfangsantenne (Längsstrahler-Antennenkonfiguration) $G_r = -7.3 \text{ dB}$, RFID-Reader Sendeleistung $P_{t,ERP} = 1 \text{ W}$ (ERP, Produkt aus Sendeleistung und RFID-Reader-Antennengewinn), minimale Operationsleistung eines beispielhaften RFID-Chips (NXP SL3S1002AC0) $P_r = -15 \text{ dBm}$.

$$R = \frac{1}{4\pi} \sqrt{\frac{G_r \lambda^2 P_{t,ERP}}{P_r}} = \frac{1}{4\pi} \sqrt{\frac{10^{(-7.3 \text{ dB} * 0.1)} (0.345 \text{ m})^2 (1 \text{ W})}{10^{(-15 \text{ dBm} * 0.1)} 10^{-3}}} \approx 2.1 \text{ m}$$

Die erzielbare Lesereichweite von rund 2.1 m erfüllt nicht die Zielanforderung von größer 5 m. Es gilt daher die Performance der Längsstrahler-Antennenkonfiguration zu optimieren. Zielgrößen sind neben einem rein rechtszirkular polarisierten Abstrahlverhalten ebenso ein positiver Antennengewinn $G(\theta, \phi)$ von größer 5 dB.

Untersuchung des Polarisationsverhaltens des Längsstrahler-Antennendesigns:

Um eine Optimierung der vorhandenen Antennenkonfiguration zu erreichen, müssen im Vorfeld der auftretende Effekt der zirkularen Polarisationseigenschaften der Antennenkonfiguration untersucht und daraus resultierende Fragen beantwortet werden.

Das Dipol-Antennenelement der Längsstrahler-Antennenkonfiguration zeichnet sich durch ein rein linear polarisiertes Abstrahlverhalten aus. Die vollständige Antennenkonfiguration weist allerdings ein zirkular polarisiertes Abstrahlverhalten auf. Diesen Effekt des abweichenden/geänderten Polarisationsverhaltens elektromagnetischer Wellen nennt man im allgemeinen Depolarisation. Bekannte Depolarisationseffekte treten beispielsweise auf, wenn elektromagnetische Wellen anisotrope Materialien durchdringen (Faraday Rotation) [Ref39, Ref40]. Depolarisationseffekte spielen aber ebenso auch bei Offset-Parabol-Antennen eine Rolle. Ein Offset-Parabolspiegel erzeugt kreuzpolarisierte elektromagnetische Wellen, wenn er von einer linear polarisierten Quelle angestrahlt wird [Ref15].

Es stehen somit die Fragen im Raum:

1. Entspricht das Depolarisationsverhalten einem bereits bekannten Effekt?
2. Verursacht das Depolarisationsverhalten der Längsstrahler-Antennenkonfiguration das sehr schlechte Antenneneffizienzverhalten von -11.5 dB und somit den schlechten realen Antennengewinn von -7.3 dB?

Beide Fragen müssen mit „ja“ beantwortet werden. Die Depolarisation elektromagnetischer Wellen ist bekannt, aber in der Literatur nicht vollständig beschrieben. Das Depolarisationsverhalten der Längsstrahler-Antennenkonfiguration hat natürlich Einfluss auf die Antenneneffizienz. Diese geht allerdings mit der Geometrie der Antennenapertur Hand in Hand und ist somit nur das Resultat aus der definierten Antennenapertur.

Doch wie kann das Depolarisationsverhalten aufgehoben werden, um eine bessere Performance der Antennenkonfiguration zu erhalten? Zur Beantwortung dieser Frage wurden folgende Lösungsansätze mit Hilfe der Simulationssoftware (CST Microwave Studio) betrachtet.

a) Veränderung des Abstandes zwischen Dipol-Antennenelement und metallischem Objekt (Variation der Substratdicke)

Es konnte festgestellt werden, dass die Antenneneffizienz mit abnehmendem Abstand (von 2 mm zu 0.1 mm) zwischen Dipol-Antennenelement und metallischem Objekt abfällt.

4. UHF-RFID-Transponder-Antennenkonzepte / Strukturen für eine Anwendung auf Metall

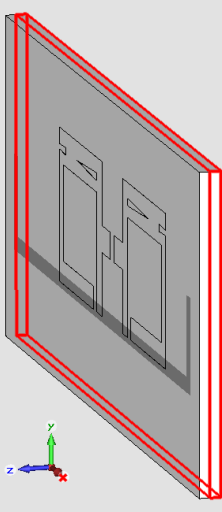
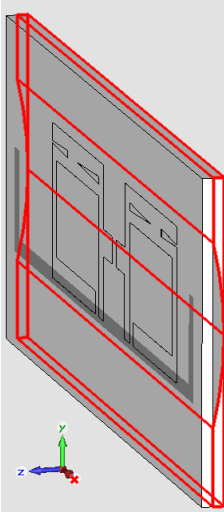
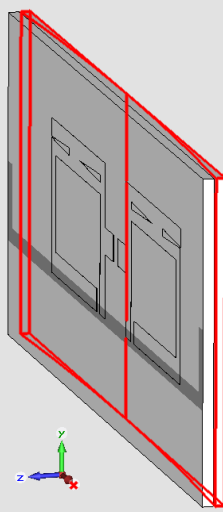
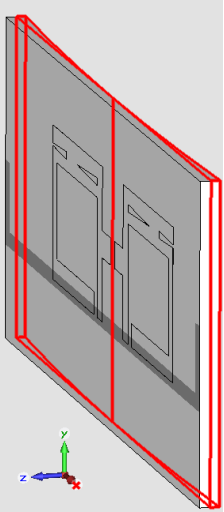
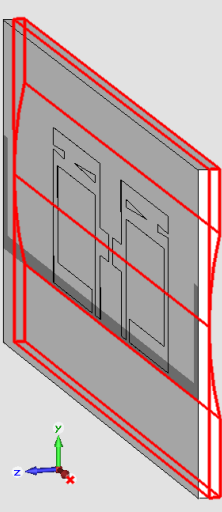
Dabei muss beachtet werden, dass die Veränderungen der Antennenkonfiguration ebenso Einfluss auf die Impedanz der Antenne haben. Dieser verstimmt sich bei kleinsten Änderungen, sodass die Antennenstrukturen selbst jeweils neu dimensioniert und somit neu angepasst werden müssen.

b) Zylindrische Aussparung des dielektrischen Substrates 1, Antennenflächen bleiben planar

Ziel ist es, eine Krümmung der Wellenfronten zwischen dem Dipolantennenelement und dem Reflektor zu erreichen. Dies würde dem Verhalten einer reinen Reflektor-Antenne entsprechen. Eine Abnahme der Depolarisationseffekte ist zu erwarten.

Das dielektrische Substrat 1 wurde dazu einmal in positiver oder negativer z-Richtung entlang der x- oder y-Achse einseitig ausgespart, so dass lediglich zwischen dem Substrat 1 und dem metallischen Objekt ein gekrümmter Hohlraum mit Luft entstand. Durch diese Veränderung der Antennenkonfiguration verstimmte sich die Impedanz-Anpassung der Antennenkonfiguration. Deshalb wurden die Dipol-Antennenstruktur und das Richtelement jeweils neu dimensioniert. Eine Verbesserung der Antenneneffizienz konnte jedoch nicht festgestellt werden (siehe Tabelle 11).

Tabelle 11: Vergleich der totalen Antennen-Effizienz in Abhängigkeit zylindrischer Aussparungen des dielektrischen Substrates 1

Keine Aussparung des dielektr. Substrats 1	Aussparung des dielektr. Substrats 1 in positiver z- Richtung entlang der x-Achse	Aussparung des dielektr. Substrats 1 in positiver z- Richtung entlang der y-Achse	Aussparung des dielektr. Substrats 1 in negativer z- Richtung entlang der x-Achse	Aussparung des dielektr. Substrats 1 in negativer z- Richtung entlang der y-Achse
				
Richtgewinn (linear pol.): 7.2 dBi Rad.-Eff.: -11.5 dB Total.-Eff.: -11.5 dB @ 868 MHz	Richtgewinn (linear pol.): 7.4 dBi Rad.-Eff.: -14.2 dB Total.-Eff.: -14.7 dB @ 868 MHz	Richtgewinn (linear pol.): 7.4 dBi Rad.-Eff.: -12.3 dB Total.-Eff.: -12.3 dB @ 868 MHz	Richtgewinn (linear pol.): 7.4 dBi Rad.-Eff.: -11.6 dB Total.-Eff.: -11.6 dB @ 868 MHz	Richtgewinn (linear pol.): 7.5 dBi Rad.-Eff.: -11.9 dB Total.-Eff.: -11.9 dB @ 868 MHz
S11-Parameter @ 868 MHz, (13 + j134) Ω: -23.9 dB	S11-Parameter @ 868 MHz, (13 + j134) Ω: -9.3 dB	S11-Parameter @ 868 MHz, (13 + j134) Ω: -17.7 dB	S11-Parameter @ 868 MHz, (13 + j134) Ω: -23.1 dB	S11-Parameter @ 868 MHz, (13 + j134) Ω: -24.5 dB

c) Krümmung der Dipolstruktur mit gleichzeitiger zylindrischer Aussparung des dielektrischen Substrates 1, gekrümmter Hohlraum zwischen Substrat und metallischem Objekt (Abbildung 99)

Ziel ist auch hier eine Krümmung der Wellenfronten. Abhängig des 1.4 mm dicken dielektrischen Substrates konnte ein maximaler Krümmungswinkel von 5.7° der Dipolstruktur erzeugt werden. Dieser war nicht ausreichend groß, um eine Krümmung der Wellenfront nachweisen zu können.

Die Krümmung der Antennenstruktur an der Innenseite des dielektrischen Substrates 1 resultiert in einer sehr starken frequenzabhängigen Änderung der Antennenimpedanz (siehe Tabelle 12). Der Realteil der Antennenimpedanz nähert sich einem Wert von 0Ω an und der Imaginär-Teil bewegt sich im zweistelligen negativen Bereich. Dies begründet sich aus der veränderten örtlichen Beziehung zwischen dem gekrümmten Dipolantennenelement und dem planaren Richtelement sowie dem planaren metallischen Objekt. Eine Antennendesign-Impedanz-Anpassung an $(13 + j134)\Omega$ konnte empirisch nicht erreicht werden. Die Antennenabstrahleffizienz konnte im Vergleich zur nicht gekrümmten Antennenstruktur nicht verbessert werden. Eine Erhöhung der Substratdicken im Millimeterbereich (siehe Tabelle 12) beeinflusst die Antenneneigenschaften nur gering positiv.

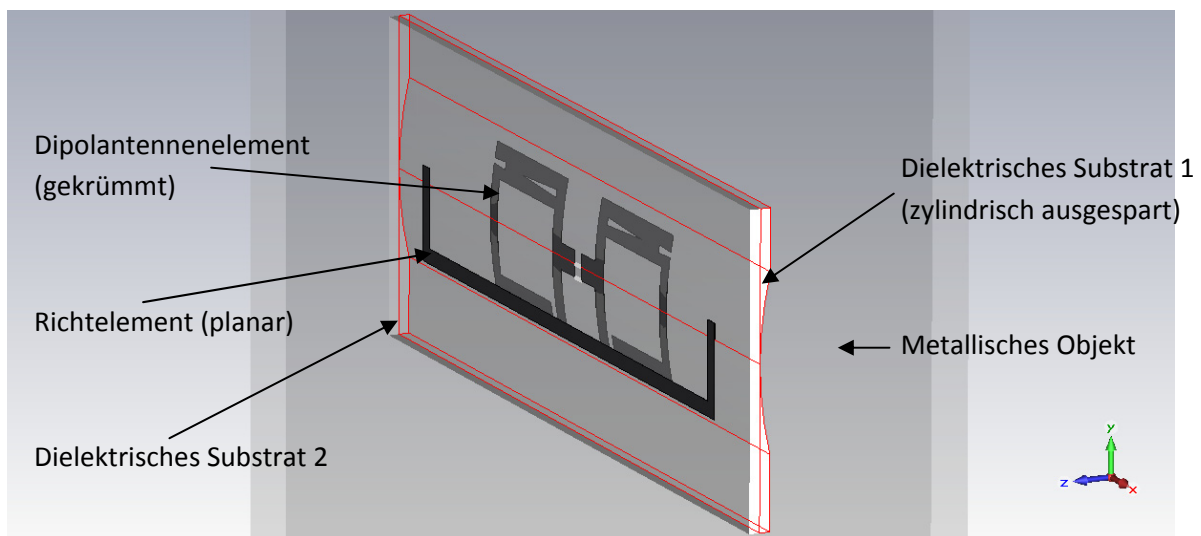


Abbildung 99: Perspektivische Darstellung der gekrümmten Dipolstruktur mit gleichzeitiger zylindrischer Aussparung des dielektrischen Substrates 1

Tabelle 12: Abhängigkeit der Dicke des dielektrischen Substrates 1 zu den Antenneneigenschaften

Dicke des dielektrischen Substrates 1 [mm]	Richtgewinn [dBi] @ 868 MHz, $(13 + j134) \Omega$	Rad.-Effizienz [dB] @ 868 MHz, $(13 + j134) \Omega$	Total.-Effizienz [dB] @ 868 MHz, $(13 + j134) \Omega$	Wellenwiderstand [Ω] @ 868 MHz
1.4	3.1	-36.1	-64.3	$0.04 - j25$
2.4	5.2	-27.1	-54	$-0.03 - j45.2$
3.4	5.7	-22.7	-49.5	$-0.05 - j56.6$
4.4	5.8	-25,3	-51.8	$0.67 - j64.3$

Die Lösungsansätze a) bis c) zeigten keine Minimierung der Depolarisationseffekte.

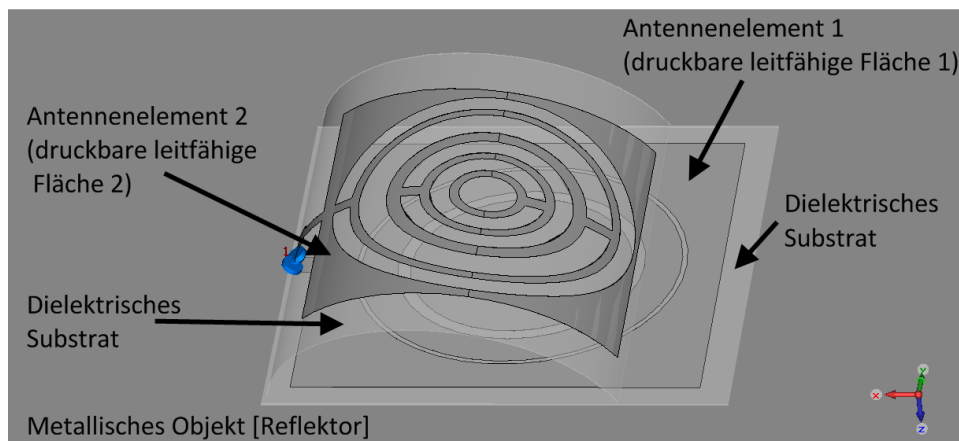
4. UHF-RFID-Transponder-Antennenkonzepte / Strukturen für eine Anwendung auf Metall

„Es hat sich gezeigt, dass Antennenkonfigurationen in unmittelbarer Nähe ($< \lambda/32$) zu metallischen Objekten grundlegend ein Depolarisationsverhalten aufzeigen. Der entwickelte Ansatz der Krümmung der Wellenfronten zwischen sendendem Antennenelement und Reflektor zur Minimierung solcher Effekte wird als sehr aussichtsreich bewertet und soll weiterführend betrachtet werden.“

Antennenkonzept 2:

Dazu wurde ein neues Antennenkonzept (siehe Abbildung 100) entworfen. Dieses stellt eine Weiterentwicklung eines eigenentwickelten, vollständig planaren Antennendesigns [Ref41] dar.

Perspektivische Ansicht:



Querschnitt:

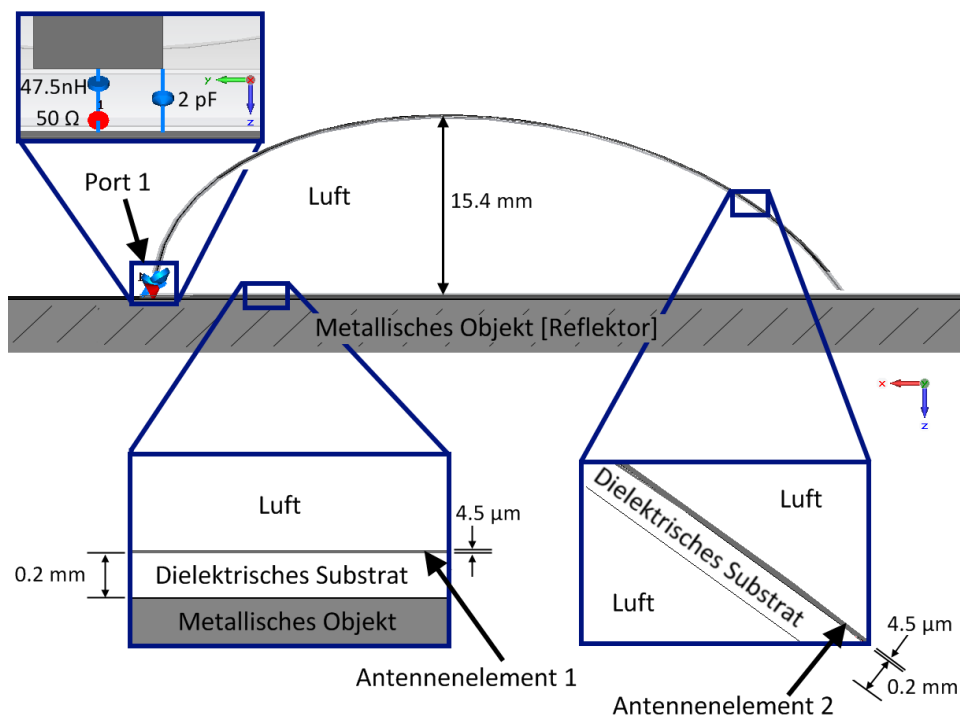


Abbildung 100: UHF-(Reflektor)-Antennenkonfiguration in perspektivischer- und Querschnitt-Darstellung

Das neue Antennendesign besteht aus zwei Antennenelementen, welche in ihrer Formgebung und Größe (Abbildung 101) unterschiedlich ausgeprägt sind.

4. UHF-RFID-Transponder-Antennenkonzepte / Strukturen für eine Anwendung auf Metall

Das Antennenelement 1 (siehe Abbildung 100) ist im Abstand von 0.2 mm parallel zum metallischen Objekt angeordnet. Ein dielektrisches Substrat (Papier) wird dazu als Abstandshalter, Isolator und Drucksubstrat eingesetzt. Ebenso soll das Antennenelement 2 auf das dielektrisches Substrat gedruckt und anschließend gezielt gefaltet und gekrümmt positioniert werden.

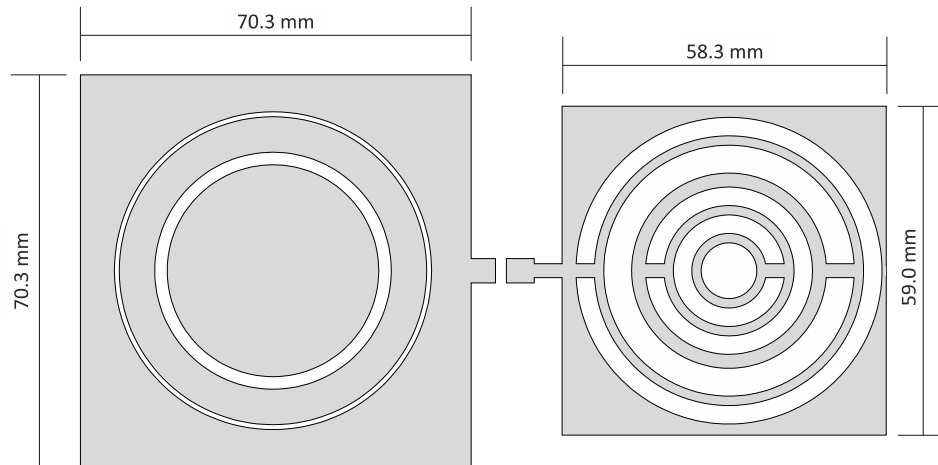


Abbildung 101: Zeichnung der (Reflektor)-Antennenanordnung

Das Antennenelement 1 hat eine quadratische Grundform mit einer Kantenlänge von 70.3 mm ($\lambda/4.9$). Im Inneren sind definierte kreisrunde Schlitze integriert, die unter anderem Kopplungen zwischen Antennenelement 2 und dem metallischen Objekt ermöglichen. Antennenelement 2 besitzt eine rechteckige Grundform mit den Maßen 58.3 mm x 59 mm ($\lambda/5.9 \times \lambda/5.85$) und eine in das Zentrum laufende kreisrunde Mäanderstruktur, welche die wirksame Antennenlänge erhöht und gleichzeitig Oberflächenströme gezielt leitet.

Das Antennenkonzept lässt sich nur schwer einer Antennengrundform zuordnen. Die Formgebung und Anordnung der Antennenelemente resultiert in einer Antennenkonfiguration, welche eine Kombination aus einer gekrümmten Patch- und Slot-Antenne sowie einer Reflektor-Antenne darstellt. Diese Kombination stellt eine Neuerung dar und soll ein Antennenabstrahlverhalten mit verringерndem Depolarisationsverhalten ermöglichen.

Betrachtet man die Antennenkonfiguration als Patch-Antenne, so erzeugt ein im Port eingespeistes Signal einen Oberflächenstrom, welcher in der Ausbildung eines elektrischen Feldes in Freiraumrichtung (negative z-Richtung) sowie in Richtung des Antennenelementes 1 und des Reflektors resultiert. Diese Felddausbildung kann mit Hilfe des Hohlraum-Modells (siehe Kapitel 2.3.3) beschrieben werden. Dabei ist allerdings zu beachten, dass der Hohlraum gekrümmt ist und somit E-Felder unterschiedlicher Feldstärke zu erwarten sind. Dies wiederum wird die Patch-Antenneneigenschaften der Antennenkonfiguration beeinflussen.

Betrachtet man die Antennenkonfiguration als Reflektor-Antenne, so ist zu vermerken, dass das Antennenelement 2 mit der Mäanderausprägung das aktive Element darstellt, welches wesentlich die Resonanzfrequenz bestimmt. Das Antennenelement 1 wirkt aufgrund des Signal-Einspeise-Punktes teilweise als aktives Element und teilweise als Reflektor.

4. UHF-RFID-Transponder-Antennenkonzepte / Strukturen für eine Anwendung auf Metall

Um das Antennenelement 1 und das metallische Objekt gleichzeitig als Reflektor zu nutzen, muss eine starke Interaktion (u.a. elektrische Kopplung) zwischen dem Antennenelement 1 und dem metallischen Objekt gewährleistet sein. Um die elektrische Kopplung im Vergleich zu einer geschlossenen Antennenfläche zu erhöhen, wurden zusätzliche Grenzflächen durch gezielte kreisrunde Schlitze im Antennenelement 1 geschaffen. Diese bilden elektrische Hohlräume, vergleichbar wie bei Patch-Antennen, und ermöglichen somit eine Ausprägung elektrischer Felder/elektrischer Kopplungen.

Aufgrund der starken Reflektor-Wirkung der Antennenanordnung soll nachfolgend die Antennenkonfiguration als (Reflektor)-Antennenanordnung bezeichnet werden.

Die in einer Simulation errechneten Antenneneigenschaften werden nachfolgend dargestellt. Abbildung 102 zeigt eine Schnittdarstellung der E-Feld-Verteilung bei einer Phase von 45° des Wellenzyklus. Es ist zu erkennen, dass sich das E-Feld aufgrund der gekrümmten Mäanderstruktur des Antennenelementes 2 an vier Stellen (rote Pfeillinien in Abbildung 102) besonders stark ausprägt. Die Krümmung verursacht ebenso eine inhomogene E-Feld-Verteilung zwischen dem Antennenelement 2 und dem Reflektor. Das zuvor angesprochene Hohlraum-Model zur Beschreibung der Patch-Antenneneigenschaften kann daher nur begrenzt zur Beschreibung dieser Antennenanordnung verwendet werden. Dies wiederum bestätigt, dass die Antennenanordnung mehrheitlich Reflektor-Antennen-Eigenschaften aufweist. Weiterhin ist zu erkennen, dass sich das E-Feld in Freiraumrichtung (negative z-Richtung) vom Zentrum der Antennenanordnung ausbildet.

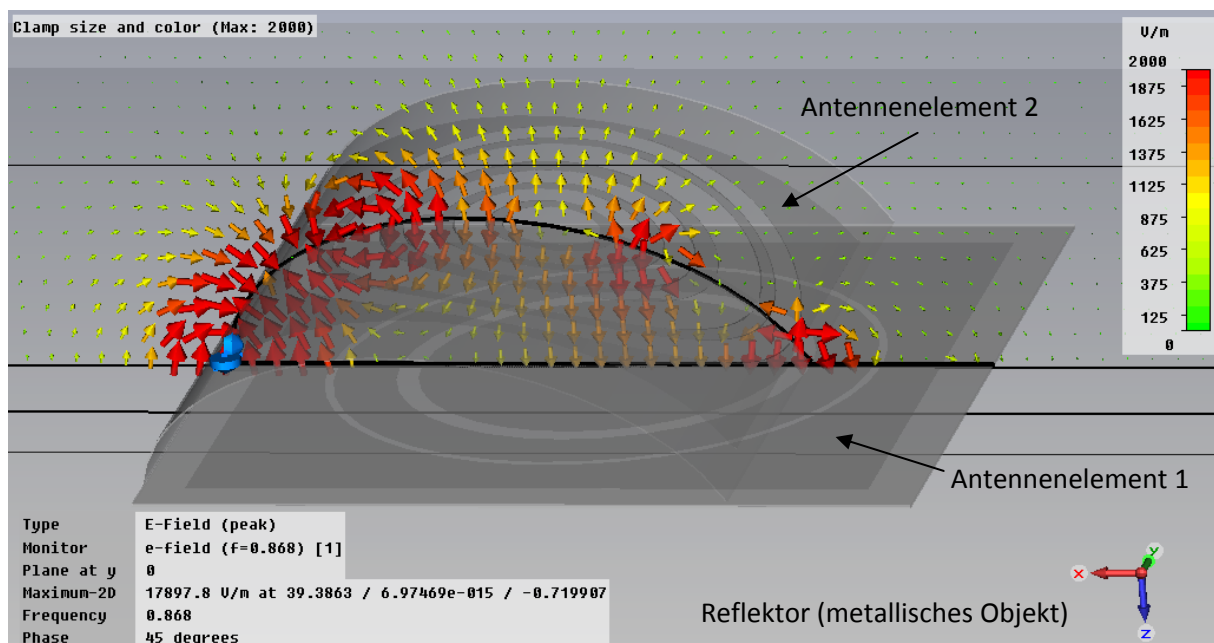


Abbildung 102: E-Feld-Verteilung in der y-Schnittebene der (Reflektor)-Antennenanordnung bei einer Phase von 45° des Wellenzyklus

Das natürlich deutlich schwächer ausgeprägte H-Feld (siehe Abbildung 103) zeigt ebenfalls an der Mäanderstruktur im Randbereich verstärkte Feldbereiche. Die H-Feldverteilung ist im Übrigen bei einer Frequenz von 868 MHz nicht von großer Bedeutung und soll nur der Vollständigkeit halber dargestellt werden.

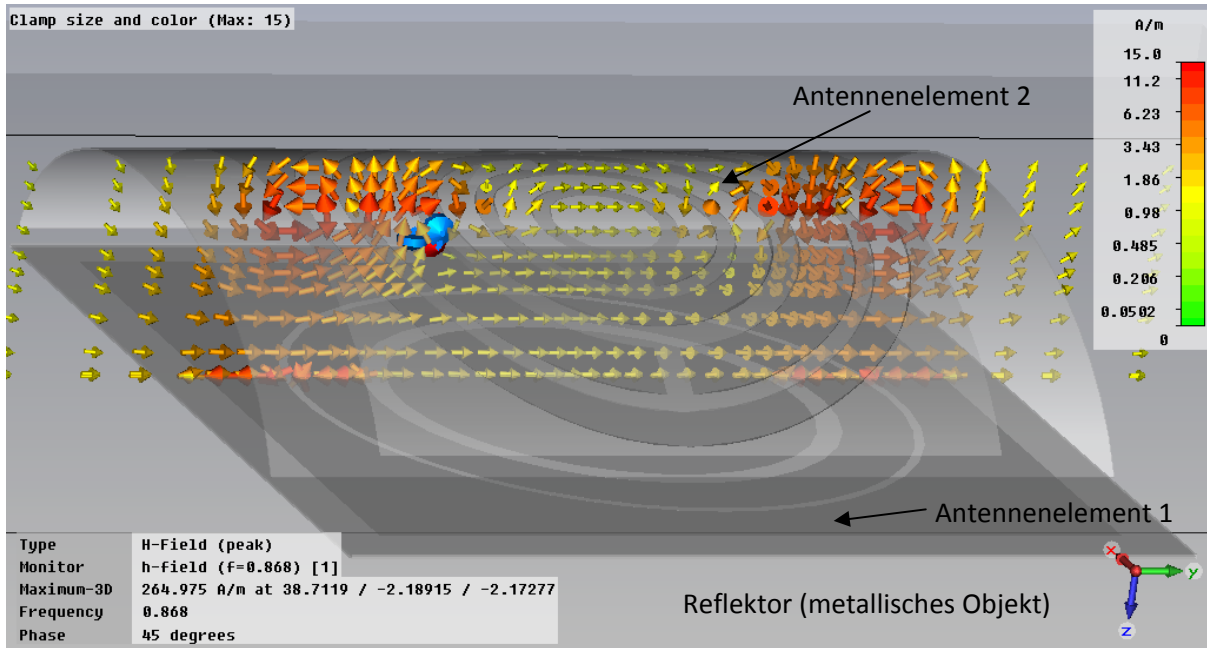


Abbildung 103: H-Feld-Verteilung in der x-Schnittebene der (Reflektor)-Antennenanordnung bei einer Phase von 45° des Wellenzyklus

Die in Abbildung 104 dargestellten Oberflächenströme verlaufen wie erwartet auf dem Antennenelement 2 entlang der Mäanderstruktur, wobei sich an Abzweigungen der Mäanderstruktur Maxima ausbilden.

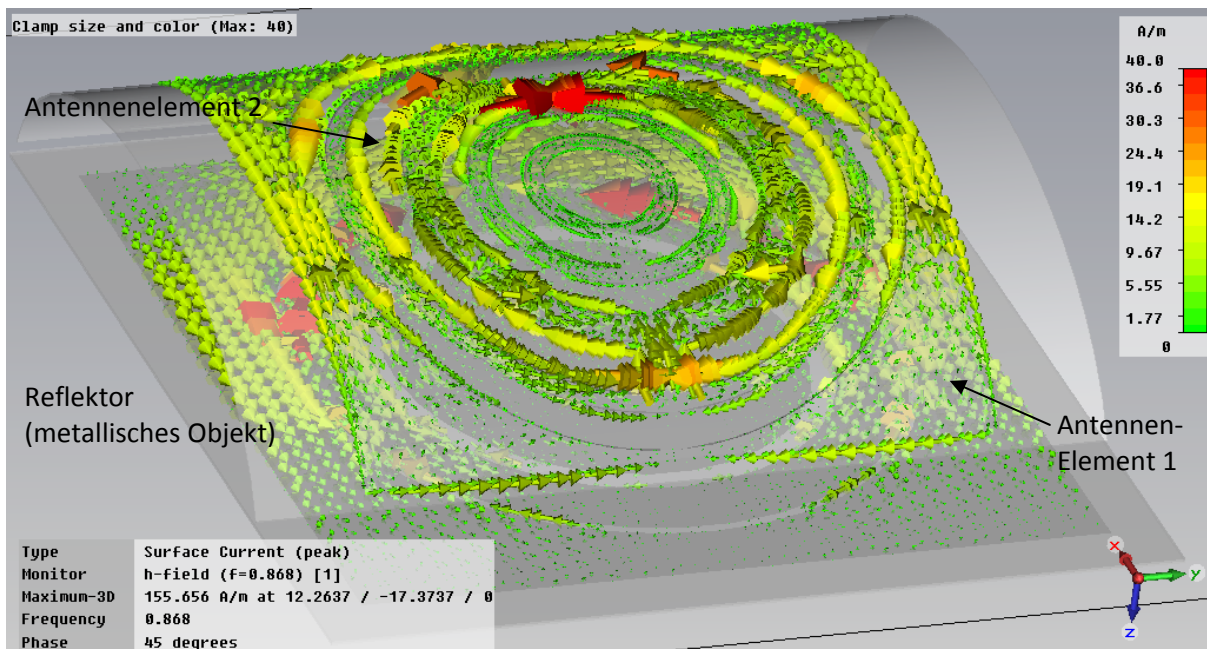


Abbildung 104: Oberflächenströme der (Reflektor)-Antennenanordnung bei einer Phase von 45° in der Draufsicht

Resultierend aus den Feldeigenschaften ergeben sich die in den Abbildungen 105 bis 109 dargestellten Antenneneigenschaften.

4. UHF-RFID-Transponder-Antennenkonzepte / Strukturen für eine Anwendung auf Metall

Hinsichtlich der nachfolgend dargestellten Streuparameter S_{11} wird deutlich, dass die Antennenanordnung ein Resonanzverhalten bei 868 MHz an einer Eingangsimpedanz von $(13 + j134) \Omega$ aufweist. Die Frequenz abhängige Antennenimpedanz wird in Abbildung 106 dargestellt. Die Antennenanordnung weist dabei eine Impedanz von $(8.3 + j127.4) \Omega$ auf, welche nahezu der Zielimpedanz von $(13 + j134) \Omega$ entspricht.

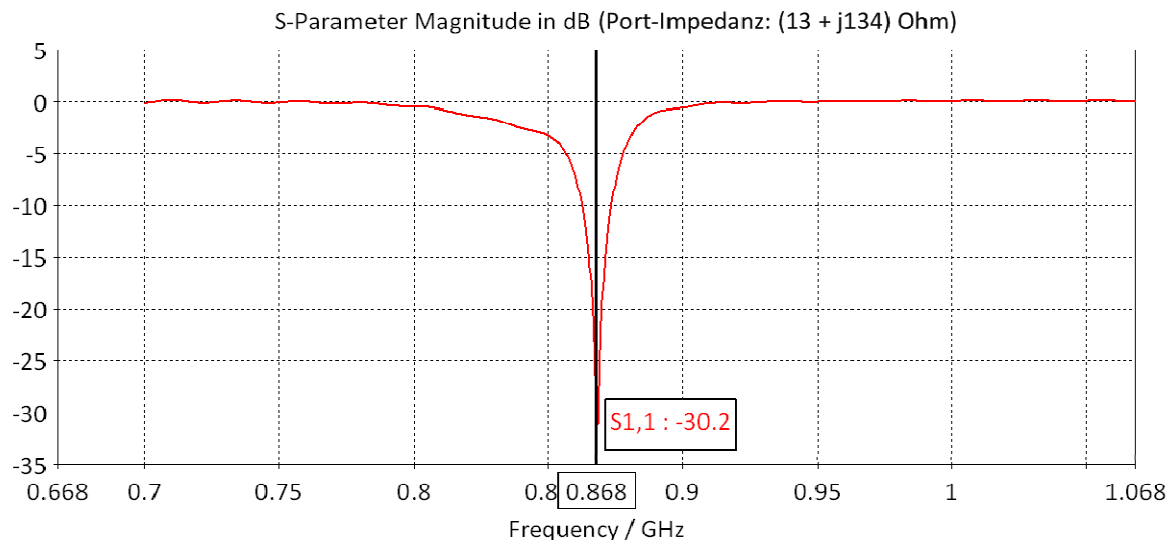


Abbildung 105: Streuparameter S_{11} der (Reflektor)-Antennenanordnung (Simulationsergebnis)

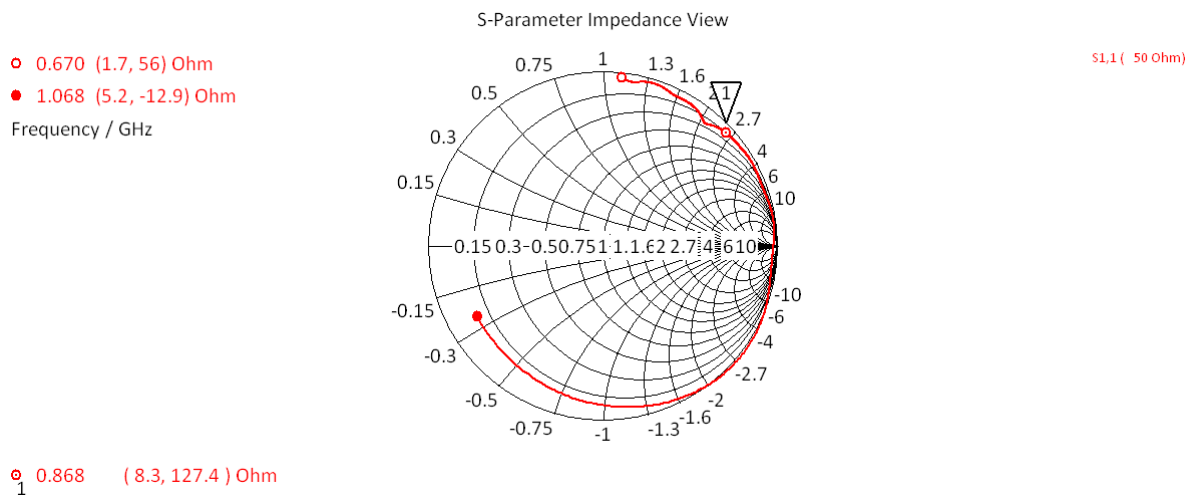


Abbildung 106: Impedanz der (Reflektor)-Antennenanordnung (Simulationsergebnis)

Betrachtet man neben den Streuparametern und der Impedanz der Antennenanordnung die Abstrahleigenschaften (Abbildungen 107 bis 109), so wird erneut ein rechts- und links-zirkular polarisiertes Abstrahlverhalten sichtbar. Beide zirkuläre Abstrahlverhalten weisen im direkten Vergleich eine Richtungsvariation auf, so dass sie sich nicht vollständig überlagern. Dies ist als Vorteil zu werten, da eine direkte und vollständige Überlagerung zu einer Aufhebung des gesuchten rechts-zirkular polarisierten Abstrahlverhaltens führen würde.

4. UHF-RFID-Transponder-Antennenkonzepte / Strukturen für eine Anwendung auf Metall

Es ergibt sich allerdings die Frage: Warum weisen die rechts- und links-zirkular polarisierten Abstrahlverhalten eine Richtungsvariation auf? Nach eingehenden Untersuchungen ist als Ursache der Richtungsvariation die Krümmung des Antennenelementes 2 und die daraus resultierende inhomogene E-Feldverteilung zwischen dem Antennenelement 2 und dem Reflektor zu nennen. Es überlagern sich unvollständig beide zirkular-polarisierte Anteile. Daraus ergibt sich die Frage: Welche absolute Endpolarisation besitzt die Antennenanordnung? Eine Teilüberlagerung von rechts- und links-zirkular polarisierten Anteilen resultiert in einem elliptisch polarisierten Verhalten. Allerdings weist auch die Antenne ein lineares Polarisationsverhalten auf, wobei aus der Simulation nicht eindeutig hervorgeht, ob ein horizontal oder vertikal polarisiertes Verhalten vorliegt (siehe Abbildung 107).

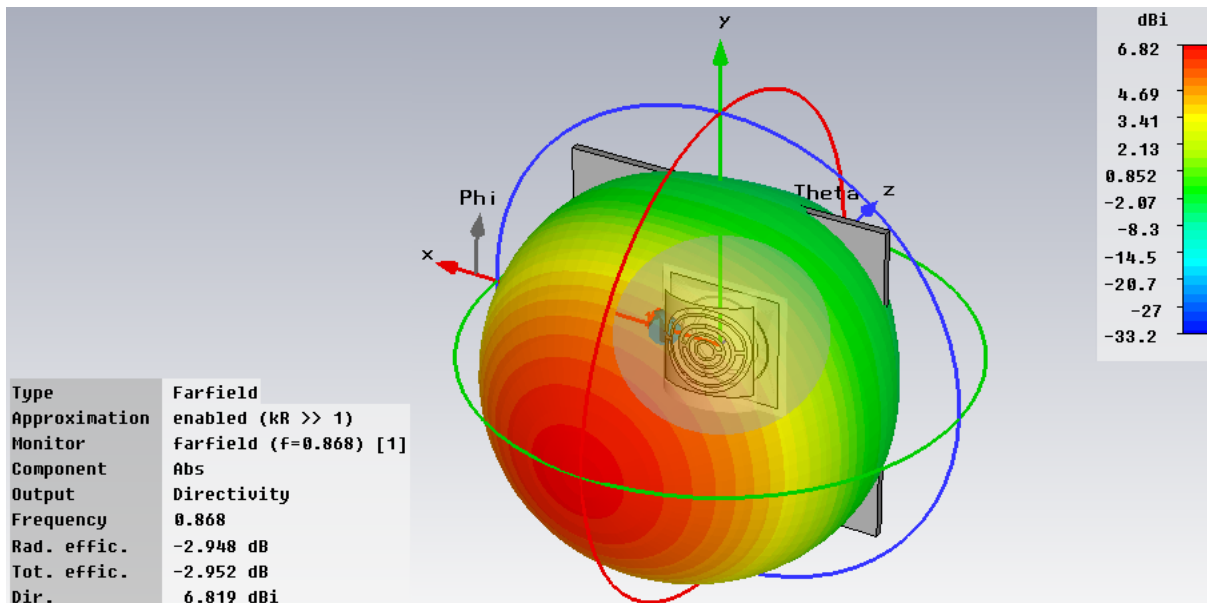


Abbildung 107: Abstrahlcharakteristik der (Reflektor)-Antennenanordnung (Simulationsergebnis)

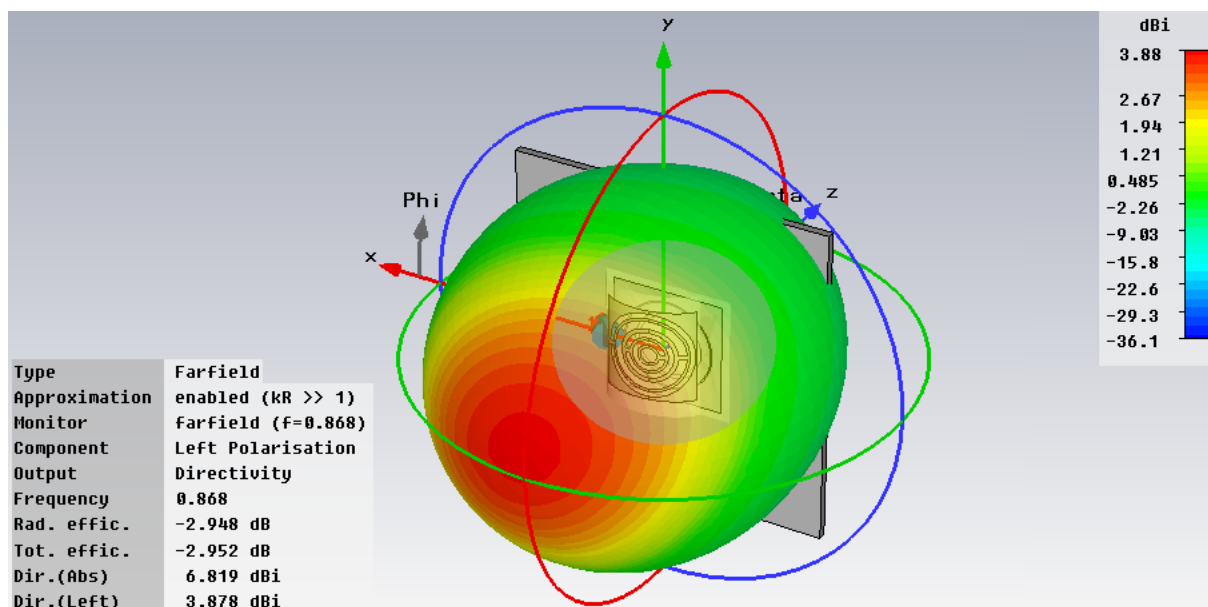


Abbildung 108: Linkszirkular polarisiertes Abstrahlverhalten der (Reflektor)-Antennenanordnung (Simulationsergebnis)

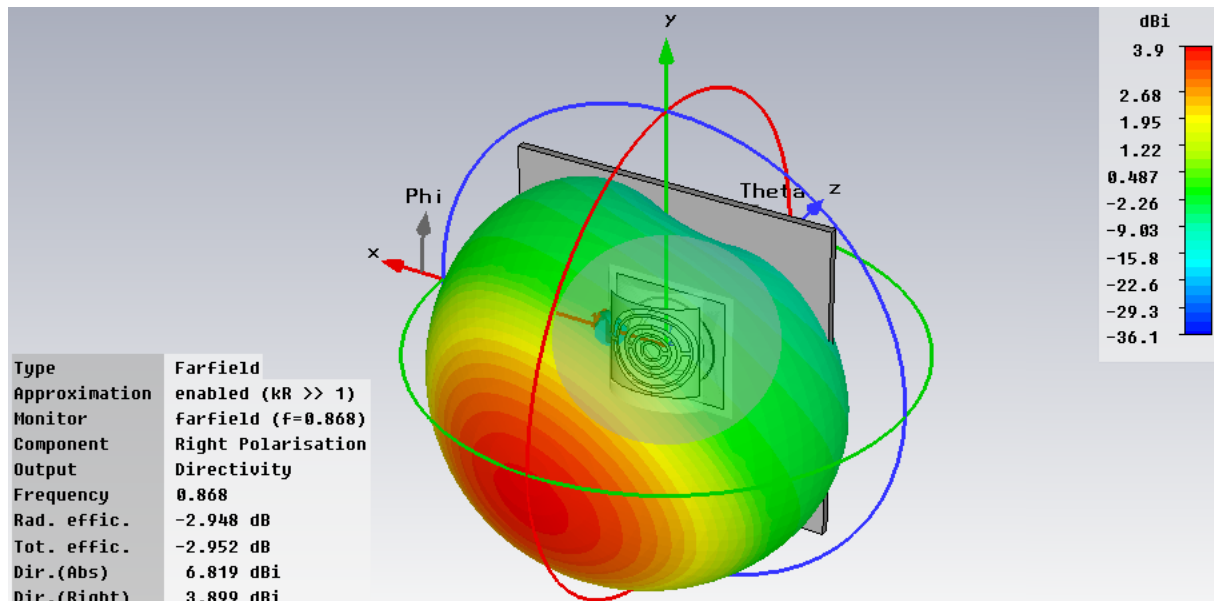


Abbildung 109: Rechtszirkular polarisiertes Abstrahlverhalten der (Reflektor)-Antennenanordnung (Simulationsergebnis)

Das genaue Polarisationsverhalten der (Reflektor)-Antennenkonfiguration soll im nachfolgenden Kapitel messtechnisch untersucht werden.

Aufgrund der verringerten Depolarisation und des dadurch erzielten absoluten effektiven Antennengewinns von $G(180,0) = 10 \log(10^{(-2.9 \text{ dB} * 0.1)} 10^{(6.8 \text{ dB} * 0.1)}) = 3.9 \text{ dB}$ bei linearer Polarisation kann theoretisch eine RFID-Lesereichweite von 7.6 m erreicht werden. Dieses Ergebnis kann nach Gleichung (127) berechnet werden.

$$R = \frac{1}{4\pi} \sqrt{\frac{G_r \lambda^2 P_{t,ERP}}{P_r}} = \frac{1}{4\pi} \sqrt{\frac{10^{(3.9 \text{ dB} * 0.1)} (0.345 \text{ m})^2 (1 \text{ W})}{10^{(-15 \text{ dBm} * 0.1)} 10^{-3}}} \approx 7.6 \text{ m}$$

Die eingesetzten Größen sind: Frequenz $f = 868 \text{ MHz}$, Wellenlänge $\lambda = 0.345 \text{ m}$, Gewinn der Empfangsantenne (rechts-zirkular polarisierter Antennengewinn der (Reflektor)-Antennenanordnung) $G_r = 1.0 \text{ dB}$, RFID-Reader Sendeleistung $P_{t,ERP} = 1 \text{ W}$ (ERP, Produkt aus Sendeleistung und RFID-Reader Antennengewinn), minimale Operationsleistung eines beispielhaften RFID-Chips (NXP SL3S1002AC0) $P_r = -15 \text{ dBm}$.

Mit einer theoretischen Lesereichweite von 7.6 m erfüllt die (Reflektor)-Antennenanordnung das definierte Ziel. Somit sollen die Längsstrahler-Antennenkonfiguration und die (Reflektor)-Antennenanordnung vergleichend im Druckverfahren hergestellt und anschließend vermessen werden.

4.3 Herstellung und Vermessung

Die Herstellung der Antennen erfolgte im bereits beschriebenen Siebdruckverfahren. Nachfolgend sind die Herstellungsparameter angeführt.

- Siebdruckmaschine: EKRA E2XL (siehe Abbildung 56)
- Siebdrucksieb: PET Siebgewebe, 77-55 YPW (77 Fäden pro cm, 55 μm Garndurchmesser, Maschenweite 67 μm)

4. UHF-RFID-Transponder-Antennenkonzepte / Strukturen für eine Anwendung auf Metall

- Druckpaste: Silber: SunChemical CRSN2442
- Drucksubstrat: ungestrichenes Papier 200 g/m² (ColorCopy 200)
- Trocknung: Trockenstrecke (Tesoma IHO-04-H-HS) bei 110 °C für 20 min

Die gedruckten Antennenelemente (Abbildung 110) wurden im Anschluss an das Druckverfahren vom Substrat separiert und nach den jeweiligen Anforderungen der Antennenkonfiguration angeordnet.

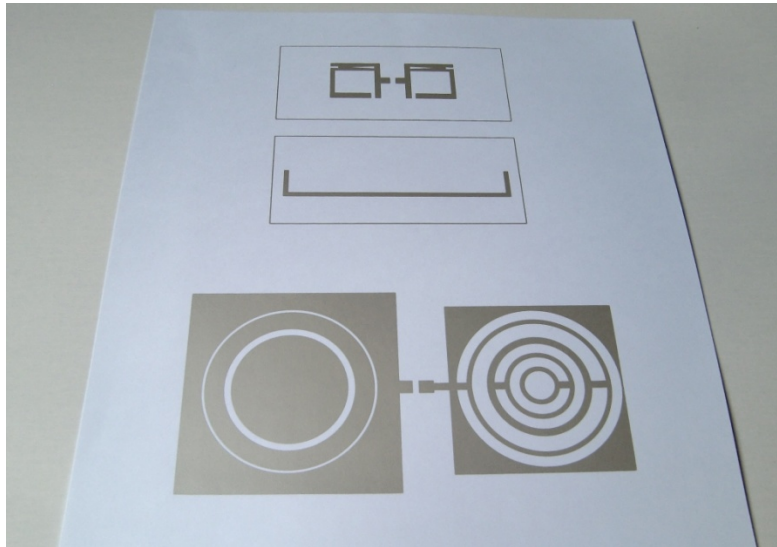


Abbildung 110: Im Siebdruck hergestellte Antennenstrukturen auf einem A4 Papiersubstrat

UHF-Längsstrahler-Antennenkonfiguration:

Um die gewünschte Antennenkonfiguration zu erhalten, müssen die definierten Abstände zwischen dem metallischen Objekt und dem Dipolelement sowie dem darauffolgenden Richtelement (siehe Abbildung 90) geschaffen werden. Dies wurde, wie in der Simulation angegeben, mit Papieren (4-mal 250 g/m² + 1-mal 200 g/m²) durchgeführt. Diese wurden übereinander mit einem Klebestift geklebt. Somit konnte inklusive des Drucksubstrates ein Abstand von 1.4 mm zwischen dem metallischen Objekt und dem Dipolelement realisiert werden. Die Abbildungen 111 und 112 zeigen jeweils die UHF-Längsstrahler-Antennenkonfiguration in Vorbereitung auf die messtechnische Charakterisierung.

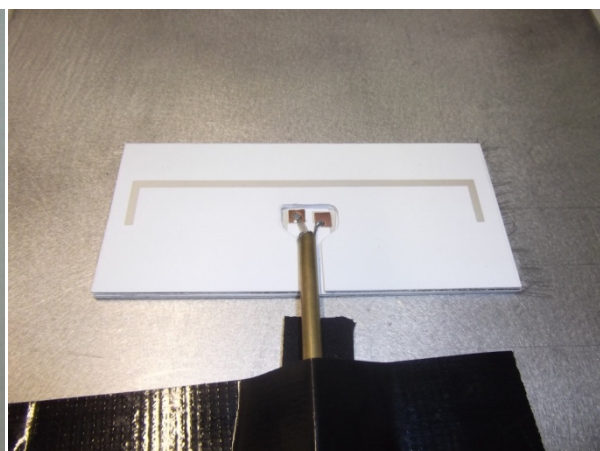
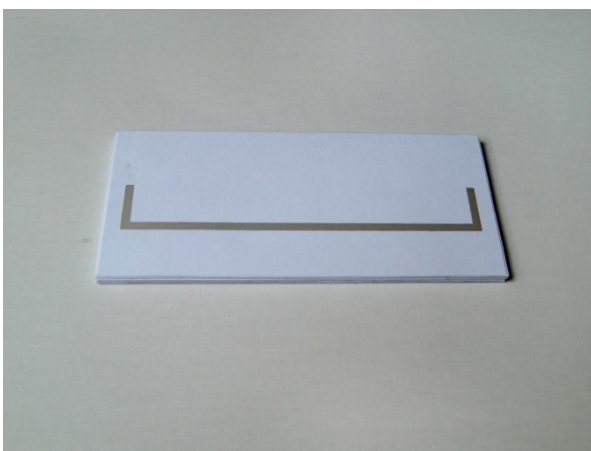


Abbildung 111: UHF-Längsstrahler-Antennenkonfiguration

Abbildung 112: Längsstrahler-Antenne inkl. Messleitung

4. UHF-RFID-Transponder-Antennenkonzepte / Strukturen für eine Anwendung auf Metall

Messtechnische Charakterisierung: Dazu wurde die Antennenkonfiguration auf eine Aluminiumplatte (200 mm x 200 mm x 2 mm) aufgebracht und eine koaxiale Messleitung (inkl. Balun) an das Dipolelement mittels eines anisotropen, elektrisch leitfähigen Klebebandes (Electrically Conductive Adhesive Transfer Tape #9703 8017 086) elektrisch kontaktiert (Abbildung 112). Um eine polarimetrische und Impedanz angepasste Messung der Antennenabstrahlcharakteristik durchzuführen, wurde ein Messaufbau mittels vollkalibrierter Netzwerkanalyse (siehe Abbildung 16) in der Absorberkammer aufgebaut. Konkret wurden, wie nachfolgend dargestellt, dem Messobjekt jeweils eine Empfangsantenne mit unterschiedlicher Polarisation gegenüber gestellt, um das Polarimetrie-Verhalten des Messobjektes bestimmen zu können.

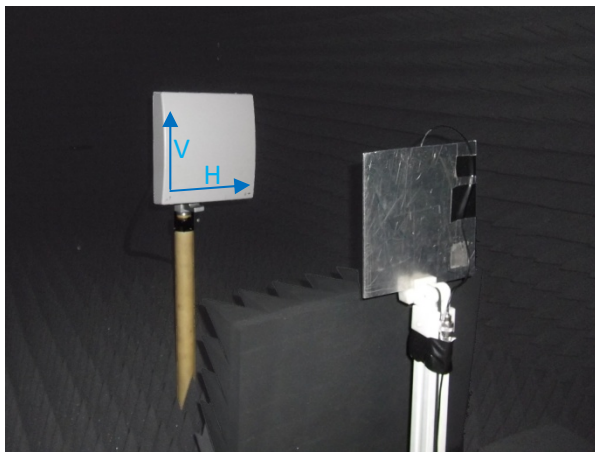


Abbildung 113: Messaufbau 1 mit horizontal polarisierter Empfangsantenne

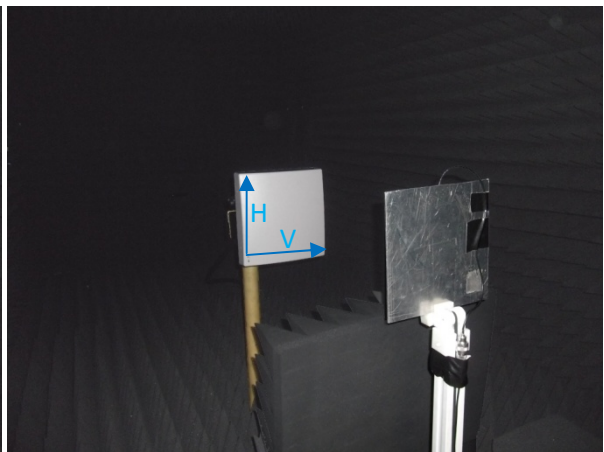


Abbildung 114: Messaufbau 2 mit vertikal polarisierter Empfangsantenne



Abbildung 115: Messaufbau 3 mit rechtszirkular polarisierter Empfangsantenne



Abbildung 116: Vorderansicht der Antennenkonfiguration

Im Messaufbau 1 (siehe Abbildung 113) steht dem Messobjekt (siehe Abbildung 116) eine horizontal polarisierte Empfangsantenne (Satena HSP-800 [linear polarisiert], 9 dBi bei 868 MHz) gegenüber. Vor Beginn der Aufnahme der Abstrahlcharakteristik des Messobjektes wurden die S11-Parameter der hergestellten Antennenkonfiguration bei unterschiedlichen Port-Impedanzen messtechnisch aufgenommen und mit dem Simulationsergebnis verglichen (Abbildung 117).

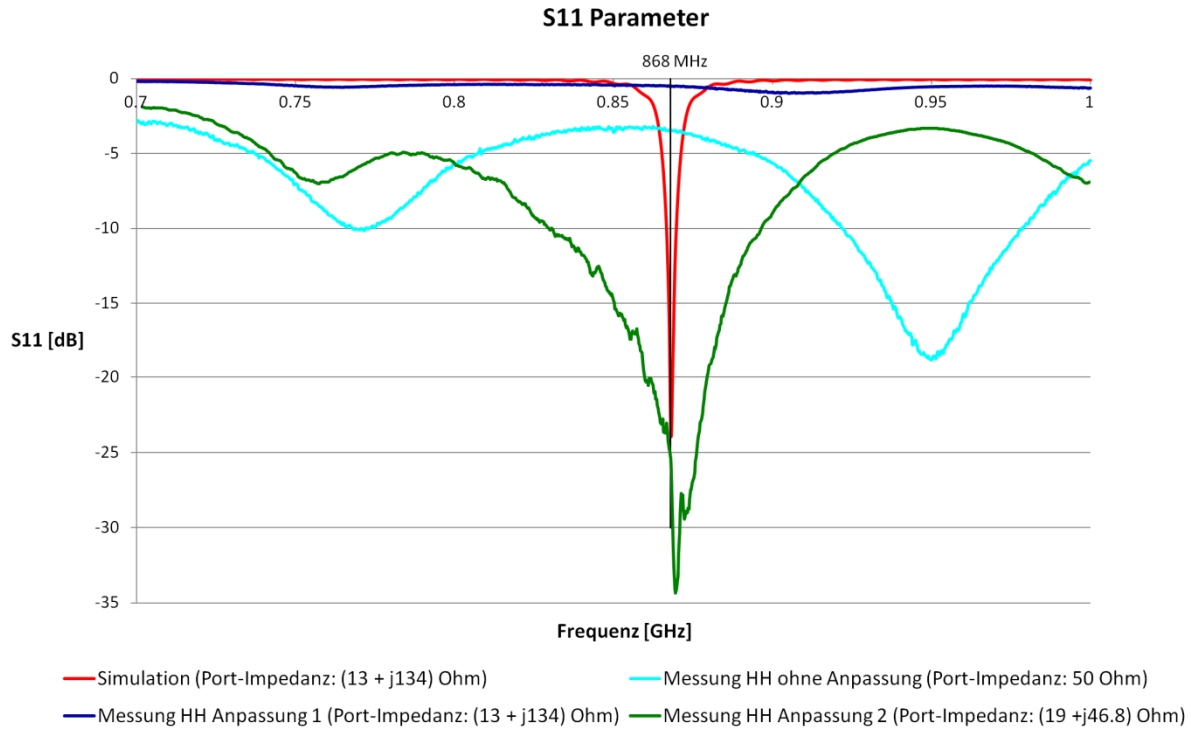


Abbildung 117: Vergleich Simulation und Messung des Resonanzverhaltens der Längsstrahler-Antennenkonfiguration an verschiedenen Port-Impedanzen

Es fällt auf, dass das Messergebnis (blaue Kurve, Anpassung 1: Port-Impedanz $(13 + j134) \Omega$) vom vergleichbaren Simulationsergebnis (rote Kurve) stark abweicht. Diese Abweichung resultiert aus einem veränderten Impedanzverhalten des realen Messobjektes. Dieses weist bei einer Frequenz von 868 MHz eine Impedanz von $(19 + j46.8) \Omega$ auf (grüne Kurve). Die nachgewiesene Abweichung der Impedanz von $(6 + j87.2) \Omega$ resultiert aus Fertigungstoleranzen. Besonderen Einfluss hat dabei die Positionierung des Dipolelementes zum Richtelement. Kleinste Abweichungen führen zu veränderten Antenneneigenschaften. Die jeweiligen Port-Impedanzen $(13 + j134) \Omega$ und $(19 + j46.8) \Omega$ am Netzwerkanalysator wurden mit Hilfe von digitalen Anpassschaltungen in der Embedding Funktion des Netzwerkanalysators (siehe Abbildungen 118 und 119) durchgeführt. Die Größen L1 und C1 wurden jeweils nach den Gleichungen (128) und (129) berechnet.

4. UHF-RFID-Transponder-Antennenkonzepte / Strukturen für eine Anwendung auf Metall

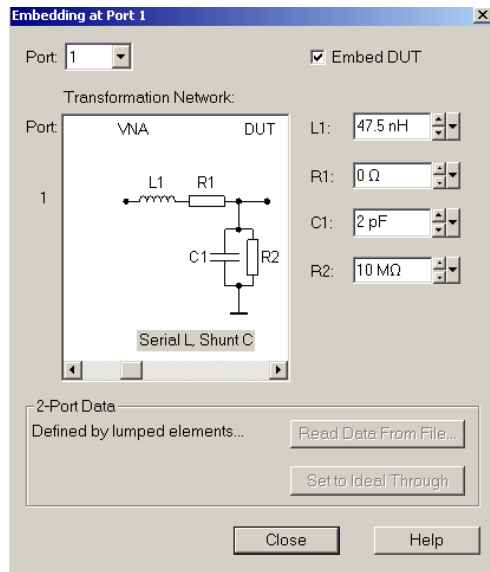


Abbildung 118: Anpassschaltung an $(13 + j134) \Omega$

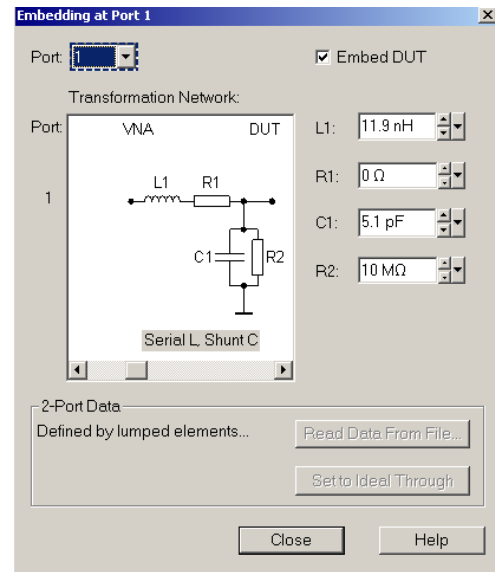


Abbildung 119: Anpassschaltung an $(19 + j46.8) \Omega$

Die dargestellten Impedanz abhängigen Eigenschaften des Messobjektes (Abbildung 117) wirken sich ebenso auf den Antennengewinn (Antennenabstrahlcharakteristik) aus. Diese Abstrahlcharakteristik wurde durch Rotation des Messobjektes in der Ebene und Aufnahme der jeweiligen S21-Parameter und unter Verwendung der Gleichung (79) bestimmt. Abbildung 120 stellt die Messergebnisse dar.

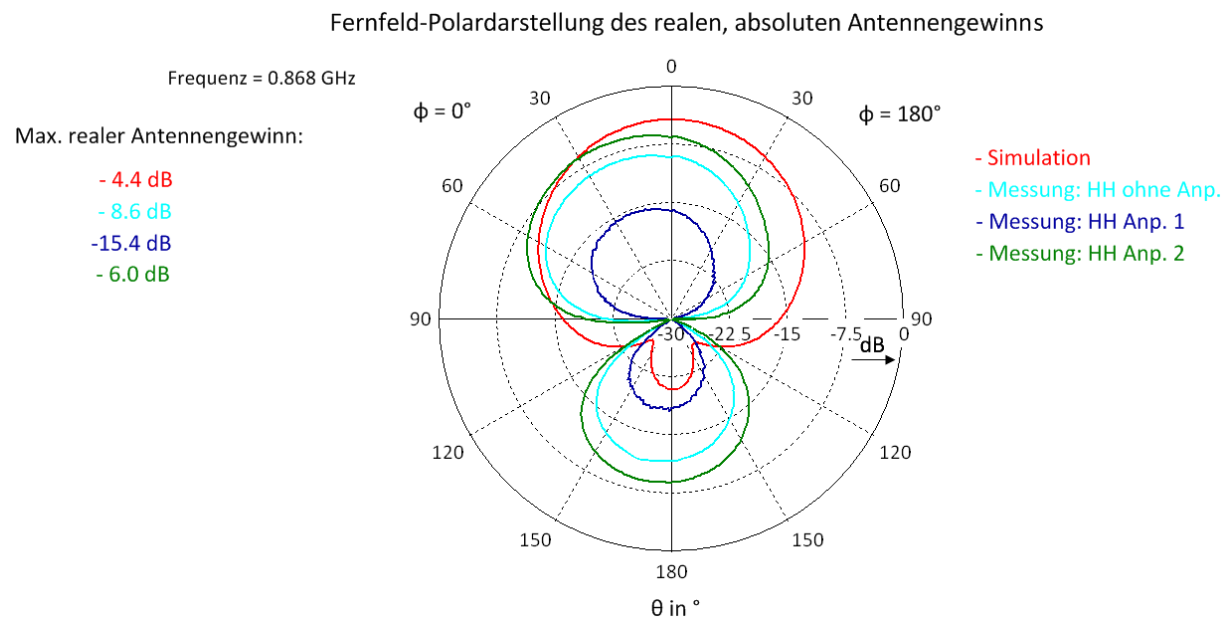


Abbildung 120: Polardiagramm der Abstrahlcharakteristik des Messobjektes in der E-Ebene (Vergleich Simulations- und Messergebnisse)

Die hergestellte UHF-Längsstrahler-Antennenkonfiguration (Messobjekt) weist ein zur Simulation vergleichbares Abstrahlverhalten mit einer Hauptkeule senkrecht zum metallischen Objekt und einer Rückstrahlkeule auf. Die Ausprägung des Antennengewinns ist von der Antennenimpedanz sowie der Polarisation abhängig.

4. UHF-RFID-Transponder-Antennenkonzepte / Strukturen für eine Anwendung auf Metall

Um also eine Aussage zu wahren Polarisations-/Abstrahleigenschaften des Messobjektes treffen zu können, wurde die Abstrahlcharakteristik im Azimut von $\theta = -180^\circ$ bis $\theta = 180^\circ$ des Messobjektes mit jeweils verschieden polarisierten Empfangsantennen (siehe Abbildungen 113 bis 115, Satena HSP-800 [linear polarisiert] 9dBi @ 868 MHz, ANTU-Patch-63 rechts-zirkular polarisiert 8.5 dBi @ 868 MHz) unter Berücksichtigung einer Impedanz von $(13 + j134) \Omega$ messtechnisch aufgenommen (Abbildung 121). Die gewählte Impedanz entspricht dabei der konjugiert komplexen Impedanz des später zum Einsatz kommenden RFID-Chips (NXP UCODE G2XM). Abbildung 121 zeigt, dass die UHF-Längsstrahler-Antennenkonfiguration bei Verwendung einer vertikal polarisierten Empfangsantenne ein sehr eingeschränktes Abstrahlverhalten aufweist. Gegenüber einer rechtszirkular polarisierten Empfangsantenne zeigt die UHF-Längsstrahler-Antennenkonfiguration ein nahezu omnidirektionales Abstrahlverhalten mit einem maximalen realen Antennengewinn von -15 dB. Eine Gegenüberstellung aller Messergebnisse zeigt, dass die UHF-Längsstrahler-Antennenkonfiguration in erster Linie ein linear polarisiertes Abstrahlverhalten aufweist. Dies soll nun in der praktischen Anwendung mit einem RFID-Chip und einem RFID-Reader (Sirit Infinity 510, Sendeleistung $P_{t,ERP} = 1 \text{ W ERP}$) verifiziert werden. Dazu wurde die RFID-Reader-Patch-Antenne (ANTU-Patch-63) aus einer Distanz von 8 m an die UHF-Längsstrahler-Antennenkonfiguration schrittweise angenähert, bis eine Kommunikation sichergestellt werden konnte.

Dabei wurde ein NXP-RFID-Chip (NXP SL3S1002AC0) auf der Transponder-Seite verwendet, welcher eine minimale Operationsleistung von $P_r = -15 \text{ dBm}$ aufweist. Die Messergebnisse sowie die zu vergleichenden Berechnungswerte sind in Tabelle 13 dargestellt.

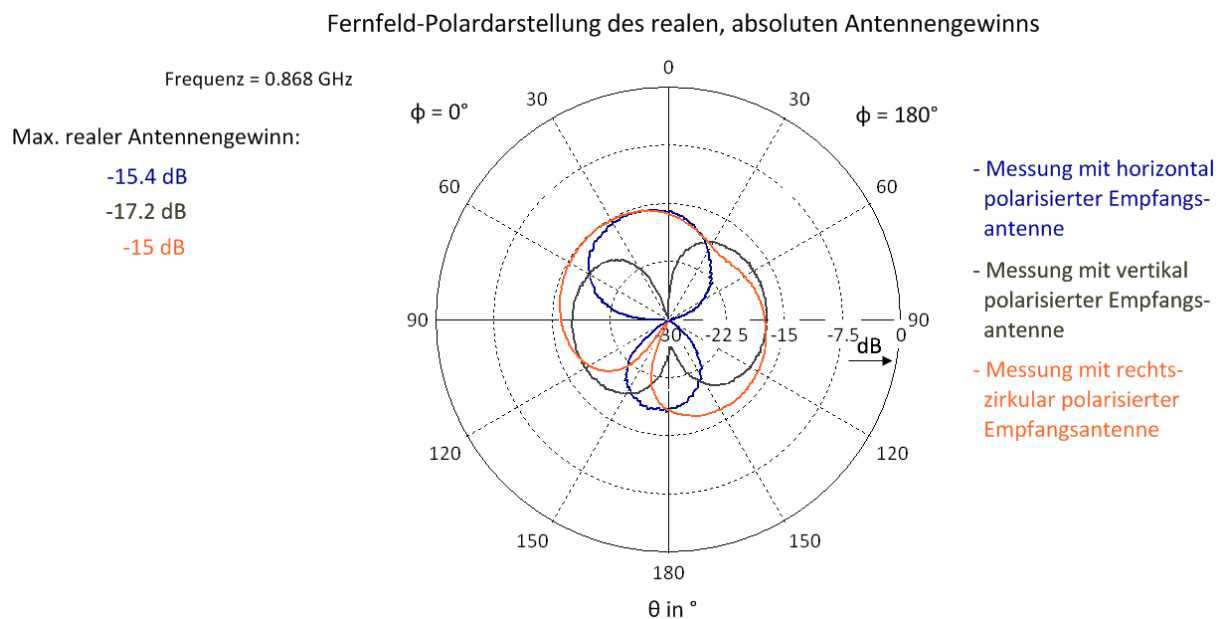


Abbildung 121: Polardiagramm der Abstrahlcharakteristik des Messobjektes in der Ebene, Vergleich verschiedener Empfangspolarisationen

4. UHF-RFID-Transponder-Antennenkonzepte / Strukturen für eine Anwendung auf Metall

Tabelle 13: Vergleich der berechneten und gemessenen RFID-Transponder-Lesereichweite der Längsstrahler-Antennenkonfiguration

Polarisation der jeweiligen Sende- und Empfangsantenne des RFID-Readers	Ermittelter Antennengewinn G_r der UHF-Längsstrahler-Antennenkonfiguration bei $\theta = 0^\circ$ (siehe Abb. 121)	Berechnete Lesereichweite R nach Gleichung (131) unter Verwendung des ermittelten Antennengewinns G_r	Gemessene Lesereichweite R mittels RFID-Chip und RFID-Reader
Horizontal	-16.1 dB	0.77 m	0.88 m
Vertikal	-32.0 dB	0.12 m	-
Rechts-zirkular	-16.3 dB	0.75 m	0.62 m

$$R = \frac{1}{4\pi} \sqrt{\frac{G_r \lambda^2 P_{t,ERP}}{P_r}} \quad (131)$$

Die gemessenen Lesereichweiten entsprechen mit einer Abweichung von ± 0.12 m den errechneten Werten. Trotz dieser Abweichung konnte mit Hilfe der praktischen RFID-Identifikation nachgewiesen werden, dass die UHF-Längsstrahler-Antennenkonfiguration ein dominant horizontal polarisiertes Abstrahlverhalten aufweist. Die UHF-Längsstrahler-Antennenkonfiguration ist mit Hilfe von horizontal und zirkular polarisierten Empfängerantennen lesbar. Die unter Kapitel 4.2 beschriebenen Depolarisationseffekte konnten anhand der ermittelten geringen Antennengewinne (siehe Abbildung 121) bestätigt werden.

UHF (Reflektor)-Antennenkonfiguration:

Um die UHF-(Reflektor)-Antennenkonfiguration (siehe Abbildung 110) nach dem Druckverfahren aufzubauen (Abbildung 100), wird das Antennenelement 1 auf ein metallisches Objekt geklebt (siehe Abbildung 122), elektrisch mit einem RFID-Chip oder mit einer Koaxial-Messleitung kontaktiert und anschließend in Faltrichtung gebogen und fixiert (siehe Abbildung 123). Die elektrische Kontaktierung der Koaxial-Messleitung an den Antennen-Port wurde mit einem anisotropen, elektrisch leitfähigem Klebeband (Electrically Conductive Adhesive Transfer Tape #9703 8017 086) durchgeführt.

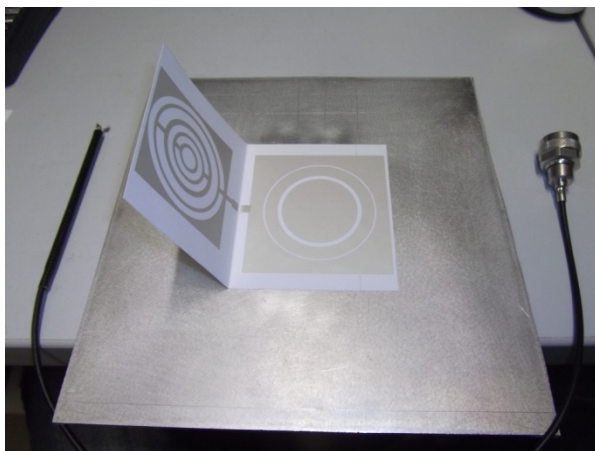


Abbildung 122: UHF-(Reflektor)-Antennenkonfiguration

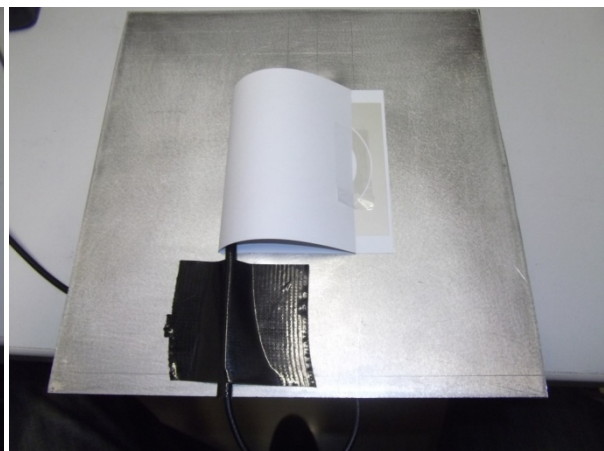


Abbildung 123: UHF-(Reflektor)-Antennenkonfiguration inkl. Messleitung

4. UHF-RFID-Transponder-Antennenkonzepte / Strukturen für eine Anwendung auf Metall

Zur messtechnischen Charakterisierung der UHF-(Reflektor)-Antennenkonfiguration wurden vier kalibrierte Messaufbauten zur Durchführung einer Netzwerkanalyse nach Abbildung 16 in der Absorberkammer realisiert. Für die Ermittlung der gesuchten Polarisations-eigenschaften der Antennenkonfiguration wurden dieser jeweils eine Empfangsantenne unterschiedlicher Polarisation gegenübergestellt (siehe Abbildung 124 bis 128).

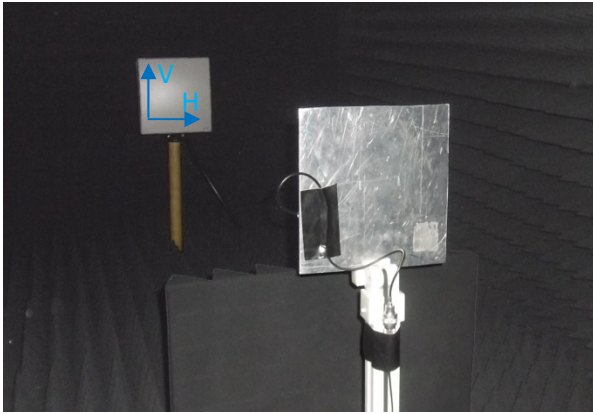


Abbildung 124: Messaufbau 1, Antennenkonfiguration mit horizontal polarisierter Empfangsantenne

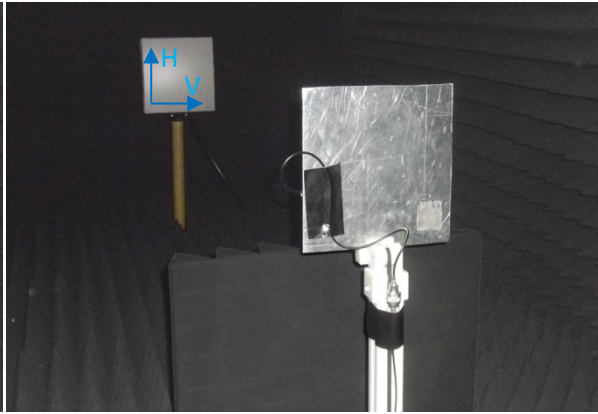


Abbildung 125: Messaufbau 2, Antennenkonfiguration mit vertikal polarisierter Empfangsantenne

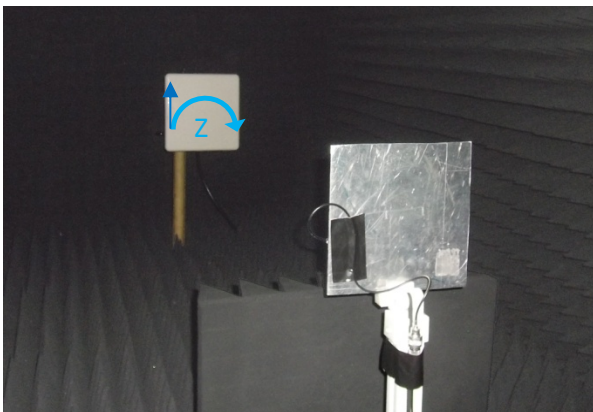


Abbildung 126: Messaufbau 3, Antennenkonfiguration mit rechts zirkular polarisierter Empfangsantenne

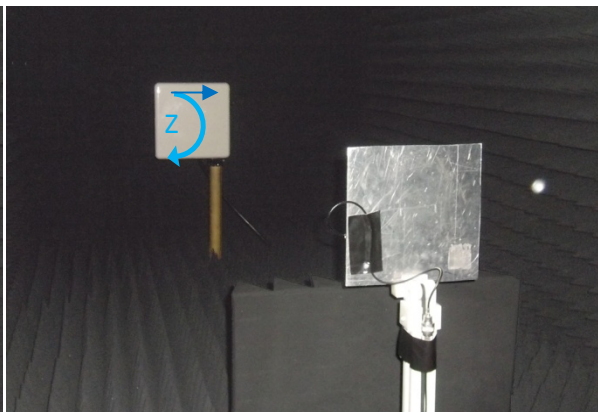


Abbildung 127: Messaufbau 4, Antennenkonfiguration mit rechts 90° gedrehter, zirkular polarisierter Empfangsantenne



Abbildung 128: Vorderansicht der UHF (Reflektor)-Antennenkonfiguration

4. UHF-RFID-Transponder-Antennenkonzepte / Strukturen für eine Anwendung auf Metall

Im Messaufbau 1 (Abbildung 124) wurde der Antennenkonfiguration eine horizontal polarisierte Empfangsantenne (Satena HSP-800 [linear polarisiert], 9dBi @ 868 MHz) gegenübergestellt.

Vor Beginn der Aufnahme der Abstrahlcharakteristik der Antennenkonfiguration wurden die S11-Parameter bei unterschiedlichen Port-Impedanzen messtechnisch aufgenommen und mit dem Simulationsergebnis verglichen (siehe Abbildung 129). Es zeigt sich, dass die Antennenkonfiguration bei einer Impedanz von 50 Ω kein Resonanzverhalten bei 868 MHz aufweist (türkisfarbene Messkurve). Betrachtet man allerdings die S11-Parameter der Antennenkonfiguration bei einer Impedanz von $(13 + j134) \Omega$ (rot = Simulationsergebnis, blau = Messergebnis), so ist jeweils ein Resonanzverhalten bei 868 MHz und 896 MHz nachweisbar. Diese Resonanzfrequenzverschiebung um 28 MHz resultiert aus einer abweichenden Impedanz der Antennenkonfiguration bei 868 MHz von $(6.5 + j110) \Omega$ (siehe grüne Messkurve). Der Impedanzunterschied von $(6.5 + j24) \Omega$ resultiert dabei aus kleinen Abweichungen des realen Aufbaus im Vergleich zur Konstruktion. Der Radius und der Verlauf des Antennenelementes 2 (siehe Abbildung 100) beeinflussen das Antennenverhalten. Hinsichtlich der relativ geringen Antennen-Impedanz-Abweichung von $(6.5 + j24) \Omega$ ist mit geringen Anpassungsverlusten und somit mit einer hohen Performance der Antennenkonfiguration bei einer späteren Anwendung mit einem RFID-Chip (NXP SL3S1002AC0) zu rechnen. Um die Abhängigkeit zwischen dem Impedanzverhalten und dem Antennengewinn zu untersuchen, wurde die ebene Abstrahlcharakteristik (Azimut von $\theta = -180^\circ$ bis $\theta = 180^\circ$, Polarwinkel $\phi = 0^\circ$) jeweils bei einer Eingangsimpedanz von 50 Ω , $(13 + j134) \Omega$ und $(6.5 + j110) \Omega$ messtechnisch aufgenommen (siehe Abbildung 132).

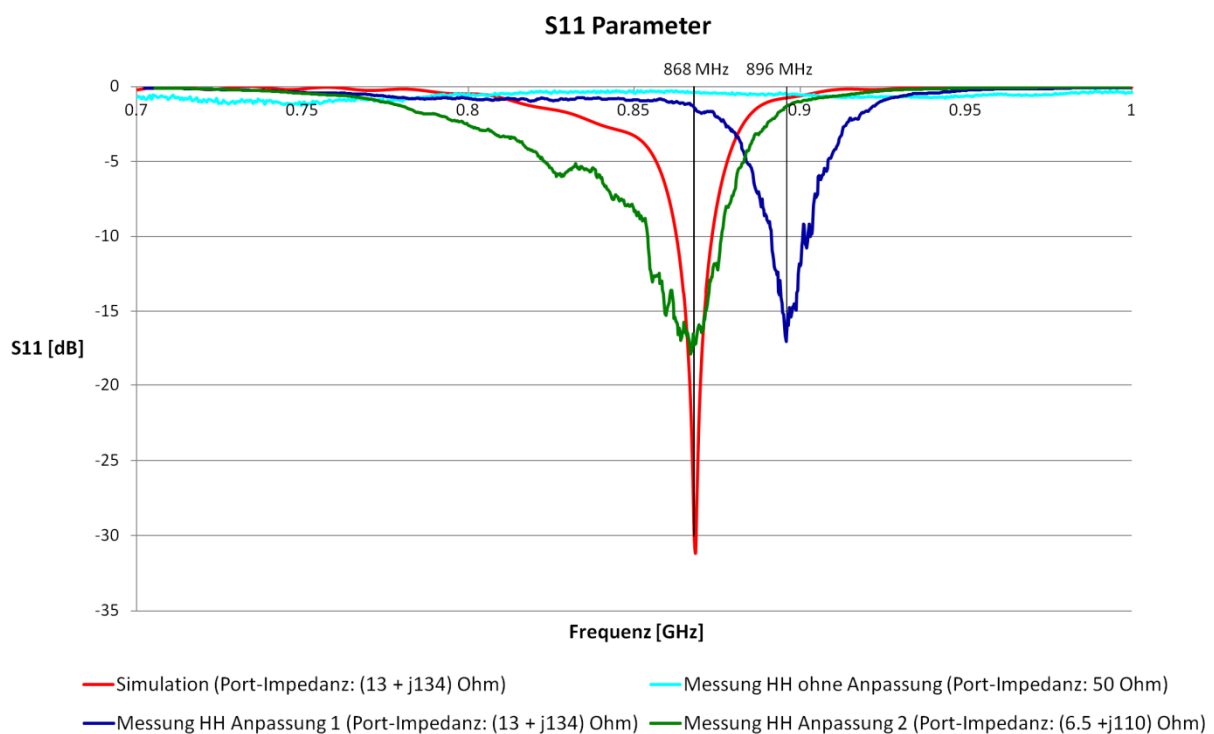


Abbildung 129: Vergleich des Resonanzverhaltens der UHF-(Reflektor)-Antennenkonfiguration hinsichtlich Simulation und Messung an verschiedenen Port-Impedanzen

4. UHF-RFID-Transponder-Antennenkonzepte / Strukturen für eine Anwendung auf Metall

Die jeweiligen Port-Impedanzen $(13 + j134) \Omega$ und $(6.5 + j110) \Omega$ am Netzwerkanalysator wurden mit Hilfe von digitalen Anpassschaltungen in der Embedding-Funktion des Netzwerkanalysators (siehe Abbildungen 130 und 131) durchgeführt. Die Größen $L1$ und $C1$ wurden jeweils nach den Gleichungen (128) und (129) berechnet.

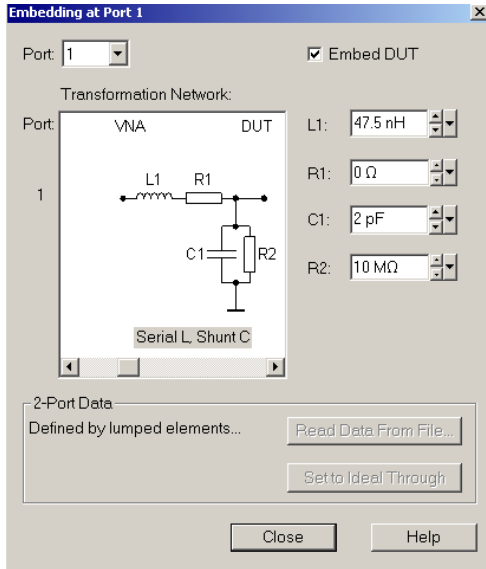


Abbildung 130: Anpassschaltung an $(13 + j134) \Omega$

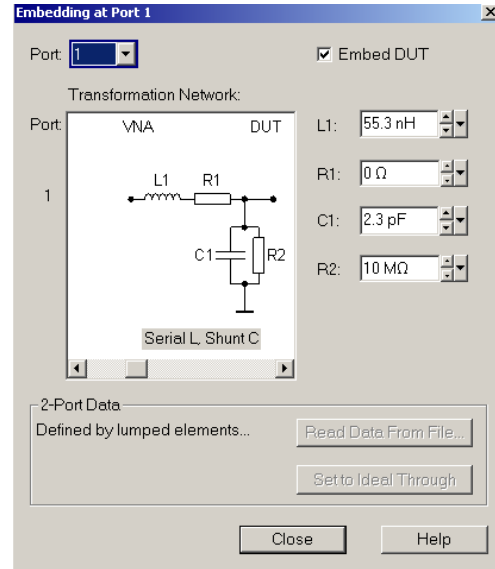


Abbildung 131: Anpassschaltung an $(6.5 + j110) \Omega$

Fernfeld-Polardarstellung des realen, absoluten Antennengewinns

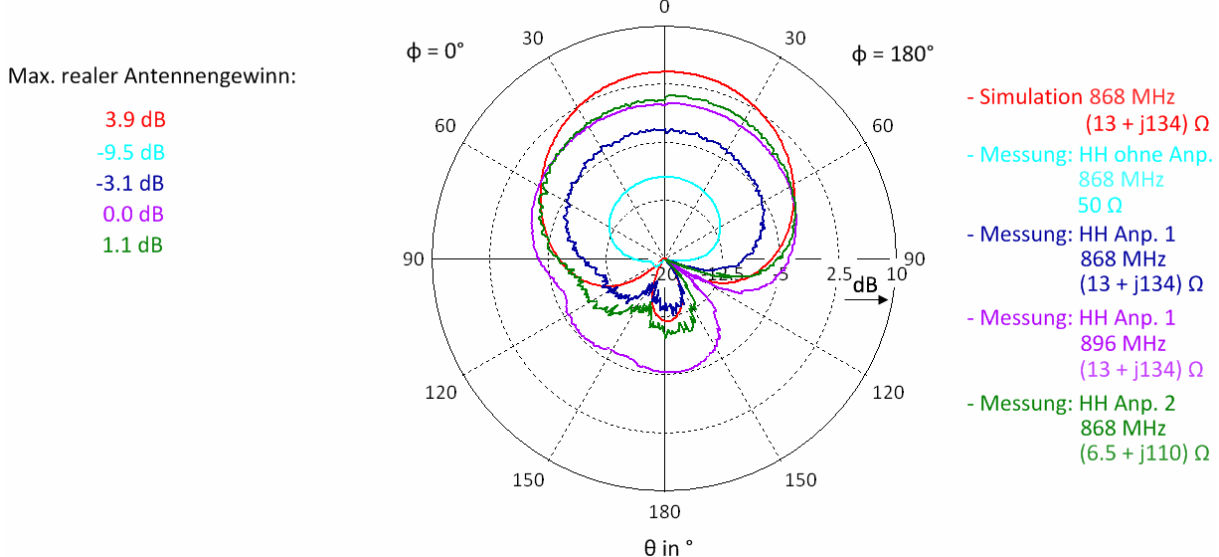


Abbildung 132: Polardiagramm der Abstrahlcharakteristik des Messobjektes in der E-Ebene, Vergleich Simulations- und Messergebnisse unterschiedlicher Eingangsimpedanzen

Die in Abbildung 132 dargestellten Messergebnisse veranschaulichen die bestehende Abhängigkeit zwischen der frequenzabhängigen Antennenimpedanz und dem jeweiligen Abstrahlverhalten (Antennengewinn). Je geringer die Anpassungsverluste, desto höher der Antennengewinn. Die Form der Abstrahlcharakteristik bleibt unverändert und ist somit impedanzunabhängig.

4. UHF-RFID-Transponder-Antennenkonzepte / Strukturen für eine Anwendung auf Metall

Die UHF-(Reflektor)-Antennenkonfiguration weist bei einer Frequenz von 868 MHz und einer Impedanz von $(6.5 + j110) \Omega$ den größten, realen und absoluten Antennengewinn von 1.1 dB auf, der messtechnisch bestimmt wurde.

Da die Performance der Antennenkonfiguration neben dem Impedanzverhalten maßgeblich auch vom polarisierten Abstrahlverhalten abhängt, soll nachfolgend das Abstrahlverhalten in der Ebene (Azimut von $\theta = 0^\circ$ bis $\theta = 360^\circ$, Polarwinkel $\phi = 0^\circ$) bei unterschiedlichen Polarisationen untersucht werden. Dazu wurde die Antennenkonfiguration (Abbildung 124 bis 127) gegenüber einer linear polarisierten Patch-Antenne (Satena HSP-800, 9dBi @ 868 MHz) und einer zirkular polarisierten Patch-Antenne (ANTU-Patch-63, 8.5 dBi @ 868 MHz), jeweils mit horizontaler und vertikaler Ausrichtung, positioniert. Zur Berechnung der jeweiligen Antennengewinne (siehe Gleichung (79)) wurden S21-Parameter bei einer Frequenz von 868 MHz und einer Antennenkonfigurations-Impedanz von $(6.5 + j110) \Omega$ aufgenommen. Abbildung 133 zeigt die jeweiligen polarisationsabhängigen Antennen-Abstrahlverhalten mit realen und absoluten Antennengewinnen in einem Polardiagramm.

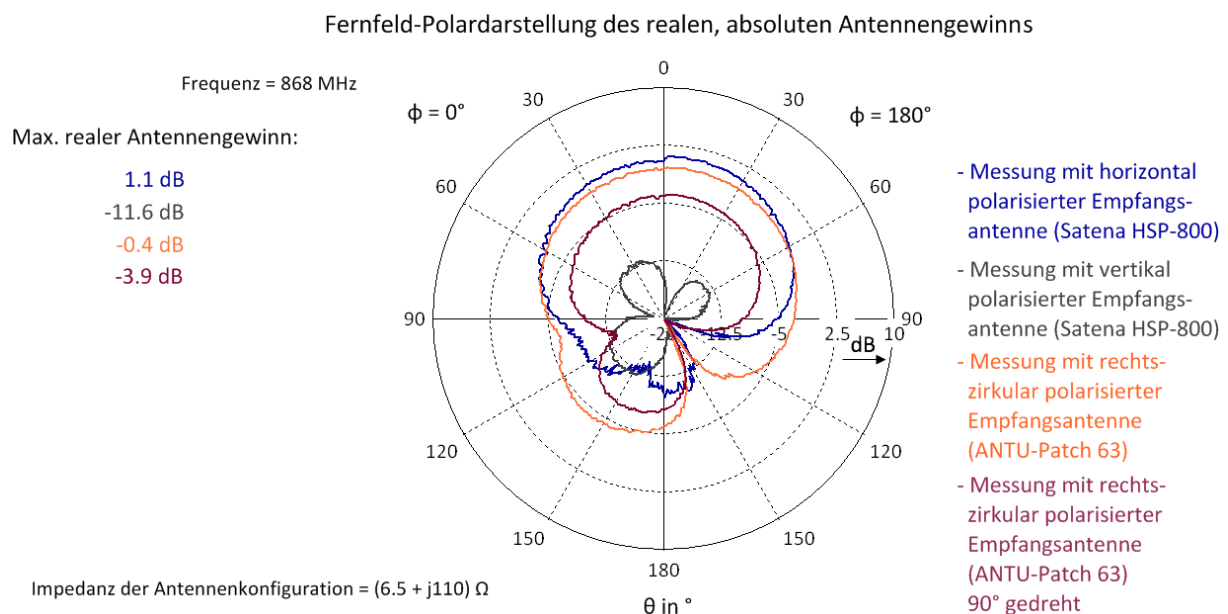


Abbildung 133: Polardiagramm der Abstrahlcharakteristik der UHF-(Reflektor)-Antennenkonfiguration in der Ebene, Vergleich verschiedener Empfangspolarisationen

Das Antennenabstrahlverhalten gegenüber einer horizontal polarisierten Empfangsantenne (blaue Kurve) ist mit einem maximalen Antennengewinn von 1.1 dB am stärksten ausgeprägt. Vergleicht man dieses mit dem schwach und ungerichtet ausgeprägten Abstrahlverhalten (graue Kurve), im Bezug auf eine vertikal polarisierten Empfangsantenne, so kann der UHF-(Reflektor)-Antennenkonfiguration ein linear (horizontal) polarisiertes Abstrahlverhalten zugewiesen werden. Von linear polarisierten Sendeantennen abgestrahlte elektromagnetische Wellen sind, wie aus der Praxis bekannt, ebenso von zirkular polarisierten Empfangsantennen empfangbar. Dies zeigt sich auch bei der UHF-(Reflektor)-Antennenanordnung. Betrachtet man das ausgeprägte Abstrahlverhalten der Antennenanordnung (orange Kurve) bei Verwendung einer rechts zirkular polarisierten Empfangsantenne, so kann das linear polarisierte Abstrahlverhalten der UHF-(Reflektor)-Antennenanordnung bestätigt werden.

4. UHF-RFID-Transponder-Antennenkonzepte / Strukturen für eine Anwendung auf Metall

Im Experiment wurde nun die rechts zirkular polarisierte Empfangsantenne um 90° gedreht, was lediglich einen Phasenversatz von 90° auf der Empfangsseite bedeutet. Dies hätte normalerweise, wie aus der Praxis bekannt, keinen Einfluss auf die Übertragungsleistung bei einer rein linear polarisierten Sendeantenne. Allerdings ist, wie in der violetten Kurve zu sehen, ein deutliches, um 3.5 dB vermindertes, Abstrahlverhalten der UHF-(Reflektor)-Antennenanordnung festgestellt worden. Dieses Verhalten zeigt sich in der Praxis bei gegenüber stehenden, rechts zirkular polarisierten Antennen. Somit ist der Nachweis erbracht, dass die UHF-(Reflektor)-Antennenanordnung, wie im Kapitel 4.2 beschrieben, ein dominant linear (horizontal) polarisiertes Abstrahlverhalten mit einem geringen rechts zirkular polarisierten Anteil zeigt. Die Antennenanordnung weist somit in Summe ein elliptisch polarisiertes Abstrahlverhalten auf. Dies ist gleichzeitig der Nachweis, dass ein geringes Depolarisationsverhalten vorliegt. Die Abweichung des maximal erzielten Antennengewinns zum Simulationswert von 2.8 dB resultiert dabei hauptsächlich aus Anpassungsverlusten verursacht aus leichten Aufbauabweichungen der Antennenkonfiguration.

Im Folgenden werden die beschriebenen Ergebnisse praktisch nachgewiesen. Dazu wurde ein RFID-Chip (NXP SL3S1002AC0) am Signal-Eingangspunkt der UHF-(Reflektor)-Antennenkonfiguration angebracht (siehe Abbildung 134) und die Antennenkonfiguration auf einer Aluminiumplatte aufgebaut (siehe Abbildung 135). Für die Durchführung der RFID-Tests wurde der RFID-Reader Infinity 510 des Herstellers Sirit inklusive der jeweiligen Reader-Patch-Antennen (ANTU-Patch-63 und Satena HSP-800) mit einer Sendeleistung von 1 W (ERP) verwendet. Die RFID-Messungen wurden auf einem Freifeld-Versuchsplatz durchgeführt. Dabei wurde die UHF-(Reflektor)-Antennenkonfiguration inklusive Chip aus einer Entfernung von ca. 10 m an die jeweiligen Lese-Antennen unterschiedlicher Polarisation herangeführt, bis eine Identifikation einsetzte. Die Ergebnisse der maximalen Lesereichweiten in Abhängigkeit von den verschiedenen polarisierten RFID-Reader-Patch-Antennen sind in Tabelle 14 dargestellt.

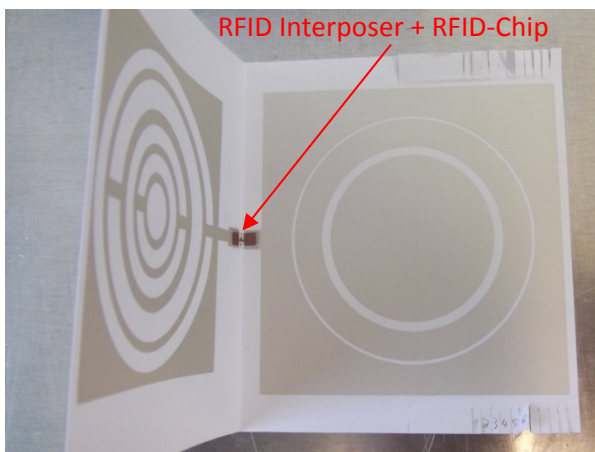


Abbildung 134: UHF-(Reflektor)-Antennenkonfiguration inklusive eines UHF-RFID-Chip



Abbildung 135: UHF-(Reflektor)-Antennenkonfiguration + RFID-Chip auf einer Aluminiumplatte (200 mm x 200 mm)

4. UHF-RFID-Transponder-Antennenkonzepte / Strukturen für eine Anwendung auf Metall

Tabelle 14: Vergleich der berechneten und gemessenen RFID-Transponder-Lesereichweite der UHF (Reflektor)-Antennenkonfiguration

Polarisation der jeweiligen Sende- und Empfangsantenne des RFID-Readers	Ermittelter Antennengewinn G_r der UHF (Reflektor)-Antennenkonfiguration bei $\theta = 0^\circ$ (siehe Abb. 133)	Berechnete Lesereichweite R nach Gleichung (131) unter Verwendung des ermittelten Antennengewinn G_r	Gemessene Lesereichweite R mittels RFID-Chip und RFID-Reader
Horizontal	1.0 dB	5.5 m	8.1 m
Vertikal	-14.8 dB	0.9 m	0.3 m
Rechts-zirkular	-0.6 dB	4.5 m	6.2 m
Rechts-zirkular um 90° gedreht	-4.1 dB	3.0 m	4.7 m

Die gemessenen maximalen RFID-Lesereichweiten von bis zu 8.1 m bei Verwendung einer linear (horizontal) polarisierten RFID-Reader-Patch-Antenne überschreiten bis auf einen Wert die berechneten Lesereichweiten. Die Abhängigkeiten zwischen dem polarisationsabhängigen Antennengewinn der UHF-(Reflektor)-Antennenanordnung und der Polarisation der jeweiligen RFID-Reader-Empfangsantenne konnten anhand der Lesereichweitemessungen bestätigt werden. Das dominant lineare polarisierte Abstrahlverhalten der UHF-(Reflektor)-Antennenanordnung resultierte in Kombination mit der linear polarisierten RFID-Patch-Antenne (Satena HSP-800) in einer maximalen Lesereichweite von 8.1 m.

4.4 Zusammenfassung und Auswertung der Ergebnisse

Die Funktionalität einer Antenne, welche direkt auf einem metallischen Objekt aufgebracht wird, ist nachweislich durch Depolarisationseffekte stark eingeschränkt. Diese allgemeingültige Aussage kann, aufgrund der durchgeführten Untersuchungen, nun relativiert werden. Mit der UHF-(Reflektor)-Antennenkonfiguration ist es gelungen, das Depolarisationsverhalten stark zu minimieren und somit eine hohe Performance der Antenne (1.1 dB gemessener, maximaler, realer, horizontal polarisierter Antennengewinn) auf metallischen Objekten zu gewährleisten. Der beschriebene Lösungsansatz der Krümmung der Wellenfronten zwischen dem aktiven Antennenelement und dem metallischen Objekt konnte erfolgreich in die Praxis überführt werden. Das erzielte, dominant linear (horizontal) polarisierte Abstrahlverhalten ermöglicht RFID-Anwendungen mit existierenden und standardisierten UHF-Reader-Patch-Antennen. Die erzielte Lesereichweite mit bis zu 8.1 m konnte im Vergleich zum aktuellen Stand der Technik von ca. 5 m um 62 % gesteigert werden. Neben der erhöhten Lesereichweite konnte ebenso die Lesezuverlässigkeit gesteigert werden. Diese liegt bei Distanzen < 7 m bei ca. 99 %. Die Antennenkonfiguration konnte im Siebdruckverfahren hergestellt werden und ist somit im Vergleich zu im nasschemischen Ätzverfahren hergestellten Antennen preiswerter.

5. Multidirektionale 3D-Antennenstrukturen im SHF-Frequenzbereich (5.8 GHz)

In Kapitel 3 wurde gezeigt, dass mit speziell an dielektrische Umgebungen angepassten Antennendesigns eine leistungsfähige Kommunikation mit gedruckten Antennen erzielbar ist. Bei diesen Lösungen wurden stets Dipolantennenstrukturen verwendet, welche ein omnidirektionales Abstrahlverhalten aufweisen und somit die Energie eines Signals im Sendebetrieb ebenso omnidirektional im Raum verteilen. Aus der Industrie heraus besteht die Motivation, die Hochfrequenz-Kommunikation gedruckter Antennen weiter zu steigern und den Einfluss dielektrischer Materialien/Umgebungen (Produkte/Güter) auf das Transponder-Antennenverhalten zu minimieren. Ein wichtiger Lösungsansatz liegt dabei in der Entwicklung von Transponder-Antennenstrukturen mit gerichteter Abstrahlcharakteristik elektromagnetischer Wellen. Dieser Lösungsansatz eignet sich besonders für RFID-Anwendungen in der Verpackungsindustrie und dem Bereich der Logistik, da in beiden Bereichen eine Vielzahl verschiedener Produkte mit unterschiedlichen dielektrischen Materialien zuverlässig identifiziert werden müssen. Eine produktabgewandte gerichtete Antennenabstrahlcharakteristik würde den Einsatz eines Antennendesigns für eine Vielzahl von verschiedenen Produkten ermöglichen.

RFID-Anwendungsfelder wie Verpackungsindustrie und Logistik sind neben einer hohen Kommunikationsfähigkeit der Transponder ebenso daran interessiert, eine Vielzahl (> 50) verschiedenster Verpackungen/Gütern/Produkte parallel zu identifizieren. Um diesem Interesse gerecht zu werden, bedarf es eines breitbandigen Kommunikationsfrequenzbereiches, um eine hohe Datenmenge parallel übertragen zu können. Im Bereich der UHF-RFID-Technologie werden aktuell die Frequenzbereiche 868 MHz bis 928 MHz (Bandbreite: 60 MHz) und 2.446 GHz bis 2.454 GHz (Bandbreite: 8 MHz) verwendet. Ein weiterer, bislang ungenutzter RFID-Frequenzbereich stellt der Bereich von 5.725 GHz bis 5.875 GHz (Bandbreite: 150 MHz, Mittenfrequenz: 5.8 GHz) dar. Dieser Frequenzbereich bietet dank seiner hohen Frequenzbandbreite großes Potential, eine Vielzahl (> 50) verschiedenster Verpackungen parallel zu identifizieren. Dafür wurden im Rahmen der Arbeit neuartige multidirektionale 3D-Antennenstrukturen für eine Mittenfrequenz von 5.8 GHz entworfen. Die durchgeführten Forschungsarbeiten basieren auf der einjährigen Machbarkeitsstudie „MultiKom - Neuartige, multidirektionale Kommunikation von Smart Systems im 5 – 10 GHz Bereich“. Die Studie wurde vom Bundesministerium für Bildung und Forschung (BMBF) gefördert [Förderkennzeichen: 16SV5037] und im Rahmen der vorliegenden Arbeit durchgeführt.

5.1 Stand der Technik

Der RFID-Frequenzbereich von 5.725 GHz bis 5.875 GHz stellt einen aktuell noch ungenutzten und technologisch noch nicht vollständig erschlossenen RFID-Frequenzbereich dar. Standardisierte Übertragungsprotokolle und Transponder-Chips sind aktuell nicht verfügbar. Bislang ist lediglich ein RFID-Reader [Ref42] bekannt, welcher bei einer Mittenfrequenz von 5.8 GHz bis zu 10,000 herstellerspezifische Transponder pro Sekunde identifizieren kann. Der verwendete RFID-Transponder-Chip/die Transponder-Schaltung ist nicht als Einzelkomponente erwerbbar. Nichtsdestotrotz laufen Forschungsarbeiten auf dem Gebiet der 5.8 GHz Transponder-Antennen [Ref43, Ref44].

5. Multidirektionale 3D-Antennenstrukturen im SHF-Frequenzbereich (5.8 GHz)

Dabei wurden beispielsweise Schlitzantennenstrukturen auf Basis konventioneller Platinen-Herstellung entwickelt und getestet. Diese Einzelement-Antennen weisen aufgrund ihrer planaren Geometrie ein begrenzt gerichtetes Abstrahlverhalten auf. Um eine hohe Richtwirkung durch dreidimensional aufgebaute Antennenstrukturen zu erreichen, eignet sich beispielsweise das Inkjet-Druckverfahren zur Herstellung [Ref45]. Dieses Verfahren ermöglicht die Herstellung einer konformalen Antennenstruktur auf einer Glas-Halbkugel. Aufgrund der geringen erzielbaren Druckschichtdicke (ca. $0.1\text{ }\mu\text{m}$ – $0.2\text{ }\mu\text{m}$) der Antennenstruktur ist dieses Verfahren nur für Drucksubstrate mit einer Rauheit $< 0.1\text{ }\mu\text{m}$ geeignet. Die Funktion dieser dreidimensionalen Antennenstruktur konnte bei einer Mittenfrequenz von rund 1.7 GHz nachgewiesen werden [Ref45]. Die für eine RFID-Anwendung benötigte Frequenz von 5.8 GHz wurde nicht adressiert. Eine weitere Möglichkeit der Erhöhung der Antennenrichtwirkung besteht in der Herstellung von dreidimensionalen Antennen mittels Faltung von leitfähigen Antennenstrukturen. Diese Idee wird grundlegend für Faltschachtelanwendungen in der Patentschrift DE102007011914A1 beschrieben. Eine konkrete Umsetzung einer dreidimensionalen Antenne mittels Faltung zeigt die Veröffentlichung von S. Wang mit dem Titel „UHF RFID Tag for Integration Into a Cigarette Pack“ [Ref46]. Darin wird eine Antennen-Struktur gezeigt, die sich über vier verschiedenen Flächen innerhalb einer Zigarettenverpackung ausdehnt und mittels vorstrukturierter Aluminium-Folie hergestellt wurde. Es konnte eine gerichtete Abstrahlcharakteristik bei einer Resonanzfrequenz von 915 MHz erzielt werden. Zusammenfassend kann gesagt werden, dass im klassischen Druckverfahren hergestellte dreidimensionale 5.8 GHz RFID-Transponder-Antennen zum aktuellen Zeitpunkt nicht existieren.

5.2 Entwurf und Simulation von neu entwickelten Antennenstrukturen

Ziel ist es, neuartige dreidimensionale Antennenstrukturen für zwei Anwendungsszenarien zu entwerfen und ihre Funktionsweise zu simulieren.

- a) Kommerzielle Anwendung: Identifikation einer Produktverpackung

Größe (BxHxT): 13 cm x 20 cm x 4.2 cm

Stärke der Pappe: 450 μm



Abbildung 136: Produktverpackung

- b) Industrielle Anwendung: Identifikation eines Transportbehälters

Transportbehälter VDA-RL-KTL 4280 (SSI Schärfer GmbH)

Größe (LxBxH): 39.6 cm x 29.7 cm x 28 cm

Material: copolymerer PP Kunststoff

Gewicht: 1.7 kg



Abbildung 137: Transportbehälter

5. Multidirektionale 3D-Antennenstrukturen im SHF-Frequenzbereich (5.8 GHz)

Für beide Anwendungen wurden die nachfolgend aufgeführten Antennenzielgrößen definiert:

- Resonanzfrequenz: 5.8 GHz
- Impedanz der Antenne: 50Ω
- Gerichtete Abstrahlcharakteristik
- Berücksichtigung der dielektrischen Form-, Geometrie- und Materialeigenschaften der zu identifizierenden Objekte
(Pappe: $\epsilon_r = 3.21$, $\mu_r = 1$, $\tan \delta = 0.07$; Polypropylen(PP): $\epsilon_r = 2.1$, $\mu_r = 1$)
- Herstellungsspezifische Eigenschaften (Siebdruckverfahren):
 - o Drucksubstrateigenschaften (hinsichtlich der Identifikation des Transportbehälters):
Papier ($\epsilon_r = 2.73$, $\mu_r = 1$)
 - o Eigenschaften der zu erwartenden leitfähigen Druckschicht:
Silberschichtdicke: $4.5 \mu\text{m}$, elektrische Eigenschaften: $\sigma = 4.5 \cdot 10^6 \text{ S/m}$, $\mu_r = 1$

Um eine gerichtete Abstrahlcharakteristik mittels einer drucktechnisch herstellgestellten Antennenstruktur zu erzielen, sollen Antennendesigns entworfen werden, die sich dreidimensional über mehrere Ebenen einer Verpackung erstrecken (siehe Abbildung 138). Um den Herstellungsaufwand möglichst minimal zu gestalten, wurden Dipolantennenstrukturen gewählt, welche neben z.B. Patch- und Reflektor-Antennen lediglich einer Druckschicht bedürfen.

Voruntersuchungen haben allerdings ergeben, dass einfache Dipol-Antennenstrukturen über drei Ebenen im Raum eine in das zu identifizierende Objekt gerichtete Abstrahlcharakteristik aufweisen. Dieses Verhalten ist ungewollt. Ziel ist es, eine gerichtete Abstrahlung weg vom zu identifizierenden Objekt zu erhalten. Abbildung 138 zeigt ein Beispiel-Antennendesign und dessen Abstrahlungscharakteristik.

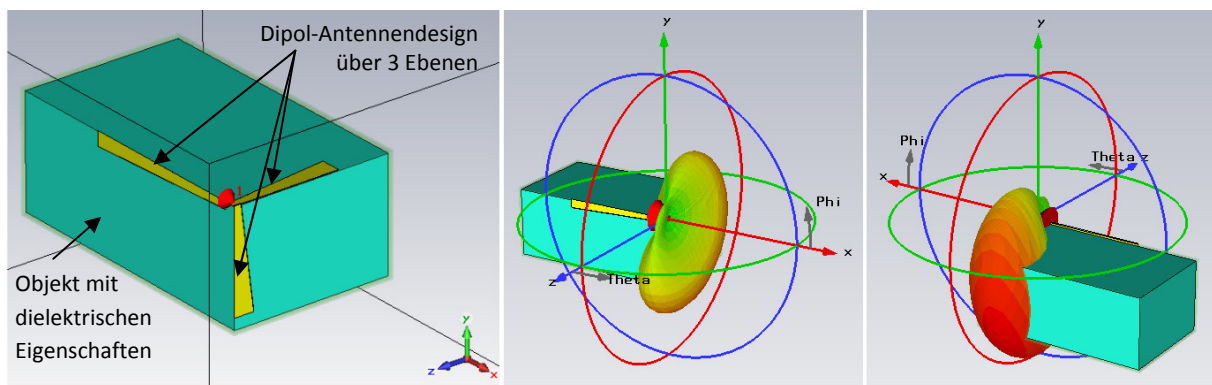


Abbildung 138: Beispiel eines Dipol-Antennendesigns über 3 Ebenen und dessen Abstrahlcharakteristik im Raum (Simulationsergebnis)

Der Lösungsansatz besteht im Entwurf von Dipolstrukturen, die sich nur über zwei senkrecht zu einander stehenden Ebenen erstrecken. Dies soll nachfolgend an den bereits definierten Anwendungsbeispielen untersucht werden.

a) Kommerzielle Anwendung der Identifikation einer Produktverpackung:

Es wurde ein Dipoldesign [Ref47, Ref48] (siehe Abbildung 139) entworfen, das sich dipoluntypisch durch eine parallele Anordnung der Dipolarme auszeichnet. Weiterhin sind die Dipolarme rechtwinklig zueinander im Raum ausgerichtet. Diese Eigenschaften resultieren, in Kombination mit der gezielten Dimensionierung des Antennendesigns (siehe Abbildung 140), in gerichteten Antennenabstrahleigenschaften bei einer Frequenz von 5.8 GHz. Die Antennenarme haben jeweils eine Länge von 24.3 mm ($< \lambda/2$). Das Antennendesign ist mit einer zu druckenden Fläche von 404 mm² in Bezug auf handelsübliche Produktverpackungen relativ klein und könnte somit in eine Vielzahl von Produkten integriert werden. Das Antennendesign ist zusätzlich für eine drucktechnische Herstellung auf der Innenseite der Produktverpackung entworfen. Dies schützt das Antennendesign gegen äußere Einflüsse im Anwendungsfall. Die Signaleinspeisung erfolgt über zwei rechteckige Kontaktflächen (Port1).

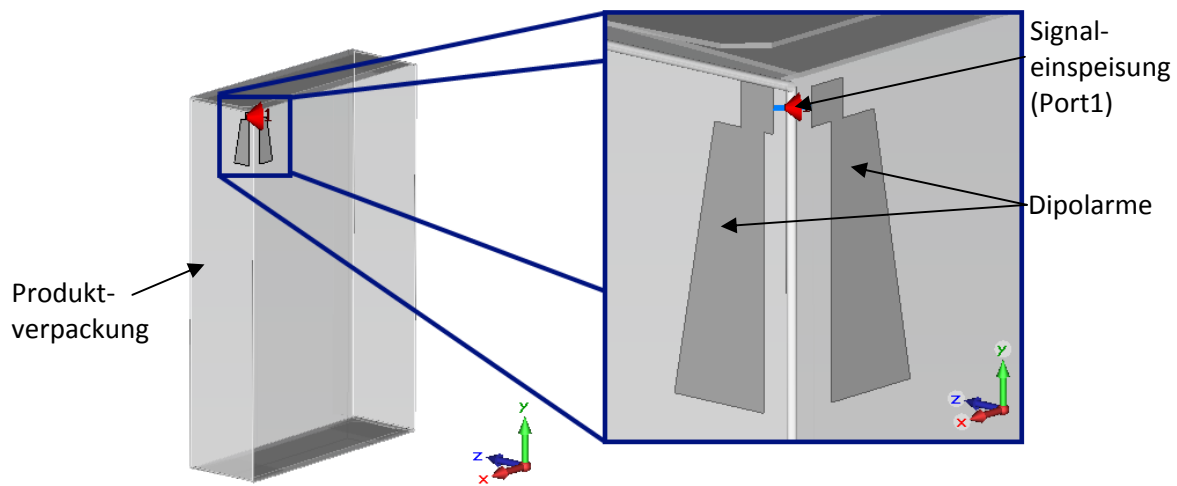


Abbildung 139: Dreidimensionales 5.8 GHz Dipol-Antennendesign [Ref48]

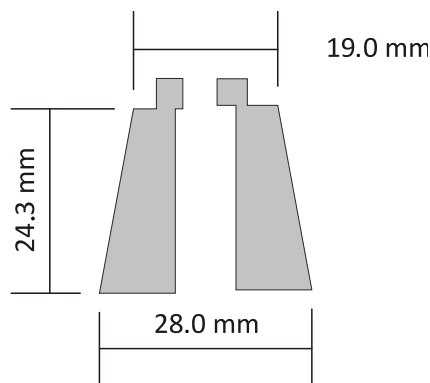


Abbildung 140: Ebene Zeichnung des dreidimensionalen 5.8 GHz Dipol-Antennendesigns

Die in Abbildung 141 und 142 dargestellten phasenabhängigen E-Feldverteilungen der 3D-Dipolantenne zeigen die E-Feld-Interaktion zwischen beiden Dipolarmen und lassen Rückschlüsse auf die Ausbildung von Wellenfronten zu, die man anhand der E-Feldorientierungen ableiten kann.

5. Multidirektionale 3D-Antennenstrukturen im SHF-Frequenzbereich (5.8 GHz)

In der dargestellten Schnittebene sind trotz der parallelen und rechtwinkligen Anordnung der Dipolarme E-Feldorientierungen eines planaren Dipols zu erkennen. Dieses Verhalten zeigt sich allerdings nicht in allen Schnittebenen. Die resultierende Abstrahlcharakteristik (siehe Abbildung 144) verdeutlicht dies.

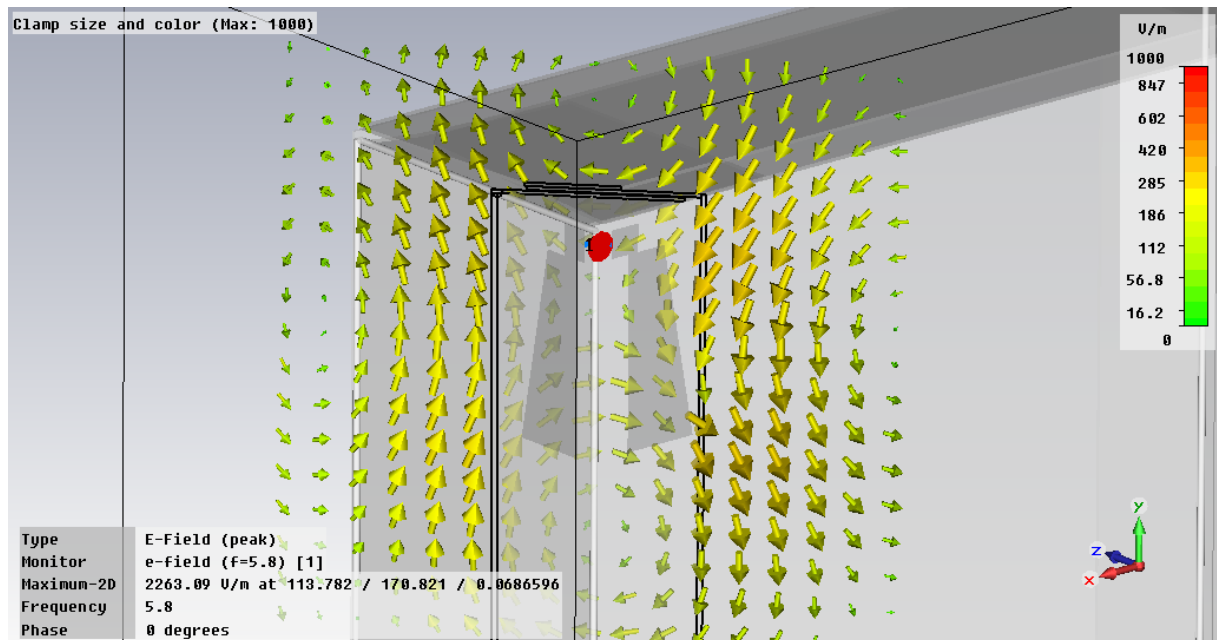


Abbildung 141: E-Feld-Verteilung in der Schnittebene der 3D-Dipolantenne bei einer Phase von 0° des Wellenzyklus

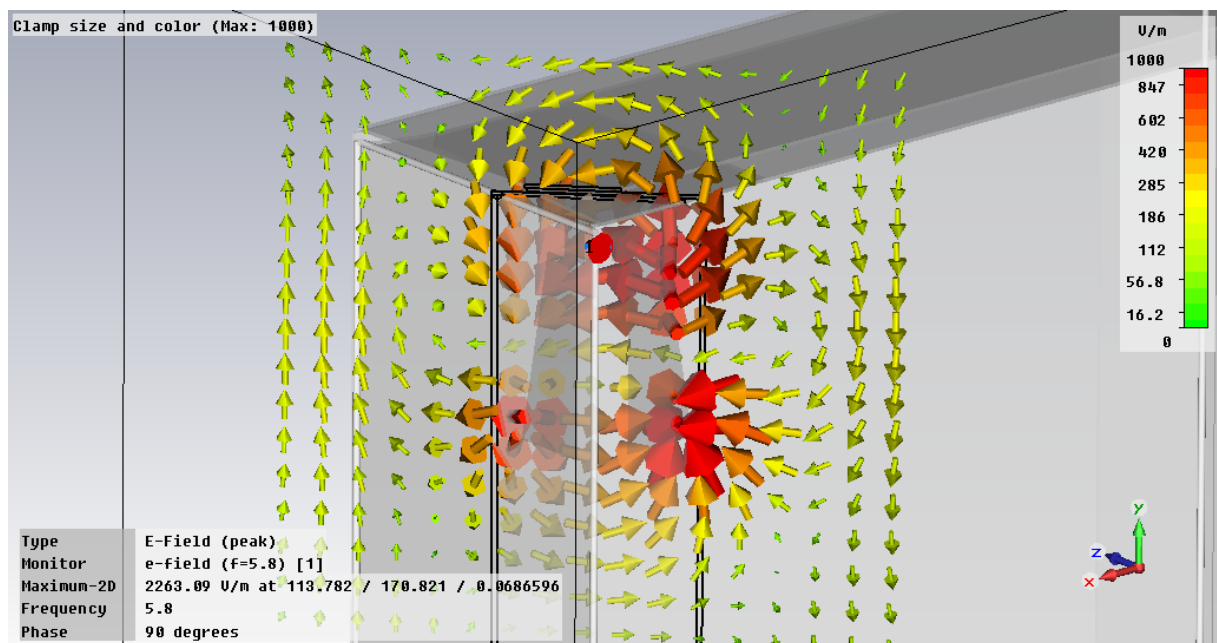


Abbildung 142: E-Feld-Verteilung in der Schnittebene der 3D-Dipolantenne bei einer Phase von 90° des Wellenzyklus

Betrachtet man weiterhin die schwach ausgeprägte H-Feldverteilung (siehe Abbildung 143), so wird auch hier deutlich, dass die H-Feldverteilung aus der rechtwinkligen Ausrichtung der Dipolarme resultiert. Kombiniert man die Erkenntnisse aus der E- und H-Feldverteilung, so kann man auf das Abstrahlverhalten der 3D-Dipolantenne schließen.

5. Multidirektionale 3D-Antennenstrukturen im SHF-Frequenzbereich (5.8 GHz)

Dieses ist in Abbildung 144 dargestellt und zeichnet sich durch zwei Hauptstrahlrichtungen mit einem maximalen Richtgewinn von 4.7 dBi bei linear polarisiertem Verhalten aus. Es ist zu erkennen, dass der Hauptanteil der abgestrahlten elektromagnetischen Felder nicht in die Produktverpackung eindringt. Ein nur sehr geringer Anteil (grüne Einfärbung in Abbildung 144) erreicht das Innere der Verpackung. Somit ist auch die Einflussnahme des Produktverpackungsinhaltes auf die Antenneneigenschaften stark minimiert.

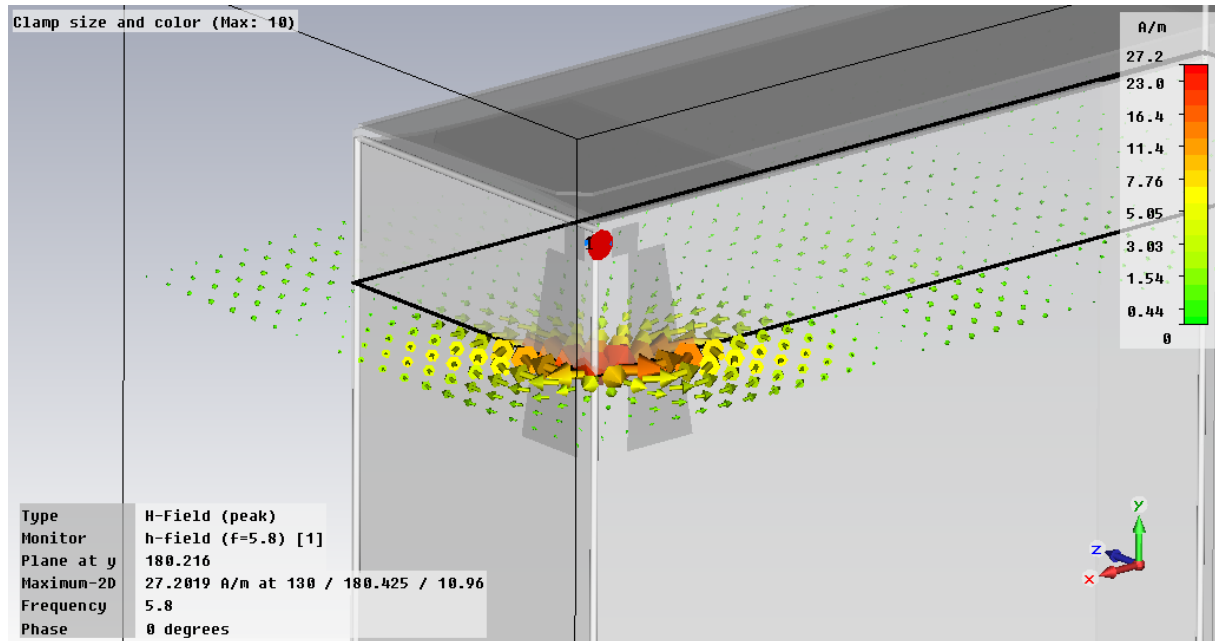


Abbildung 143: H-Feld-Verteilung in der y-Schnittebene der 3D-Dipolantenne bei einer Phase von 0°

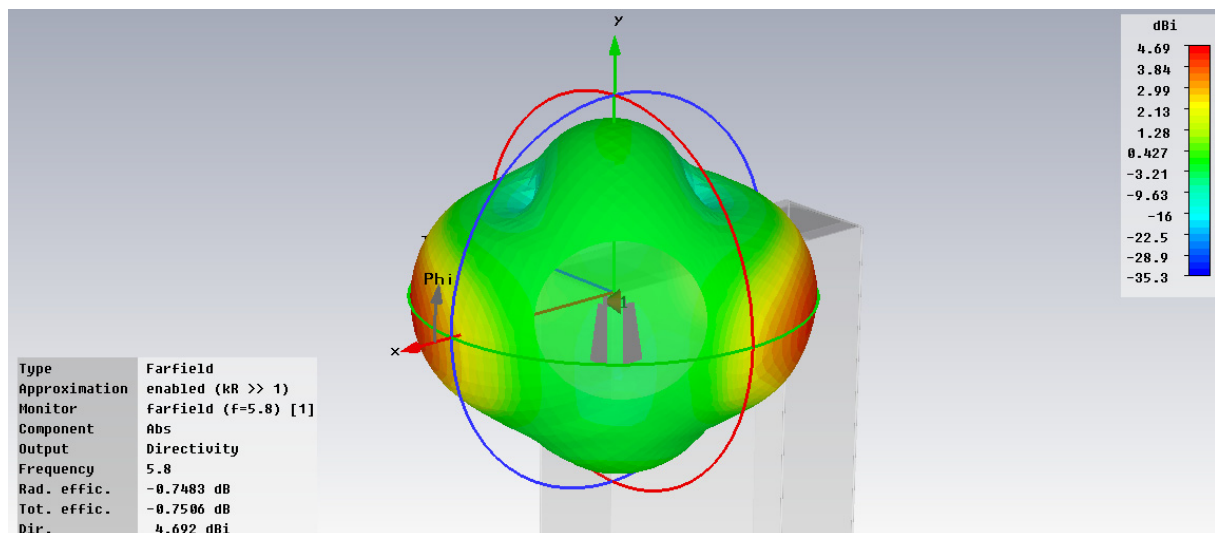


Abbildung 144: Linear polarisiertes Abstrahlverhalten der 3D-Dipolantenne (Simulationsergebnis)

Auch die erzielte Effizienz von -0.75 dB der 3D-Dipolantenne ist im Vergleich zu planaren Dipolantennen (z.B. Dipolantenne in Abbildung 49 mit einer Effizienz von -0.62 dB) mit gut zu bewerten. Es ergibt sich ein linear polarisierter realer Antennengewinn von $G(0,0) = 10 \log(10^{(-0.75 \text{ dB} \cdot 0.1)} 10^{(4.7 \text{ dB} \cdot 0.1)}) = 3.95 \text{ dB}$.

5. Multidirektionale 3D-Antennenstrukturen im SHF-Frequenzbereich (5.8 GHz)

Weiterhin sollen auch die Streuparameter (siehe Abbildung 145) und die Impedanz (siehe Abbildung 146) der 3D-Dipolantenne betrachtet werden. Die Streuparameter zeigen ein gutes Resonanzverhalten bei 5.8 GHz. Ebenso konnte mit einer Impedanz von $(51.4 - j1.8) \Omega$ das Ziel von 50Ω nahezu erreicht werden.

Doch wie verhält sich die 3D-Dipolantenne bei nicht rechtwinkliger Anordnung der Dipolarme?

Um diese Frage zu beantworten, wurde in mehreren Simulationen der Winkel zwischen beiden Dipolarmen variiert [Ref48]. Abbildung 147 zeigt schematisch eine Auswahl verschiedener Antennenwinkelkonfigurationen. Die Untersuchungen haben gezeigt, dass die Antenneneigenschaften direkt von der Anordnung der Dipolarme abhängen. Die Streuparameter (siehe Abbildung 148) zeigen deutlich ein mit dem Winkel variierendes Resonanzverhalten.

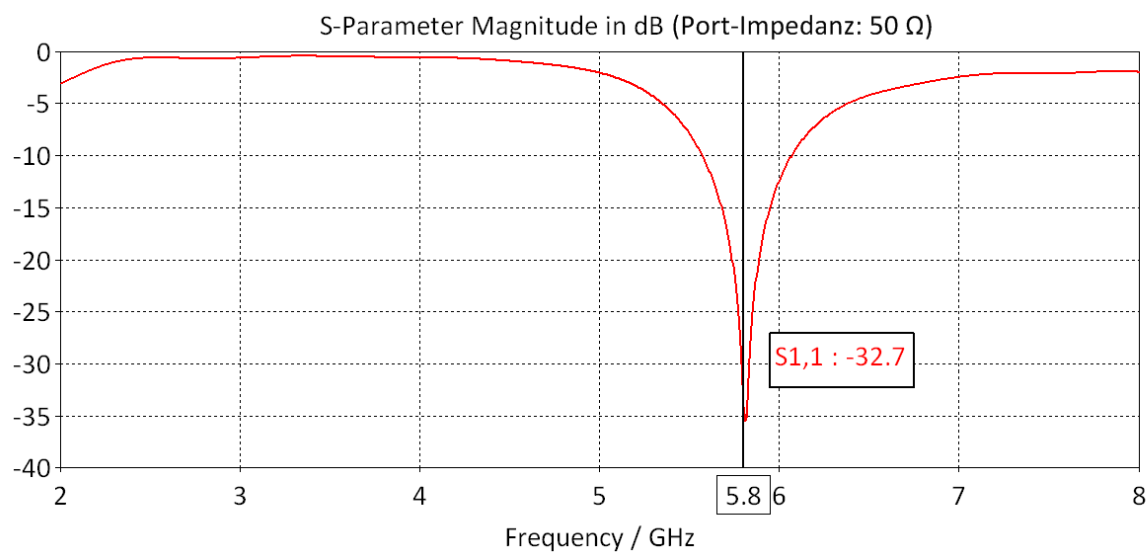


Abbildung 145: Streuparameter S11 der 3D-Dipolantenne (Simulationsergebnis)

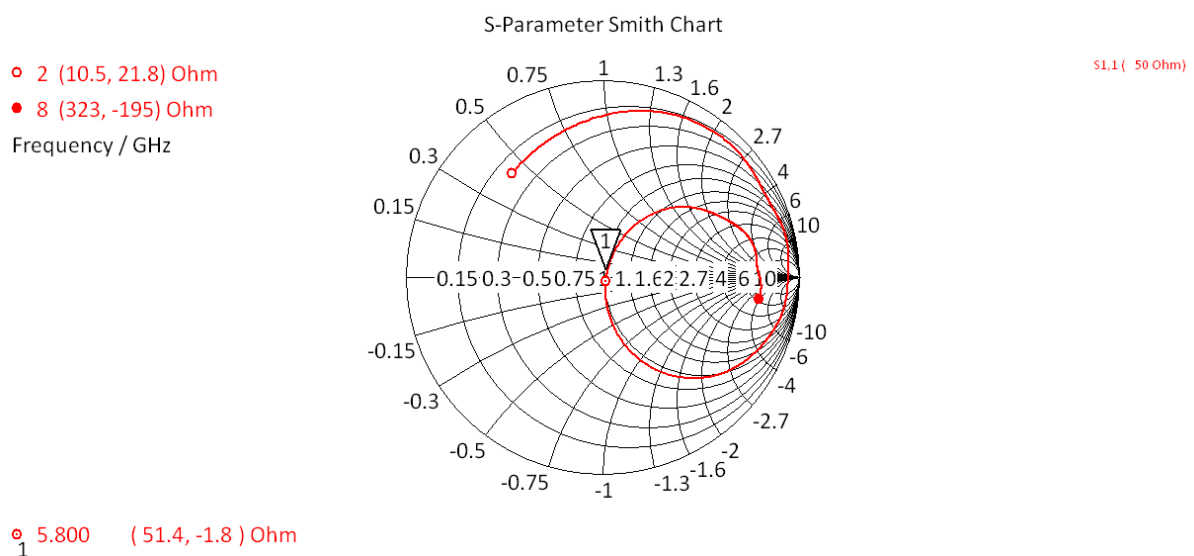


Abbildung 146: Impedanz der 3D-Dipolantenne (Simulationsergebnis)

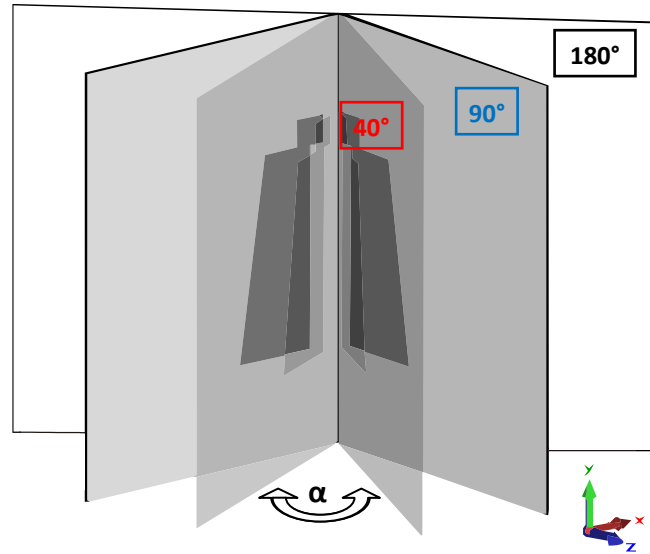


Abbildung 147: Schematische Darstellung der Winkelvariation zwischen beiden Dipolarmen der 3D-Dipolantenne [Ref48]

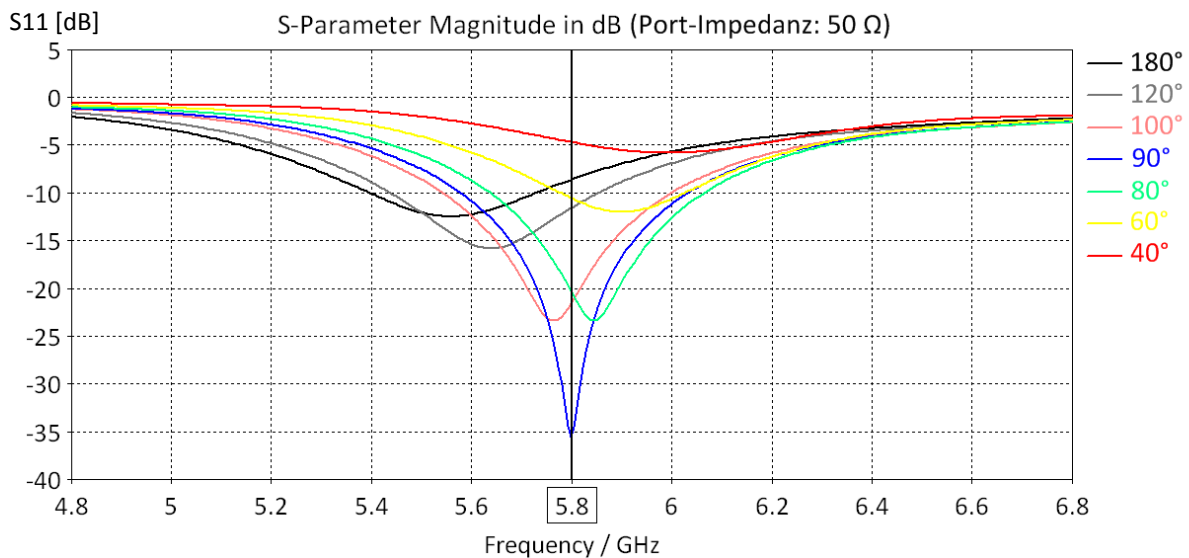


Abbildung 148: Streuparameter S11 der 3D-Dipolantenne in Abhängigkeit des Winkels α (Simulationsergebnis) [Ref48]

Trotz der starken Winkelabhängigkeit weist die Antennenstruktur im Winkelbereich von $\alpha = 80^\circ$ bis $\alpha = 100^\circ$ Streuparameter ≤ -20 dB bei der Zielfrequenz von 5.8 GHz auf. Eine Funktionalität der Antenne ist somit in diesem Winkelbereich gegeben. Neben den Streuparametern beeinflusst auch die dreidimensionale Ausrichtung (Winkel α) der Dipolarme den Richtgewinn. Dieser ist winkelabhängig in einer Polardarstellung in Abbildung 149 gezeigt. Die grundlegende Ausprägung der Abstrahlcharakteristik erfährt durch die Variation des Winkels α leichte Veränderungen. Dabei ist zu erkennen, dass mit abnehmendem Winkel der Richtgewinn der Hauptkeulen ($\phi = 0^\circ$ und $\phi = 180^\circ$) zunimmt und der Richtgewinn der Nebenkeulen ($\phi = 90^\circ$ und $\phi = 270^\circ$) abnimmt.

Zusammenfassend kann festgehalten werden, dass die entworfene 3D-Dipolantenne bei rechtwinkliger Ausrichtung der beiden Dipolarme die höchste Performance aufweist und mit zu- oder abnehmendem Winkel α an Performance verliert.

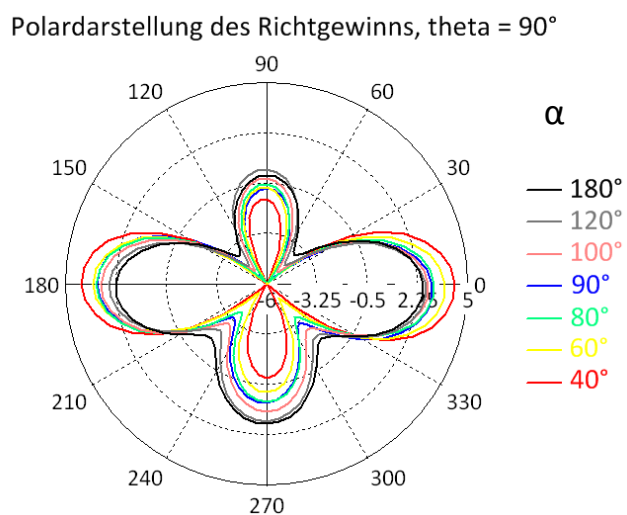


Abbildung 149: Polardarstellung des linear polarisierten Richtgewinns, $\theta = 90^\circ$ (Simulationsergebnis)

b) Industrielle Anwendung der Identifikation eines Transportbehälters:

Zur Identifikation des beschriebenen Transportbehälters wurde eine Transponder-Antenne entworfen, die auf ein Papieretikett aufgedruckt und in einem der vier Eckkantenbereiche des Transportbehälters angebracht werden kann. Die zu entwerfende Antenne soll eine Abstrahlcharakteristik nach oben aufweisen.

Im Bezug auf die definierten Sollgrößen wurde das in Abbildung 150 und 151 dargestellte Antennendesign entworfen.

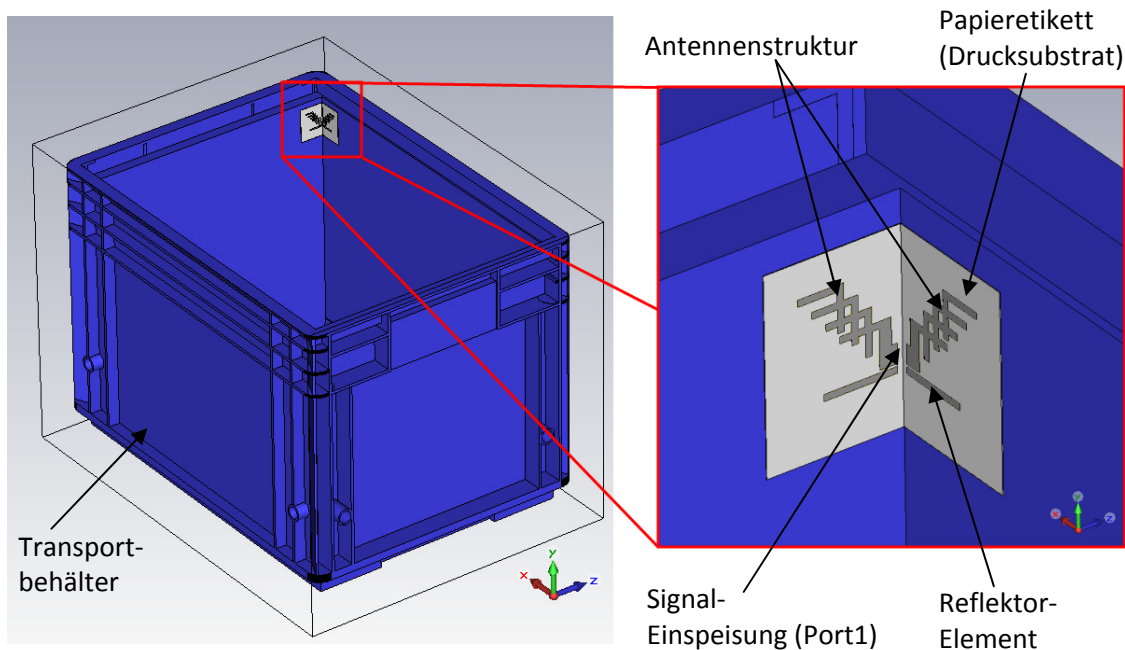


Abbildung 150: 3D-semifraktales-Dipolantennendesign zur Identifikation eines Transportbehälters

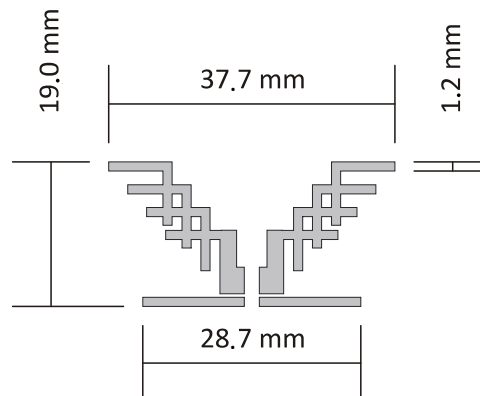


Abbildung 151: Ebene Zeichnung des 5.8 GHz 3D-semifraktalen-Dipolantennendesigns

Dieses zeichnet sich durch eine Dipol-typische Grundform bestehend aus zwei Antennenarmen aus, welche rechtwinklig zueinander angeordnet sind. Beide Antennenarme ergeben sich aus der Überlagerung von jeweils vier rechtwinkligen Stegen, die so überlagert sind, dass sie eine komplexe, scheinbar abgestufte Gestalt ergeben. Diese Formgebung soll in Kombination mit zwei zusätzlichen Reflektor-Elementen eine mehrheitlich nach oben (positive y-Richtung) verlaufende Abstrahlung ermöglichen.

5. Multidirektionale 3D-Antennenstrukturen im SHF-Frequenzbereich (5.8 GHz)

Das entworfene Antennendesign soll nachfolgend als 3D-semifraktales-Dipolantennendesign benannt werden. Das Antennendesign wie auch der Transportbehälter wurden im Simulationstool (CST Microwave Studio) konstruiert. Im Anschluss daran wurden die nachfolgend aufgeführten Antenneneigenschaften berechnet. Betrachtet man die elektrische Feldverteilung in einem räumlichen Schnitt (Abbildung 152 und 153), so ist eine Dipol-typische Feldverteilung nicht ersichtlich. Jedoch interagieren beide Antennenarme miteinander, so dass phasenabhängig eine hohe E-Feld-Verteilung zwischen ihnen entsteht. Auch auffällig sind die in positiver und negativer y-Richtung verstärkt ausgeprägten elektrischen Felder. Dies deutet auf ein gerichtetes Abstrahlverhalten in diese Richtungen.

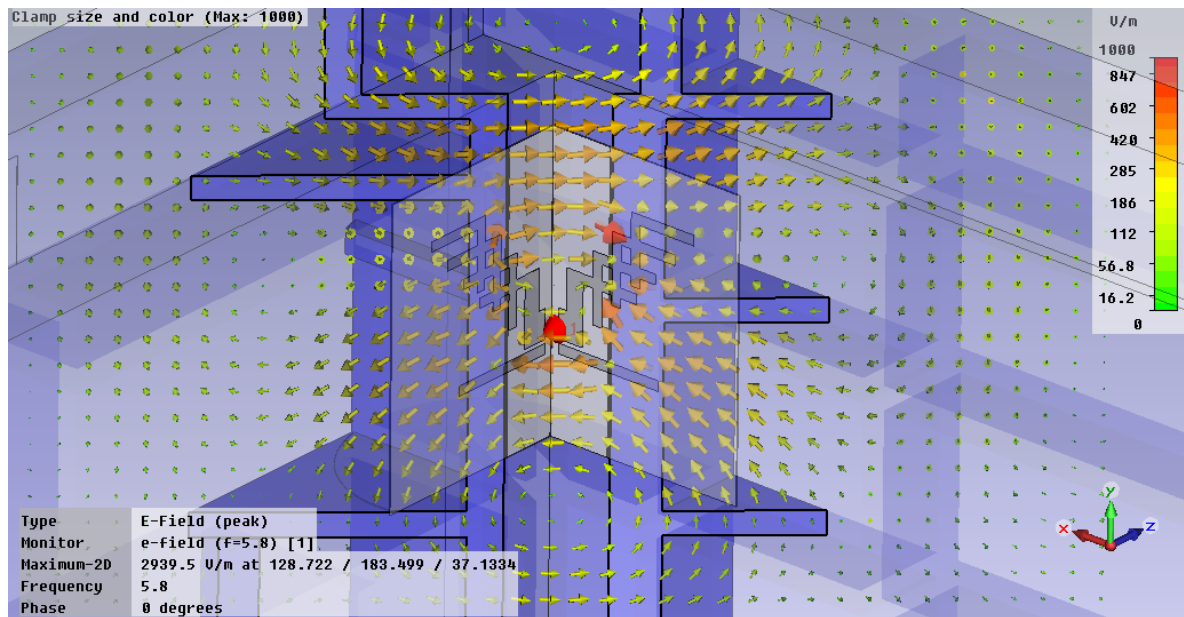


Abbildung 152: E-Feld-Verteilung in der Schnittebene der 3D-semifraktales-Dipolantenne bei einer Phase von 0° des Wellenzyklus

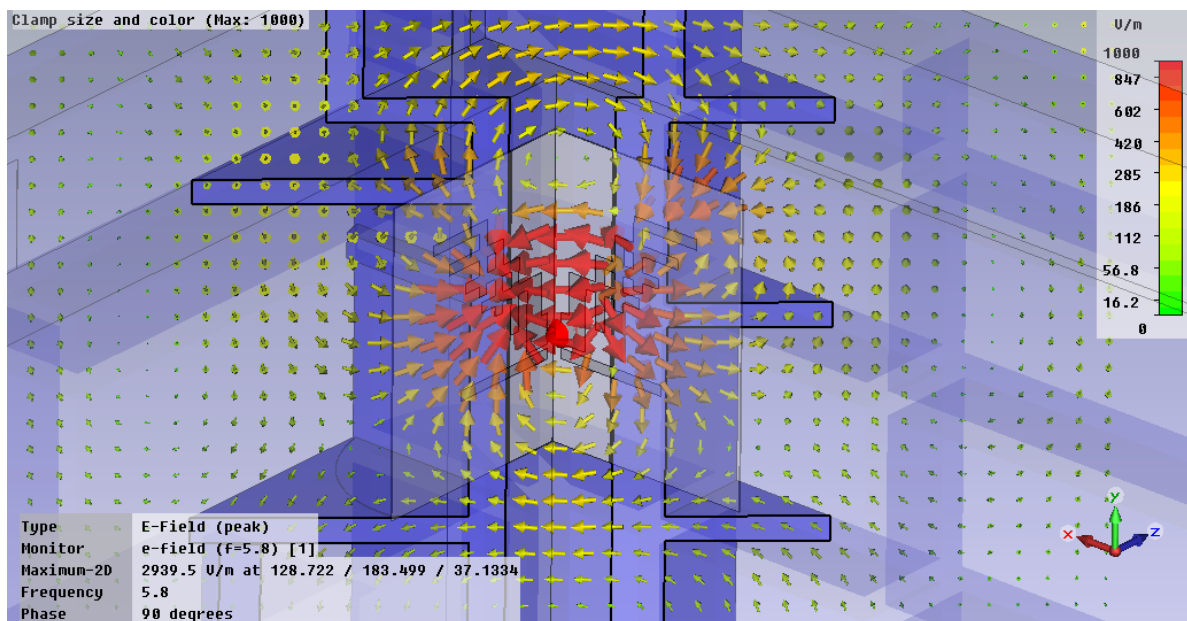


Abbildung 153: E-Feld-Verteilung in der Schnittebene der 3D-semifraktales-Dipolantenne bei einer Phase von 90° des Wellenzyklus

5. Multidirektionale 3D-Antennenstrukturen im SHF-Frequenzbereich (5.8 GHz)

Anhand der in Abbildung 154 gezeigten, schwach ausgeprägten magnetischen Feldverteilung lassen sich kaum Prognosen auf die Antennenabstrahlcharakteristik treffen. Beide Antennenarme erzeugen ein in sich separates Magnetfeld, das durch die Größe der Antennenarme selbst definiert ist.

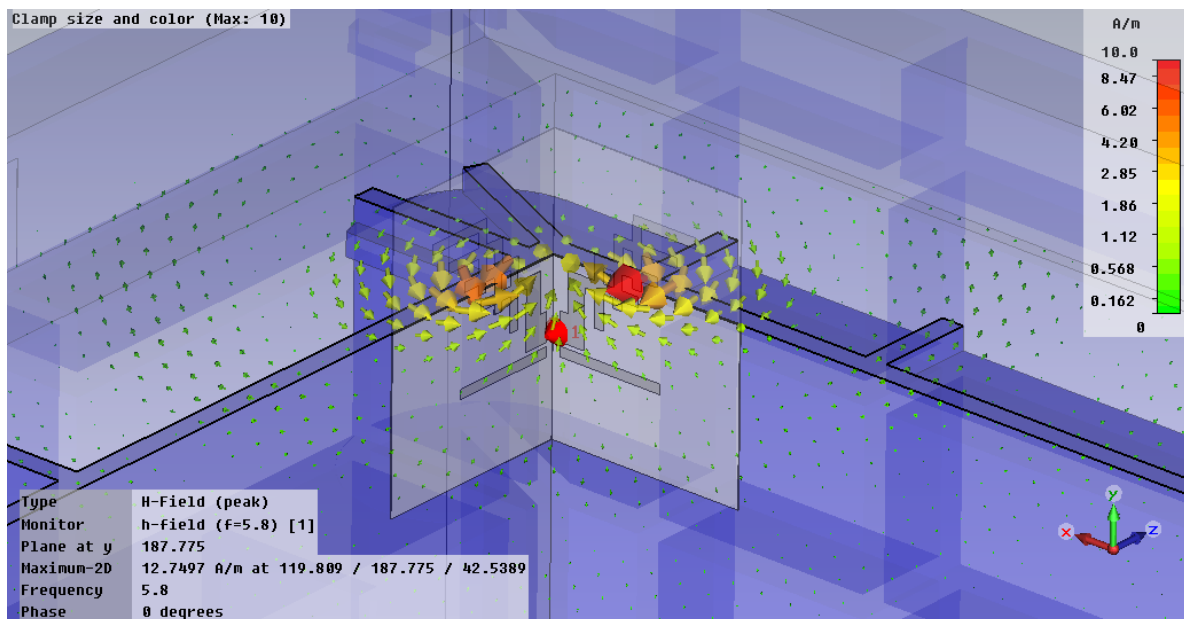


Abbildung 154: H-Feld-Verteilung in der Schnittebene der 3D-Semifraktalen-Dipolantenne bei einer Phase von 0° des Wellenzyklus

Abbildung 155 zeigt die absolute, linear polarisierte Abstrahlcharakteristik (Simulationsergebnis) der 3D-Semifraktalen-Dipolantenne.

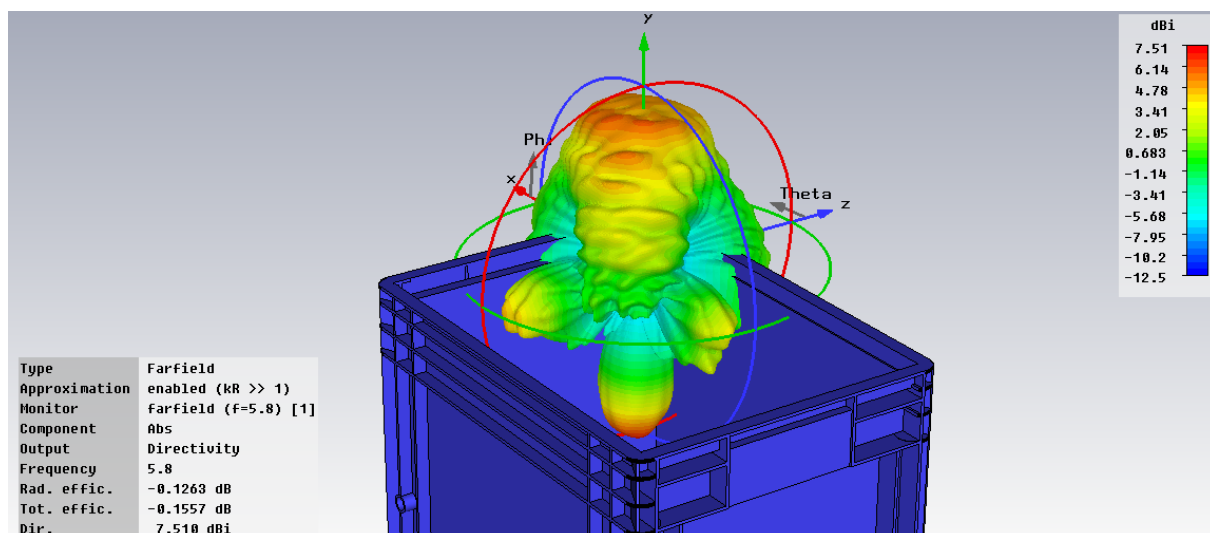


Abbildung 155: Linear polarisiertes Abstrahlverhalten der 3D-Semifraktalen-Dipolantenne (Simulationsergebnis)

Es ist deutlich zu erkennen, dass das Antennendesign eine Abstrahlung in positiver sowie negativer y-Richtung aufweist. Bemerkenswert ist dabei der hohe ausgebildete maximale Richtgewinn von 7.5 dBi.

5. Multidirektionale 3D-Antennenstrukturen im SHF-Frequenzbereich (5.8 GHz)

Beachtet man dazu die sehr gute totale Effizienz und die Abstrahleffizienz, welche im Bereich von -0.15 dB liegen, so kann man der 3D-Semifraktalen-Dipolantenne einen realen Antennengewinn von $G(0,0) = 10 \log(10^{(-0.15 \text{ dB} * 0.1)} 10^{(7.5 \text{ dB} * 0.1)}) = 7.35 \text{ dB}$ zusprechen. Weiterhin muss beachtet werden, dass das Antennendesign zwei Nebenkeulen (in negative x- und z-Richtung) ausbildet. Diese beeinflussen die Performance der Antenne allerdings nicht signifikant. Das Ziel, eine Antenne zu entwerfen, die kaum oder gar nicht in das Innenvolumen des Transportbehälters abstrahlt und somit unempfindlicher gegen verschiedenste Inhalte des Behälters ist, konnte erfüllt werden (siehe Abbildung 155). Die in negative y-Richtung verlaufende Abstrahlnebenkeule weist dabei einen Öffnungswinkel von 25.6° auf und beleuchtet somit nur ca. 1 % des Transportbehälterinnenvolumens.

Betrachtet man neben den Abstrahleigenschaften die Streuparameter (siehe Abbildung 156) sowie die Impedanz (siehe Abbildung 157), so wird deutlich, dass ein resonantes Verhalten bei 5.8 GHz vorliegt.

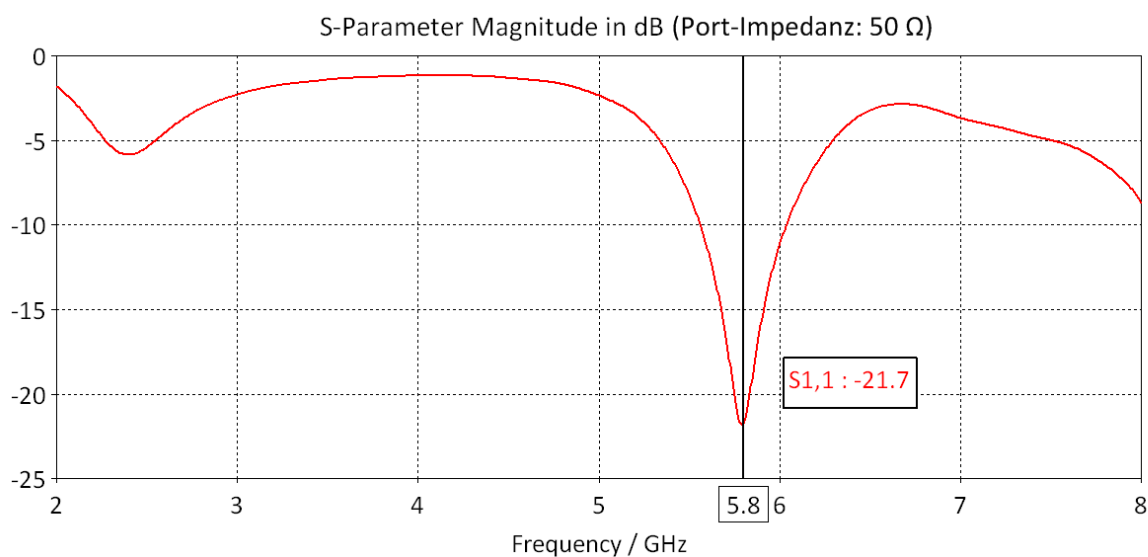


Abbildung 156: Streuparameter S11 der 3D-Semifraktalen-Dipolantenne (Simulationsergebnis)

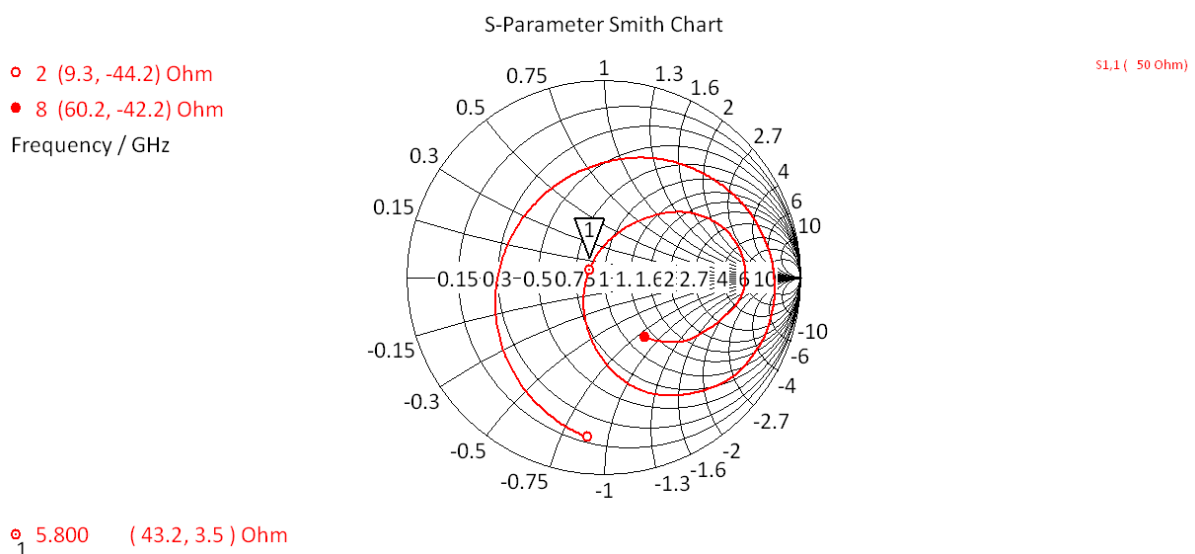


Abbildung 157: Impedanz der 3D-Semifraktalen-Dipolantenne (Simulationsergebnis)

5. Multidirektionale 3D-Antennenstrukturen im SHF-Frequenzbereich (5.8 GHz)

So konnten anwendungsspezifisch zwei dreidimensionale 5.8 GHz Antennendesigns entworfen werden, die eine vom zu identifizierenden Objekt weg gerichtete Abstrahlcharakteristik aufweisen. Diese Abstrahleigenschaften weisen hohe Antennengewinne auf und versprechen daher eine hohe Performance.

5.3 Herstellung und Vermessung von dreidimensionalen 5.8 GHz-Antennenstrukturen

Wie im Vorfeld definiert, wurden beide Antennenstrukturen (3D-Dipolantenne und 3D-Semifraktalen-Dipolantenne) im Siebdruckverfahren hergestellt.

- Siebdruckmaschine: EKRA E2XL (siehe Abbildung 56)
- Siebdrucksieb: PET Siebgewebe, 77-55 YPW (77 Fäden pro cm, 55 μm Garndurchmesser, Maschenweite 67 μm)
- Druckpaste: Silber: SunChemical CRSN2442
- Drucksubstrat:
 - a) Pappe der Produktverpackung
 - b) ungestrichenes Papier 250 g/m² (ColorCopy 250, zur Einlage in den Transportbehälter)
- Trocknung: Vakuumofen (Heraeus Thermo Scientific VT6060P) bei 110 °C und 200 mbar für ca. 30 Minuten

Der Siebdruckprozess ist ein rein planar stattfindender Prozess. Die zu bedruckenden Substrate müssen planar in die Druckmaschine eingeführt werden. Ein direkter dreidimensionaler Druck ist mit einer Standard-Flachbett-Siebdruckmaschine nicht möglich. Um die gewünschte dreidimensionale Form der Antenne zu erzielen, wurde wie folgt vorgegangen.

Die 3D-Dipolantenne wurde auf die Innenseite einer unaufgerichteten Produktverpackung gedruckt. Wichtig ist dabei, dass die Antennenstruktur in ihrer Symmetrieachse zwischen einem Falz positioniert wird. Erst nach dem Druck- und Faltprozess der Produktverpackung [Ref47, Ref48] erhält die Antenne ihre dreidimensionale Form (siehe Abbildung 158).

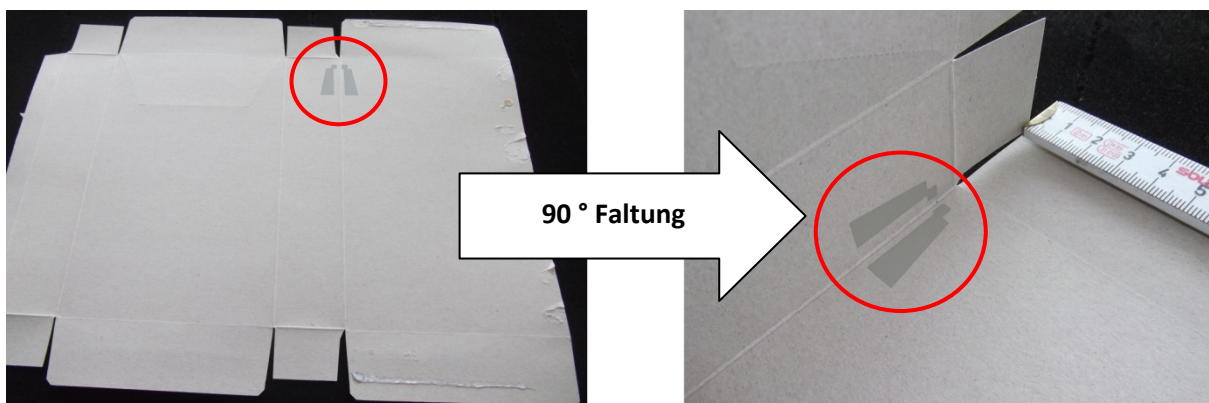


Abbildung 158: Planare und gefaltete 3D-Dipolantenne nach dem Druckprozess auf einer Produktverpackung

Das gleiche Vorgehen erfolgte auch bei der Herstellung der 3D-Semifraktalen-Dipolantenne. Dazu wurde die Antenne planar auf das angegebene Papiersubstrat gedruckt.

5. Multidirektionale 3D-Antennenstrukturen im SHF-Frequenzbereich (5.8 GHz)

Anschließend wurde das Substrat perforiert und um 90° gefaltet, so dass sich die gewünschte dreidimensionale Antennenstruktur ergibt (siehe Abbildung 159).

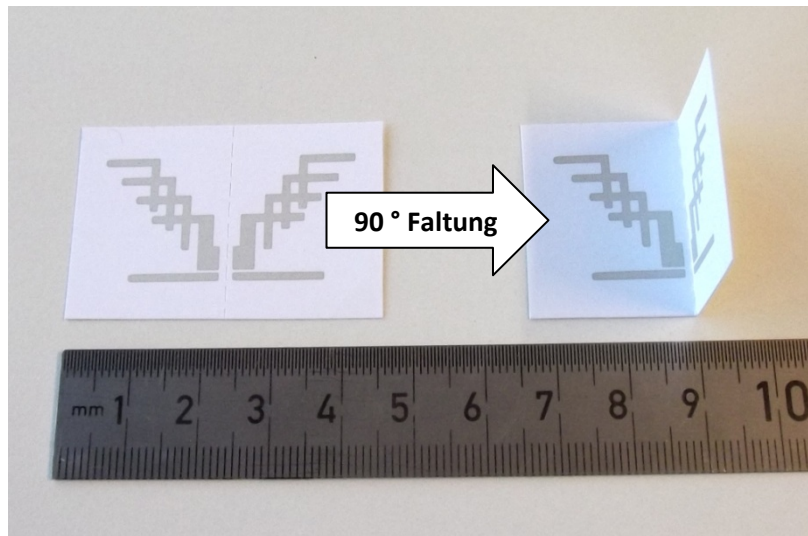


Abbildung 159: Planare und gefaltete 3D-Semifraktale-Dipolantenne nach dem Druckprozess

Zur messtechnischen Charakterisierung wurden beide Antennenstrukturen mit einer koaxialen Messleitung versehen und in einer geschlossenen Absorberkammer (siehe Abbildungen 160 und 161) vollständig vermessen. Die elektrische Kontaktierung der Messleitung an die Antenne wurde wie in Kapitel 3.3 beschrieben durchgeführt.

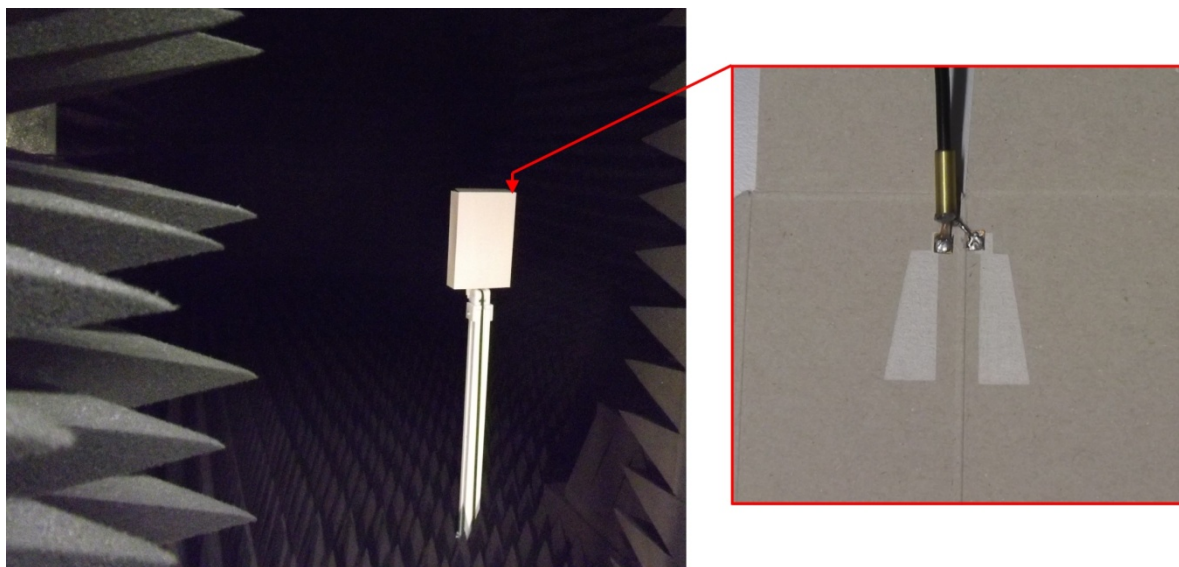


Abbildung 160: Messaufbau und elektrische Kontaktierung der gedruckten 3D-Dipolantenne zur Vorbereitung auf die messtechnische Charakterisierung in der Absorberkammer



Abbildung 161: Messaufbau und elektrische Kontaktierung der gedruckten 3D-Semifraktalen-Dipolantenne zur Vorbereitung auf die messtechnische Charakterisierung in einer Absorberkammer

Für die messtechnische Charakterisierung wurden zwei Messaufbauten pro Antenne realisiert.

- Netzwerkanalyse (Aufnahme der Streuparameter und der Impedanz)
Messgeräte: Vektor-Network-Analyzer-ZVL6 von Rohde&Schwarz, N CalKit 50 Ω Female ZV-Z121 und diverse Messleitungen
- Spektrumanalyse
(Bestimmung der dreidimensionalen Abstrahlcharakteristik und des Richtgewinns)
Messaufbau siehe Abbildung 15
Messgeräte: Signalgenerator SMA 100 A von Rohde&Schwarz, Signalleitungen, linear polarisierte Hornantenne (Sendeantenne) BBHA 9120 B von Schwarzbeck, Vektor-Network-Analyzer-ZVL6 von Rohde&Schwarz

a) Kommerzielle Anwendung der Identifikation einer Produktverpackung:

Die Netzwerkanalyse der 3D-Dipolantenne ergab die in den Abbildungen 162 und 163 dargestellten Ergebnisse. Die Antenne weist bei der gewünschten Frequenz von 5.8 GHz ein gutes Resonanzverhalten auf. Allerdings weicht der gemessene Rückstreukoeffizient (siehe Abbildung 162) bei 5.8 GHz mit 7.7 dB vom simulierten Wert (siehe Abbildung 145) ab. Diese Abweichung resultiert aus einer Winkelabweichung der beiden Antennenarme zueinander. Der in der Simulation angenommene Winkel zwischen den Antennenarmen von 90° konnte in der Realität aufgrund der Forminstabilität der Produktverpackung aus Pappe nicht exakt eingehalten werden. Wie bereits in Kapitel 5.2a) untersucht und in Abbildung 148 dargestellt, können Winkelabweichungen das Verhalten der 3D-Dipolantenne beeinflussen. Resultierend aus den Streuparametern weist die Antenne auch eine zur Simulation (Abbildung 146) sehr leicht variierende Impedanz von $(54.6 - j4.1) \Omega - (51.4 - j1.8) \Omega = (3.2 + j3.3) \Omega$ auf.

5. Multidirektionale 3D-Antennenstrukturen im SHF-Frequenzbereich (5.8 GHz)

Nichtsdestotrotz erfüllt die hergestellte Antenne dank der sehr guten Antenneneigenschaften die gewünschten Anforderungen. Dies gilt ebenso für die messtechnisch erfasste Abstrahlcharakteristik (siehe Abbildung 164) der 3D-Dipolantenne mittels Spektrumanalyse.

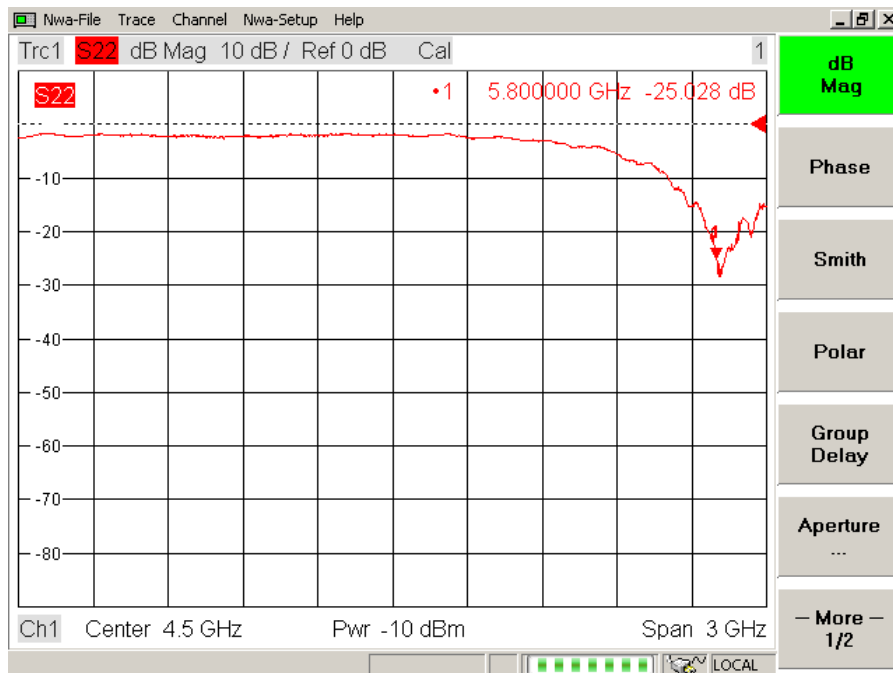


Abbildung 162: Streuparameter der 3D-Dipolantenne (Messergebnis am Port 2 des Netzwerkanalysators)

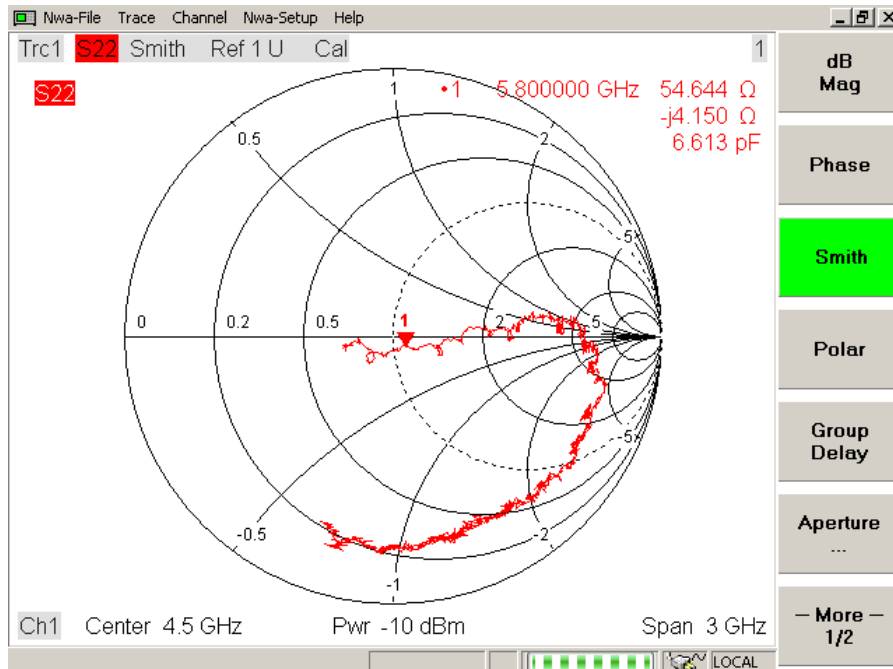


Abbildung 163: Impedanz der 3D-Dipolantenne (Messergebnis am Port 2 des Netzwerkanalysators)

Diese zeigt messtechnisch bedingte Unregelmäßigkeiten (kleine Nebenkeulenzipfel im Zentrum der Abstrahlcharakteristik), weist allerdings das gewünschte Abstrahlverhalten (eine Abstrahlhauptkeule in negativer x-Richtung und eine in positiver x-Richtung) auf.

5. Multidirektionale 3D-Antennenstrukturen im SHF-Frequenzbereich (5.8 GHz)

Der bestimmte absolute Richtgewinn von 5.2 dBi ist dabei mit 0.5 dB höher als in der Simulation berechnet (siehe Abbildung 144) und erfüllt somit ebenso die gewünschten Anforderungen.

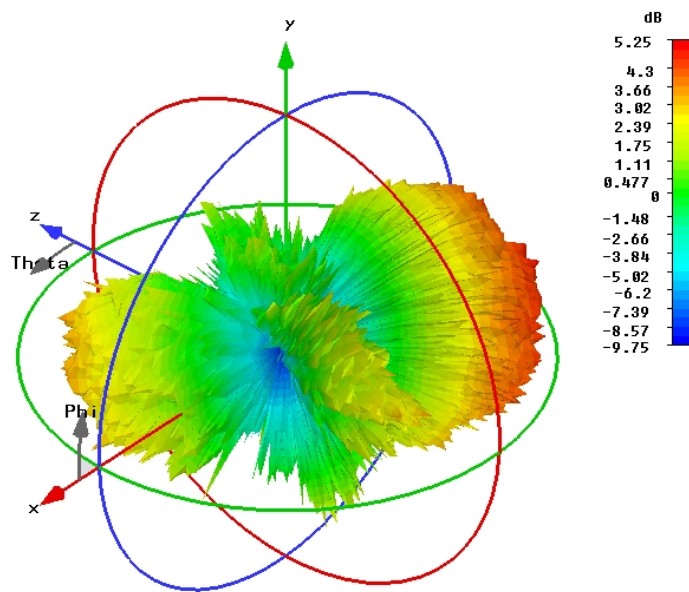


Abbildung 164: Abstrahlverhalten (absoluter Richtgewinn) der 3D-Dipolantenne (Messergebnis)

b) Industrielle Anwendung der Identifikation eines Transportbehälters:

Die Netzwerkanalyse der 3D-Semifraktalen-Dipolantenne am Transportbehälter zeigte ein Resonanzverhalten (siehe Abbildung 165) der Antenne bei 5.95 GHz anstatt der definierten Frequenz von 5.8 GHz. Diese Frequenzverschiebung von 150 MHz gegenüber den Simulationsergebnissen (siehe Abbildung 156), resultiert aus der angenommenen relativen Permittivität von $\epsilon_r = 2.13$ bei einer Frequenz von 5.8 GHz des Transportbehältermaterials (Polypropylen). Um ein angepasstes Resonanzverhalten zu erzielen, ist ein veränderter Permittivitätswert des Transportbehältermaterials in der Simulation zu wählen und ein entsprechendes Antennen-Redesign abzubilden.

5. Multidirektionale 3D-Antennenstrukturen im SHF-Frequenzbereich (5.8 GHz)

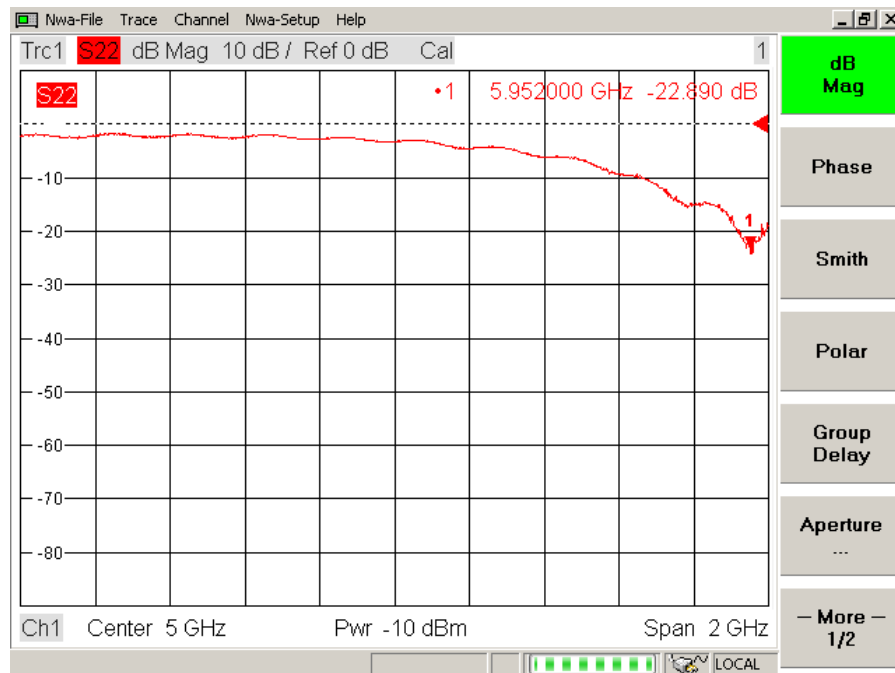


Abbildung 165: Streuparameter der 3D-Semifraktalen-Dipolantenne (Messergebnis am Port 2 des Netzwerkanalysators)

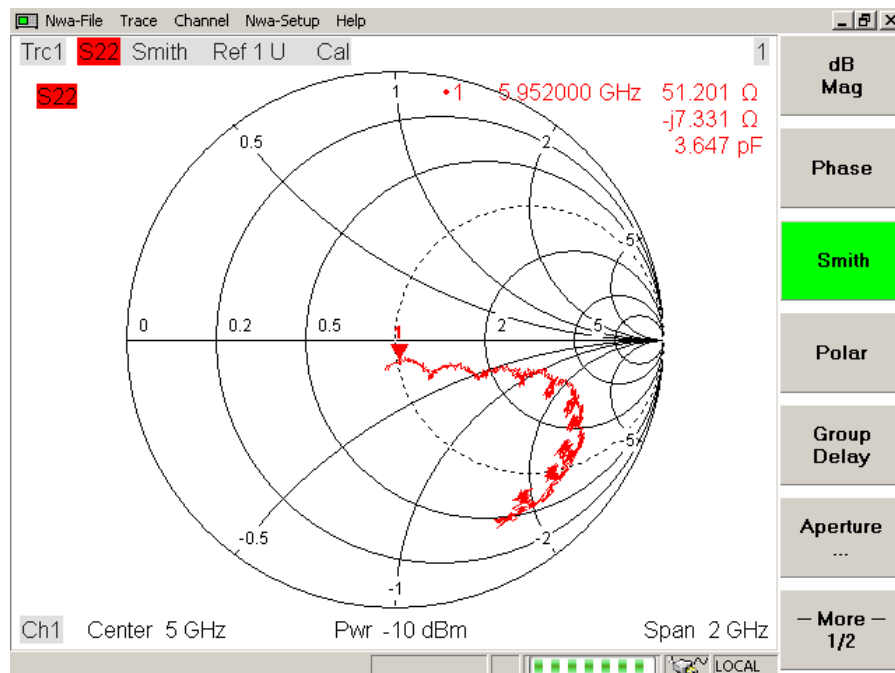


Abbildung 166: Impedanz der 3D-Semifraktalen-Dipolantenne (Messergebniss am Port 2 des Netzwerkanalysators)

Trotz der Frequenzverschiebung von 150 MHz weist die Antenne einen Streuparameter von -15 dB bei einer Frequenz von 5.8 GHz (Port-Impedanz von 50 Ω) auf. Dies ist im Vergleich zum Simulationswert von -21.7 dB (siehe Abbildung 156) ein um 6.7 dB höherer Wert, was sich auch an Hand des Impedanzverhaltens (siehe Abbildung 166) mit dem leicht erhöhten imaginären Anteil von $-j7.3 \Omega$, bemerkbar macht. Darüber hinaus weist die Antenne das gewünschte in positiver und negativer y-Richtung gerichtete Abstrahlverhalten auf (siehe Abbildung 167).

5. Multidirektionale 3D-Antennenstrukturen im SHF-Frequenzbereich (5.8 GHz)

Wie in Abbildung 164 zeigen sich auch im Zentrum der Abbildung 167 kleine Nebenkeulenzipfel. Diese resultieren direkt aus dem Antennendesign (Vergleich Simulation, Abbildung 155) sowie aus geringen Messunregelmäßigkeiten.

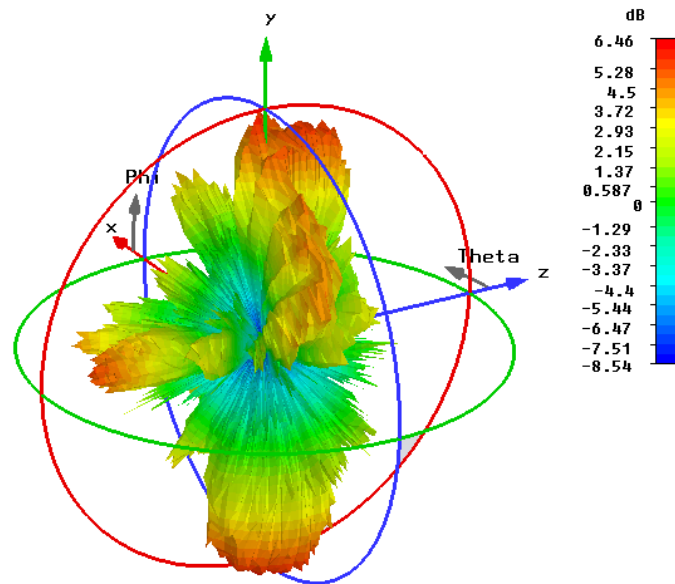


Abbildung 167: Abstrahlverhalten (absoluter Richtgewinn) der 3D-Semifraktalen-Dipolantenne (Messergebnis)

Mit einem maximalen absoluten Richtgewinn von 6.5 dB ist der Messwert nur um ca. 1 dB geringer als der Simulationswert (siehe Abbildung 155). Dieser Verlust resultiert aus den bereits beschriebenen Anpassungsverlusten.

5.4 Zusammenfassung und Auswertung der Ergebnisse

Gedruckte, dreidimensionale Dipol-Antennenstrukturen weisen, im Vergleich zu existierenden planaren Dipolantennen aufgrund ihrer gerichteten Abstrahlcharakteristiken mit Richtgewinnen bis zu 6.4 dBi, verbesserte Leistungsmerkmale auf. Ziel war es, die Kommunikationsfähigkeit gedruckter Antennen bei gleichzeitiger Minimierung der Einflussnahme dielektrischer Materialien auf das Antennenverhalten zu steigern. Dieses Ziel wurde somit erreicht und konnte anwendungsspezifisch für den hochbandbreitigen Frequenzbereich von 5.725 GHz bis 5.875 GHz (Mittenfrequenz 5.8 GHz) nachgewiesen werden. Die entworfenen Antennenstrukturen zeigen nicht nur die gewünschten Antenneneigenschaften, sondern ermöglichen auch eine Herstellung im Druckprozess. Dabei wird im Detail ein Herstellungskonzept verfolgt, welches aus dem planaren Druck der Antennenstrukturen und dem anschließenden Falten (Aufrichten) des Drucksubstrates (z. B. Produktverpackung) besteht. Eine Produktverpackung wird allgemein mit einem farbigen Aufdruck versehen und anschließend zur endgültigen Form gefaltet. Fügt man dem bestehenden Herstellungsprozess einen zusätzlichen Druckprozess zur strukturierten Aufbringung einer leitfähigen Tinte zu, so können Produktverpackungen mit geringem Mehraufwand mit einer drahtlosen Kommunikationseinheit (einer gedruckten Antenne) versehen werden.

6. Zusammenfassung und Ausblick

In der vorliegenden Arbeit wurden neuartige, optimierte und drucktechnisch herstellbare Antennenstrukturen für UHF- und SHF-RFID-Anwendungen in herausfordernden dielektrischen oder metallischen Umgebungen entwickelt und erforscht, welche den Nachweis einer hohen Funktionalität bei kostengünstiger Herstellung und hoher Integrationsfähigkeit erbringen.

Zu Beginn der Arbeit wurde mit Hilfe hergeleiteter Wellengleichungen der Nachweis erbracht, dass die Ausbreitung elektromagnetischer Wellen in unterschiedlichen Medien von den jeweiligen Material-Parametern Permeabilität und Permittivität abhängig ist. Basierend auf dieser Kenntnis und weiteren anwendungs- und herstellungsspezifischen Parametern (Resonanzfrequenz, Frequenzbandbreite, Abstrahlcharakteristik, Impedanz, Eigenschaften des zu identifizierenden dielektrischen Objektes (Form, Geometrie, Permeabilität und Permittivität) und herstellungsspezifischen Eigenschaften (Drucksubstrateigenschaften, zu erwartenden Druckschichteigenschaften abhängig vom Druckverfahren)) wurden Dipolantennendesigns entworfen, welche an verschiedene dielektrische Umgebungen (Luft, Papier, Glas oder Holz) angepasst wurden. Um die Antennenparameter der entworfenen Antennen in einer Simulation zu verifizieren, wurden im Simulationstool CST Microwave Studio dreidimensionale Modelle der Antennendesigns inklusive der dielektrischen Umgebungen erstellt. Diese wurden speziell hinsichtlich der zu erwartenden Druckschichteigenschaften (Material, Schichtdicke, elektrische Leitfähigkeit) optimiert, um möglichst praxisnahe Simulationsergebnisse zu erzielen. Dies ist nachweislich gelungen. Die Dipolantennen wurden im Siebdruckverfahren hergestellt und messtechnisch in einer Absorberkammer charakterisiert. Die in der Simulation berechneten Antennenparameter konnten messtechnisch bestätigt werden. Somit wurde der Nachweis erbracht, dass eine vollständige Entwicklung gedruckter Antennen vom Entwurf, über die Simulation, der drucktechnischen Herstellung bis hin zur messtechnischen Charakterisierung möglich ist.

Druckverfahren sind stark dynamische Verfahren, welche von einer Vielzahl von prozessbedingten Parametern abhängen. Um die Funktionalität gedruckter Antennenstrukturen zu steigern, wurden verschiedene Abhängigkeiten zwischen dem Sieb- und Tiefdruckprozess und den erzielten Antenneneigenschaften untersucht. Zusammenfassend kann Folgendes gesagt werden: Die Antenneneigenschaften (Resonanzverhalten, Impedanz-Verhalten und Stehwellenverhältnis) gedruckter Antennen sind abhängig von den Druckschichteigenschaften (Schichtdicke, Oberflächenwiderstand, spezifische elektrische Leitfähigkeit und Schichtinhomogenität). Die Eigenschaften der Druckschicht sind dabei abhängig vom Druckverfahren und dessen Druckparametern wie z. B. Druckgeschwindigkeit, verwendete Druckform/Drucksieb und Druckmaschinen spezifische Parameter. Das Druckverfahren und deren Parameter stehen wiederum in Abhängigkeit zur verwendeten Drucktinte/Druckpaste und deren Eigenschaften (Viskosität, Größe der Metallpartikel und Haftfestigkeit auf verschiedenen Drucksubstraten). Neben allen herstellungsspezifischen Abhängigkeiten ist das Antennendesign selbst der größte Einflussfaktor hinsichtlich der erzielbaren Antenneneigenschaften in der jeweiligen dielektrischen oder metallischen Umgebung.

Die Forschungsergebnisse haben gezeigt, dass optimierte Antennendesigns unter Einbeziehung der dielektrischen Umgebungseigenschaften und der Druckprozesseigenschaften herstellbar sind.

Diese Kenntnisse flossen unter anderem in die Erforschung neuartiger Antennenkonzepte zur Realisierung hoch funktionaler UHF-RFID-Transponder-Antennen für Anwendungen auf metallischen Objekten ein. Die Einflussnahme (Reflexion) metallischer Objekte auf die elektromagnetische Wellenausbreitung spielt dabei die zentrale Rolle. Um diese Eigenschaft der Reflexion elektromagnetischer Wellen vorteilhaft nutzen zu können, wurde eine gedruckte UHF-Längsstrahler-Antennenkonfiguration entworfen, welche das metallische Objekt als Bestandteil (Reflektor) der Antennenkonfiguration mit einbezieht. Durchgeführte Simulationen zeigten allerdings, dass aufgrund des geringen Abstandes ($< \lambda/10$, Nahfeld) zwischen dem aktiven Dipol-Antennenelement und dem metallischen Objekt Depolarisationseffekte auftreten. Diese beeinflussen das Antennenverhalten negativ, sodass experimentell lediglich eine RFID-Lesereichweite von 0.88 m nachgewiesen werden konnte. Hinsichtlich dieser begrenzten Funktionalität wurden verschiedene Lösungsansätze zur Minimierung der sie verursachenden Depolarisationseffekte erforscht. Die aussichtsreichste Lösung stellt die Krümmung der Wellenfronten zwischen dem aktiven Antennenelement und dem metallischen Objekt dar. Um diesen Lösungsansatz umzusetzen, wurde eine neuartige UHF-(Reflektor)-Antennenkonfiguration entworfen. Nach Analysen auf Basis durchgeführter Simulationen wurde auch diese Antennenkonfiguration im Siebdruckverfahren hergestellt und messtechnisch charakterisiert. Es konnte eine signifikante Reduzierung der Depolarisationseffekte nachgewiesen werden. Nichtsdestotrotz weist die Antennenkonfiguration ein kombiniertes Polarisationsverhalten hinsichtlich ihres Abstrahlverhaltens auf. Es handelt sich dabei um die Kombination eines vorrangig linear polarisierten und eines schwach rechts zirkular polarisierten Abstrahlverhaltens: Die Antennenkonfiguration weist somit ein elliptisch polarisiertes Abstrahlverhalten auf. Mit diesem Verhalten konnte eine beeindruckende RFID-Lesereichweite von bis zu 8.1 m in Experimenten nachgewiesen werden – bei einer Sendeleistung des RFID-Readers von 1 W ERP. Die entwickelte Antennenkonfiguration weist somit im Vergleich zum Stand der Technik (Lesereichweite ca. 5 m) eine um ca. 60 % gesteigerte Leistungsfähigkeit auf.

Um die Kommunikationsqualität zukünftiger RFID-Systeme zu steigern, wurden neuartige, multidirektionale 3D-RFID-Transponder-Antennenstrukturen mit einer Resonanzfrequenz von 5.8 GHz entworfen. Die erhöhte Resonanzfrequenz ermöglicht die Verwendung eines, im Vergleich zu bestehenden UHF-RFID-Systemen, breitbandigeren RFID-Frequenzbereiches (5.725 GHz – 5.875 GHz). Somit können beispielsweise deutlich mehr Objekte (> 100) parallel identifiziert werden. Die dreidimensionale Ausprägung auf zwei senkrecht zueinander stehenden Ebenen der Antennenstrukturen ermöglicht eine gerichtete (nicht omnidirektionale) Abstrahlcharakteristik außerhalb des aufgespannten Raumvolumens. Somit konnte der Einfluss dielektrischer Materialien (z. B. Produktverpackungsinhalte) auf die Antennenfunktionalität stark verringert werden. Dies führt zu einer drastischen Erhöhung der Antennenperformance. Es wurde ebenso gezeigt, dass die entworfenen 3D-Antennenstrukturen hoch integrativ direkt auf die Innenseite von z. B. Produktverpackungen mittels Siebdruck gedruckt werden können und nach einem Faltprozess zum Aufstellen der Verpackung ihre dreidimensionale Gestalt und ihre nachgewiesene, höhere Performance aufweisen. Die hier entwickelten multidirektionalen 3D-Antennenstrukturen sind im Anschluss an einen Gebrauchsmusterschutz am 29.08.2012 durch die Fraunhofer-Gesellschaft zur Förderung der angewandten Forschung e.V. zum Patent angemeldet wurden (DE202011105148).

Die erzielten Forschungsergebnisse eröffnen neue Anwendungsfelder [Ref49, Ref50] der RFID-Technologie und tragen damit direkt zur Ausbreitung des RFID-Marktes bei. Ebenso legen die Forschungsergebnisse den Grundstein für einen flächenhaften Einsatz von gedruckten Antennen in einer Vielzahl von Anwendungen. Dabei spielen RFID-Anwendungen im Einzelhandel eine bedeutende Rolle. Hier können die entwickelten Antennen direkt im Anschluss an den Farbdruck der Verpackungsaußenseite mit Hilfe eines zusätzlichen Druckwerkes einer Standard-Druckmaschine auf die Verpackungsinnenseite aufgedruckt werden.

Nach dieser Zusammenfassung soll nachfolgend ein Ausblick für weitere Arbeiten gegeben werden.

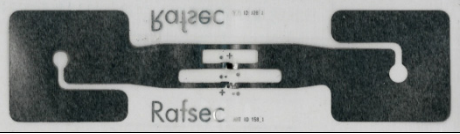
In weiterführenden Arbeiten sind die drucktechnischen Herstellungsverfahren (Siebdruck und Tiefdruck) vom Labormaßstab in die industrielle Großfertigung (Massendruck mittels rotativen Siebdruck- oder Tiefdruckmaschinen mit einer Bahnbreite von > 0.5 m und Bahngeschwindigkeiten > 5 m/s) zu überführen. Aufgrund der hohen Bahngeschwindigkeiten ist die Verwendung niederviskoserer Drucktinten zu erwarten. Die daraus resultierenden verändernden Druckschichteigenschaften (insbesondere eine geringere Schichtdicke) erfordern gezielte Antennendesign-Anpassungen in Form von Antennen-Redesigns. Dies trifft ebenfalls bei einer Verwendung von alternativen Drucktinten (z. B. Tinten auf Basis von Kupfer, Zink oder Aluminium) im Vergleich zu bekannten Silbertinten durch die geänderten elektrischen Leitfähigkeiten zu.

Auf Basis der erzielten Forschungsergebnisse sind weiterführende Antennenentwicklungen von z. B. dreidimensionalen Array-Antennen-Anordnungen hinsichtlich automobiler Abstandsradar-Antennensysteme denkbar. Diese könnten beispielsweise hoch integrativ auf die Innenseite von Kraftfahrzeugs-Stoßstangen aufgedruckt bzw. in deren Herstellprozessen direkt geschützt innerhalb der Stoßstange integriert werden. Die Herstellungskosten im Vergleich zu herkömmlichen Radar-Antennensystemen könnten dadurch drastisch minimiert werden. Weiterhin ist ein hoher Antennengewinn der Array-Antennen-Anordnung aufgrund der großen zur Verfügung stehenden Fläche einer Kraftfahrzeugs-Stoßstange zu erwarten.

Anhang

A. Vergleich Fotolithografie und Siebdruck

Tabelle A1: Kostenkalkulation der RFID-Transponder-Antennenherstellung Fotolithografie & Siebdruck

		
	Fotolithografie	Siebdruckverfahren
Substrat	PET-Folie (Melinex 401CW 100 µm)	ungestrichenes Papier (ColorCopy 250 g/m ²)
Kosten :	140 mm x 1000 m → 1502 € netto (Pütz GmbH & Co. KG, Angebot 05.06.2011)	1000 Blatt á 210 mm x 297 mm (PrintService TU-Chemnitz, Angebot 12.11.12)
Kosten pro Antenne:	0.06 Cent brutto (0.005 m ²)	0.0009 Cent brutto (0.005 m ²)
Antennen-material	Aluminium Folie (Schichtdicke 25 µm)	Silber-Siebdruckpaste (SunChemical CRSN2442), Silberschichtdicke 3.8 µm
Material-Kosten:	4568 US \$ brutto pro Tonne (Quelle: http://german.alibaba.com/product-gs/1235-aluminum-foil-20-micron-472707604.html)	1889 Euro brutto pro kg (Kleinstabnahmemenge, Angebot 16.07.2012)
Antennen-fläche:	$5 \cdot 10^{-3} \text{ m}^2$	$7.5 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2$
Material-Volumen:	$1.25 \cdot 10^{-7} \text{ m}^3$	$2.87 \cdot 10^{-9} \text{ m}^3$
Material-Dichte:	2.7 g/cm ³	10.5 g/cm ³
Antennen-Gewicht:	0.34 g	3 g
Kosten pro Antenne:	0.12 Cent brutto	0.57 Cent brutto
Gesamt-Material-Kosten:	0.19 Cent brutto pro Antenne	0.57 Cent brutto pro Antenne

B. Eindringtiefe elektromagnetischer Wellen in gedruckten Silberschichten

Um einen Überblick über die Abhängigkeit der Eindringtiefe von der elektrischen Leitfähigkeit gedruckter Silberantennenstrukturen zu zeigen, werden in der nachfolgenden Tabelle Druckverfahren abhängig die Eindringtiefen typischer Silberstrukturen dargestellt. Die Werte wurden mit Hilfe der Gleichung (51) berechnet.

Tabelle B1: Übersicht der Abhängigkeit der Eindringtiefe von der elektrischen Leitfähigkeit gedruckter Silberantennenstrukturen bei einer Frequenz von 868 MHz

	Reines Silber	Inkjet gedruckte Silberstruktur	Siebdruck gedruckte Silberstruktur	Tiefdruck gedruckte Silberstruktur
Beispielhafte spezifische elektrische Leitfähigkeit [S/m]	$6.17 \cdot 10^7$	$7.00 \cdot 10^6$	$4.00 \cdot 10^6$	$2.60 \cdot 10^5$
Eindringtiefe [μm]	2.17	6.46	8.5	33.5

Es ist zu erkennen, dass mit abfallender elektrischer Leitfähigkeit die Eindringtiefe zunimmt. Beachtet werden muss dabei, dass gedruckte Antennen je nach Druckverfahren, verwendeter Tinte beziehungsweise Paste und Substrat, sehr geringe Schichtdicken aufweisen.

- Typische Inkjet Silberschichtdicke auf PET oder Glas: ca. 200 nm
- Typische Tiefdruck Silberschichtdicke auf PET oder Papier: ca. 1 - 3 μm
- Typische Siebdruck Silberschichtdicke auf PET, Glas oder Papier: ca. 4 – 12 μm

Um elektromagnetische Wellen der Frequenz 868 MHz vollständig in eine gedruckte Antenne einkoppeln zu können, sollte die Schichtdicke der gedruckten Silberstruktur mindestens so groß sein wie die jeweilige Eindringtiefe (siehe Tabelle B1). Besonders empfehlenswert ist somit die Verwendung von siebgedruckten Antennen mit einer Silberschichtdicke von ca. 4 – 12 μm . Würde man Antennen verwenden, welche im Inkjet-oder Tiefdruckverfahren hergestellt sind, so würde ein Anteil der einfallenden elektromagnetischen Wellen aufgrund der hohen Eindringtiefe die Antenne passieren und nicht vollständig eingekoppelt werden. Dies gilt allerdings nur, wenn die empfangenen elektromagnetischen Wellen senkrecht zur gedruckten Antennenstruktur einfallen. Dies trifft in der Praxis (Anwendung von beispielsweise gedruckten Dipolantennen) nur bedingt zu. Somit sind ebenfalls im Inkjet-und Tiefdruckverfahren hergestellte Antennenstrukturen funktional. Deren Funktionalität kann dabei mit elektrisch höher leitfähigen Drucktinten und einem jeweils angepassten Antennendesign optimiert werden.

C: Antennendefinition Nr. 4

Definition 4:

Eine Antenne ist ein passives metallisches Objekt, welches eine Umwandlung von geleiteten, elektromagnetischen Wellen in sich in den Freiraum ausbreitende elektromagnetische Wellen ermöglicht [Ref15]. Abbildung C1 verdeutlicht den Sachverhalt.

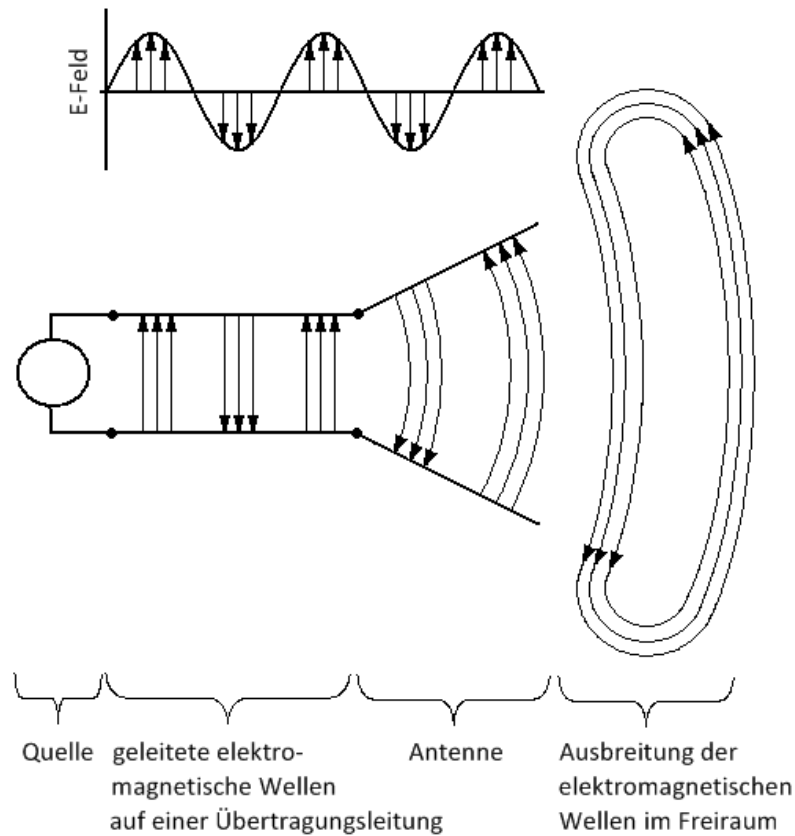


Abbildung C1: Übergang geleiteter zu in sich im Freiraum ausbreitender, elektromagnetischer Wellen [Ref15]

D. IDL Programm-Code: → siehe Daten CD auf Anfrage direkt beim Autor

E. Inkjet Druckverfahren

Das kontaktlose und digitale Inkjet-Druckverfahren basiert auf der gezielten Aufbringung von Tintentropfen (Tropfendurchmesser bis ca. 35 μm [Ref22]) auf einem Substrat (Papier, Folie, Keramik, ...). Dazu wird die Tinte durch einen Druckkopf und dessen Düse in Tropfenform herausgeschossen. Man unterscheidet dabei zwei verschiedene Inkjet-Technologien mit jeweils unterschiedlichen Spezifikationen [Ref22]: das „Continuous Inkjet“ und das „Drop on Demand Inkjet“. Die Abbildungen E1 und E2 verdeutlichen die Unterschiede der beiden Technologien.

„Continuous Inkjet“ zeichnet sich durch einen kontinuierlichen Ausstoß von Tinten- bzw. Farbtropfen aus. Abhängig vom abzubildenden Druckbild werden mit Hilfe einer Ladungselektrode, die digital angesteuert wird, ausgewählte Tropfen geladen. Diese werden anschließend in einem Hochspannungsfeld abgelenkt und aufgefangen. Die ungeladenen und nicht abgelenkten Tropfen erzeugen das Druckbild auf dem Substrat.

An dieser Stelle muss erwähnt werden, dass das Inkjet-Druckverfahren ursprünglich für das Verdrucken von Farbtinten entwickelt wurde. Hinsichtlich des funktionalen Drucks werden und können alternative/funktionale Tinten wie zum Beispiel metallische Tinten (Silber-, Kupfer-, und Goldtinten) verdruckt werden, um beispielsweise leitfähige Schichten bzw. Strukturen auf ein Substrat aufzubringen. Der „Drop on Demand Inkjet“ zeichnet sich durch einen definierten, digital gesteuerten Ausstoß von Tropfen aus, welche das Druckbild erzeugen. Dabei stehen zwei Varianten zur Tropfenerzeugung zur Auswahl, der „Piezo Inkjet“ und der „Thermal Inkjet“. Der „Piezo Inkjet“ nutzt eine Piezo-Keramik, welche im Druckkopf integriert ist, um mittels des inversen, piezoelektrischen Effektes einen Druck zu erzeugen, welcher die Tinte verdrängt und aus der Düse ausstößt. Der „Thermal Inkjet“ nutzt an Stelle eines Piezo-Elementes eine Wärmequelle, welche eine Blase generiert, die wiederum einen Druck erzeugt, welcher die Tinte verdrängt und aus der Düse ausstößt.

Das Inkjet-Druckverfahren ermöglicht aufgrund der beschriebenen Funktionsweise lediglich das Verdrucken von niederviskosen Tinten im Viskositätsbereich von 1 bis 30 mPa·s. Dahingehend sind, abhängig von der verwendeten Tinte und des zu bedruckenden Substrates, erzeugbare Trockenschichtdicken von 200 nm bis maximal 1 μm (typischerweise 200 - 500 nm) möglich. Hinsichtlich der Düsendurchmesser sind auch die verwendbaren Tinten durch die Größe der beinhalteten Partikel begrenzt. Dies wiederum kann unter anderem die zu erreichende elektrische Leitfähigkeit der gedruckten Schicht begrenzen. Aufgrund des digitalen Charakters ist das Inkjet-Druckverfahren für die Herstellung von Antennen-Prototypen geeignet. Abbildung E3 zeigt beispielhaft einen Drop-on-Demand-Piezo-Inkjet-Druckkopf (Typ MD-K-130) der Firma microdrop Technologies GmbH mit einer Düse während des Druckvorganges einer Antennenstruktur.

Vorteile des Inkjet-Druckverfahrens sind:

- Digitale Bildgebung → ermöglicht höchste Variabilität des Drucklayouts
- Kontaktfreies Druckverfahren → ermöglicht Druck auf unebenen Substraten

Nachteile des Inkjet-Druckverfahrens sind:

- Geringer Schichtauftrag aufgrund niederviskoser Tinten
- Erzeugung geschlossener elektrisch leitfähiger Schichten auf ungestrichenen Papiersubstraten ist nur sehr bedingt möglich

- Erhöhter Aufwand der Nachbehandlung (Trocknung und Ausbildung) der Schichten im Vergleich zum Siebdruck und Tiefdruck

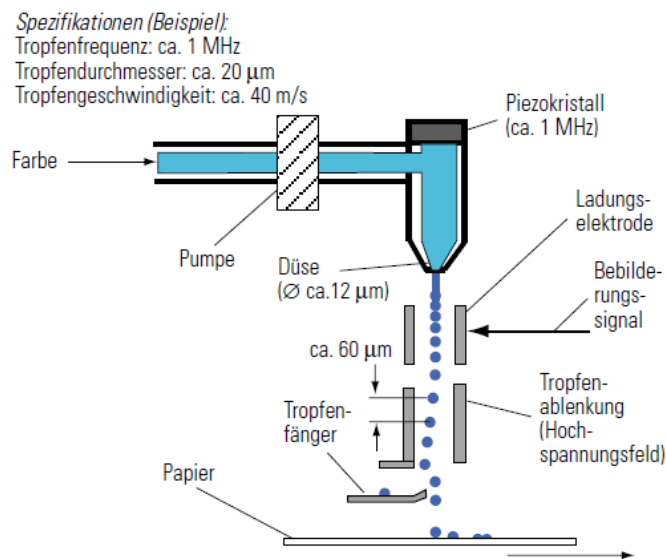
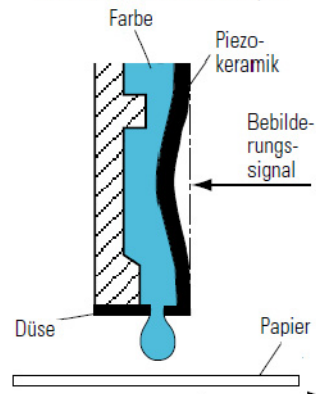


Abbildung E1: Schematische Darstellung der Continuous Inkjet-Technologie [Ref22]

• Piezo Ink Jet

Spezifikationen (Beispiel):
 Tropfenfrequenz: ca. 10 bis 20 kHz
 Tropfendurchmesser: ca. 30 μm



• Thermal Ink Jet (Bubble Jet)

Spezifikationen (Beispiel):
 Tropfenfrequenz: ca. 5 bis 8 kHz
 Tropfendurchmesser: ca. 35 μm

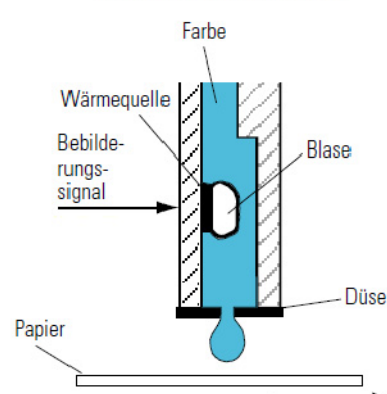


Abbildung E2: Schematische Darstellung der Drop-on-Demand-Inkjet-Technologie [Ref22]

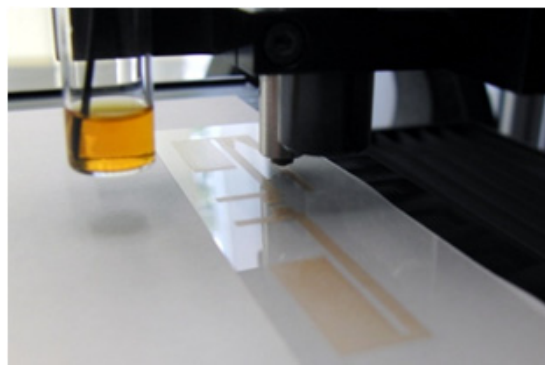


Abbildung E3: Piezo-Inkjet-Druck einer Antennenstruktur

F. Nachweis der Einflussnahme dielektrischer Materialien auf die elektromagnetische Wellenausbreitung eines realen UHF-RFID-Transponders

Um diesen Effekt nachzuweisen, wurde folgendes Experiment durchgeführt. Ein Standard UHF-RFID-Transponder „Rafsec ANT ID 158_1“ (siehe Abbildung F1) der Firma UPM Raflatrac GmbH (Quelle: <http://www.upmraflatrac.com>) wurde hinsichtlich seines Streuverhaltens auf verschiedenen, dielektrischen Materialien messtechnisch charakterisiert.

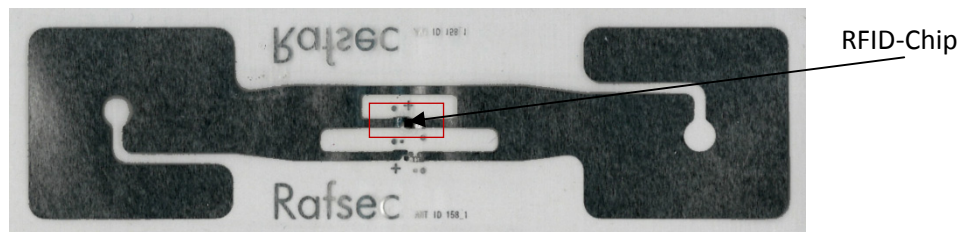


Abbildung F1: UHF-RFID-Transponder Rafsec ANT ID 158_1

Der RFID-Transponder besteht aus einer Dipol-Antenne aus Aluminium, welche auf einem Foliensubstrat aufgebracht wurde, sowie aus einem RFID-Chip im Zentrum der Dipol-Antenne. Hinsichtlich der messtechnischen Aufnahme der Antenneneigenschaften wurde in einem ersten Schritt der RFID-Chip (siehe Abbildung F1) von der Antennenstruktur gelöst. Um später die Antenneneigenschaften, in Bezug auf die Impedanzeigenschaften des verwendeten RFID-Chips, messtechnisch zu erfassen, wurde die frequenzabhängige Eingangsimpedanz des RFID-Chips bei einer Frequenz von 868 MHz mit Hilfe eines Netzwerkanalysators (Rohde & Schwarz ZVL 6) gemessen. Der RFID-Chip wurde dazu mit zwei 3 mm langen Aluminium-Leiterbahnen (siehe Abbildung F1 rote Markierung) aus dem Transponder herausgeschnitten. Diese Leiterbahnen wurden als Kontaktflächen für die elektrische Verbindung an ein koaxiales Messkabel angebracht. Um allerdings eine elektrische Verbindung zwischen den Aluminium-Kontaktflächen und einem Messkabel herzustellen, musste eine dünne Folienschutzschicht von der Oberseite des Transponders entfernt werden. Die elektrische Kontaktierung zwischen den Aluminium-Kontaktflächen und zwei Kupfer-Kontaktflächen des Messkabels erfolgte nun mit Hilfe eines anisotropen, in z-Richtung elektrisch leitfähigen Klebandes (Electrically Conductive Adhesive Transfer Tape #9703 8017 086) der Firma 3M (Quelle: <http://www.3m.com>). Der Netzwerkanalysator inklusive des Messkabels wurde im Vorfeld ohne die elektrische Kontaktierung des RFID-Chips kalibriert. Es wurde eine Eingangsimpedanz des RFID-Chips von $(20.4 - j106) \Omega$ bei einer Frequenz von 868 MHz ermittelt. Abbildung F2 zeigt den Messaufbau im Detail.

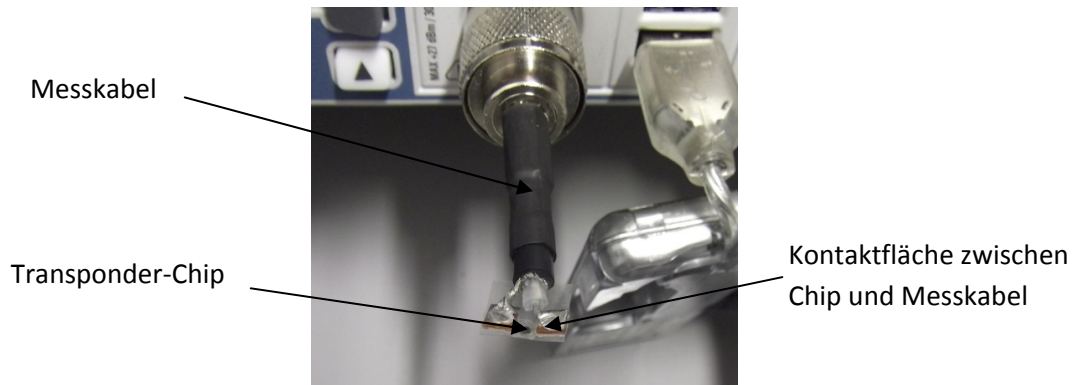


Abbildung F2: UHF-RFID-Transponder-Chip-Kontaktierung an ein koaxiales Messkabel

In Vorbereitung auf die Vermessung der Transponder-Antenne wurde ein Messaufbau bestehend aus einer Absorberkammer (Fraunhofer ENAS), einem Netzwerkanalysator (Rohde&Schwarz ZVL6), zwei koaxialen Messleitungen (Rohde&Schwarz ZV-Z191) sowie einem Koaxialkabel der Firma Telegärtner (L01020A0026 Low Los) realisiert. Der Messaufbau wurde am Netzwerkanalysator mit Hilfe des Kalibrierkits (Rohde&Schwarz N CalKit 50 Ω Female ZV-Z121) vollständig kalibriert. Das zur Kalibrierung verwendete Koaxialkabel von Telegärtner war beidseitig mit einem N-Connector-Anschluss versehen. Zur späteren Messung wurde ein äquivalentes Telegärtner-Messkabel der gleichen Länge verwendet (siehe Abbildung F3). Der Messaufbau ohne Antenne wurde am Netzwerkanalysator geprüft und ein ideales Leerlaufverhalten mit Hilfe der Netzwerkanalysator-Funktion „Port Extensions“ (auto Length und auto Offset) eingestellt.

Die RFID-Transponder-Antenne (Rafsec ANT ID 158_1) wurde nun mit einem Koaxial-Messkabel mit zwei Kupfer-Kontaktpads mit Hilfe des z-leitfähigen anisotropen Klebeband (Electrically Conductive Adhesive Transfer Tape #9703 8017 086) elektrisch kontaktiert (siehe Abbildung F3). Beachtet werden muss dabei, dass das z-leitfähige Klebeband unter Hitze (125 °C) für 5 Sekunden und mit Druckeinwirkung beaufschlagt werden muss, um einen sehr geringen, elektrischen Widerstand von 1,25 m Ω /in² zu gewährleisten. Am Koaxial-Messkabel wurde ein Symmetrieanpassungsstück (Lambda/4 Messinghülse [hinsichtlich einer Frequenz von 868 MHz]) zur Charakterisierung von Dipolantennen angebracht. Die Transponder-Antenne (siehe Abbildung F3) wurde nun frei in der geschlossenen Absorberkammer (siehe Abbildung F4) vermessen.

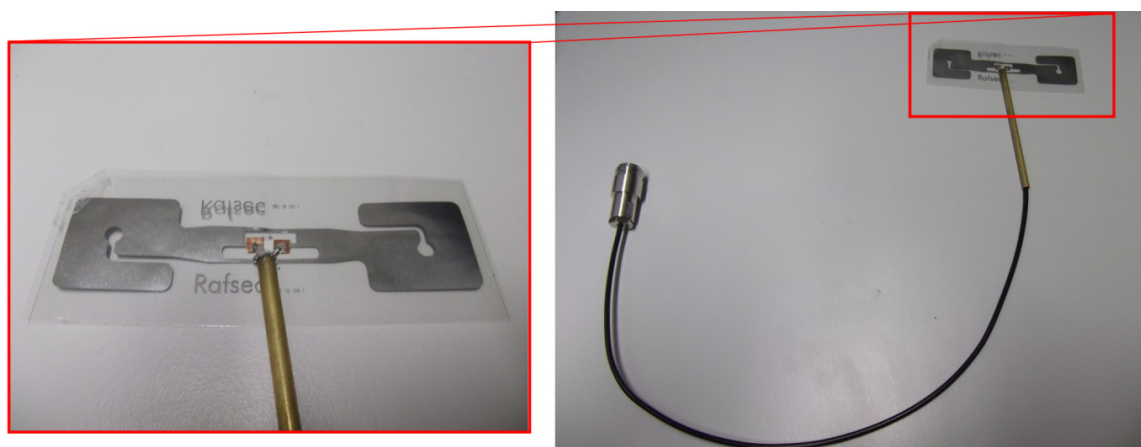


Abbildung F3: UHF-RFID-Transponder-Antenne Rafsec mit elektrisch kontaktiertem Messkabel

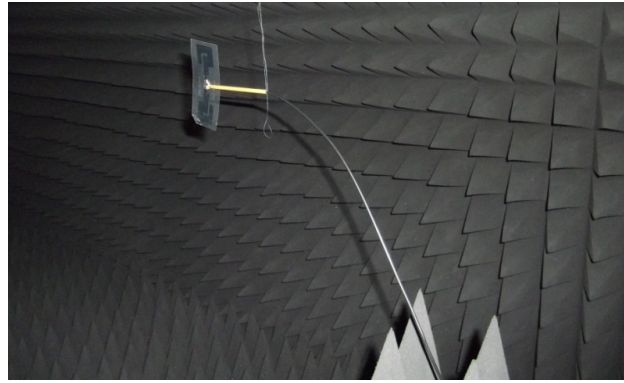


Abbildung F4: Messaufbau in der Absorberkammer zur Vermessung der Transponder-Antenne Rafsec

Die Netzwerkanalyse der Transponder-Antenne ergab eine Impedanz von $(30.8 + j118.3) \Omega$ bei einer Frequenz von 868 MHz am 50Ω Ausgang des Netzwerkanalysators. Dieser Wert weicht von der erwarteten Impedanz von $(20.4 - j106) \Omega$, welcher der Impedanz des RFID-Chips entspricht, ab. Die Rafsec-Transponder-Antenne weist somit eine mangelhafte Impedanzanpassung (hinsichtlich der Anwendung im Freiraum) zwischen der Transponder-Antenne und dem Transponder-Chip auf. Um ein Resonanzverhalten anhand der Scattering-Parameter der Transponder-Antenne messtechnisch zu erfassen, wurde digital eine Impedanzanpassungsschaltung hinsichtlich der gemessenen Impedanz der Antenne von $(30.8 + j118.3) \Omega$ im Netzwerkanalysator hinzu geschaltet. Eine Beispielschaltung ist in Abbildung F5 dargestellt.

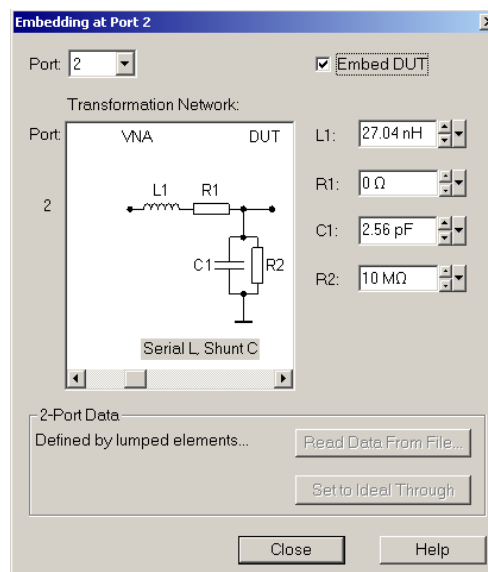


Abbildung F5: Impedanzanpassungsschaltung am Netzwerkanalysator

Die Berechnung der Komponenten (Spule und Kondensator) der Impedanzanpassungsschaltung kann dabei nach Pozar [Ref6, Chapter Five – Impedance Matching and Tuning] erfolgen.

Mit der korrekten Impedanzanpassungsschaltung wurde die Transponder-Antenne innerhalb der geschlossenen Absorberkammer in Luft (siehe Abbildung F4), auf einem $200 \times 200 \times 5 \text{ mm}^3$ großen Papierstapel (siehe Abbildung F6), auf einer $200 \times 200 \times 6 \text{ mm}^3$ großen Holzplatte (siehe Abbildung F7), auf einer $200 \times 200 \times 5 \text{ mm}^3$ großen Glasscheibe (siehe Abbildung F8), auf einer $200 \times 200 \times 2 \text{ mm}^3$ großen Alu-Platte (siehe Abbildung F9) sowie auf einer $200 \times 200 \times 2 \text{ mm}^3$ großen PMMA-Platte (siehe Abbildung F10) vermessen.

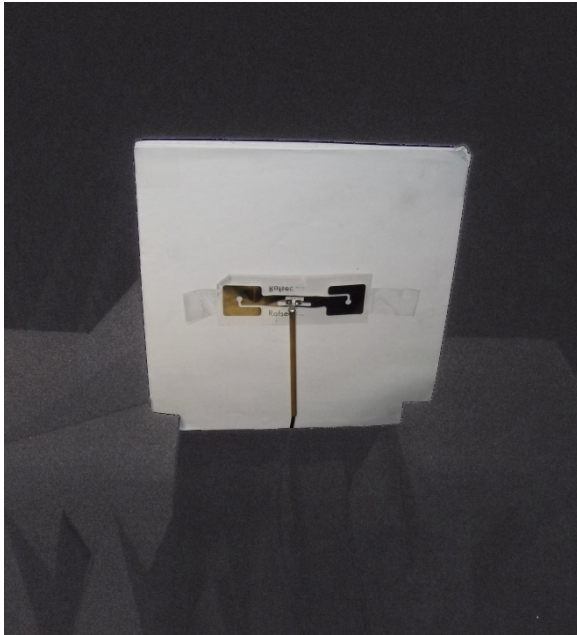


Abbildung F6: Rafsec-Transponder auf Papier

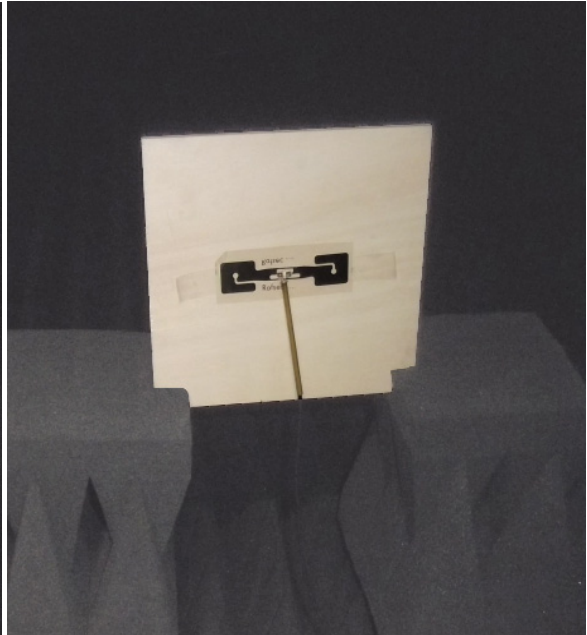


Abbildung F7: Rafsec-Transponder auf Holz

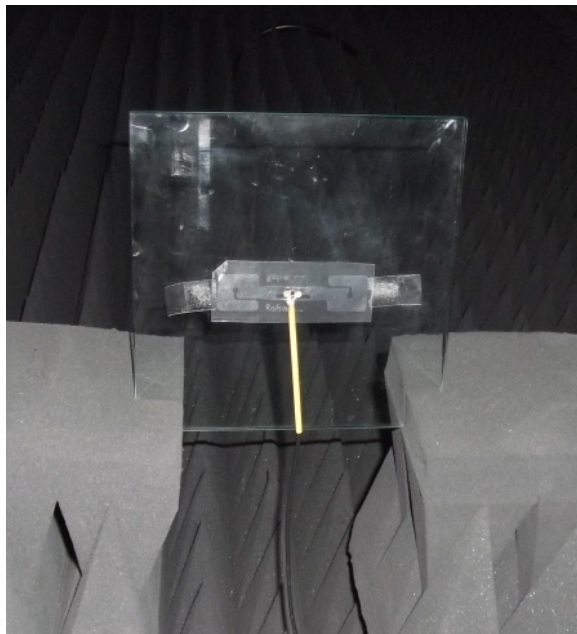


Abbildung F8: Rafsec-Transponder auf Glas

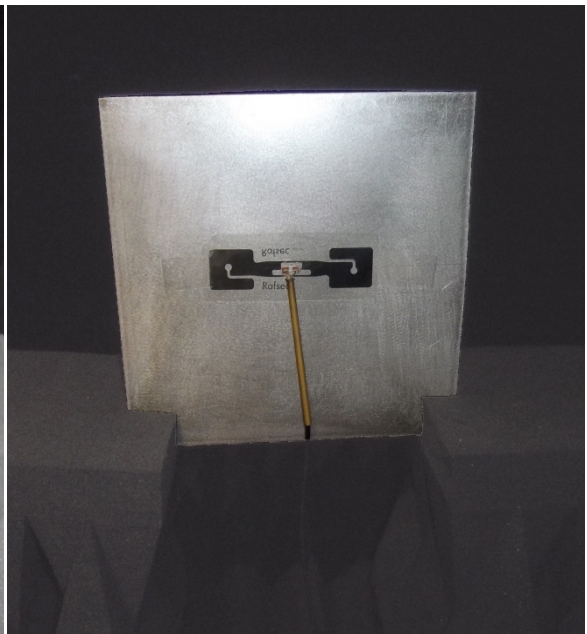


Abbildung F9: Rafsec-Transponder auf Aluminium

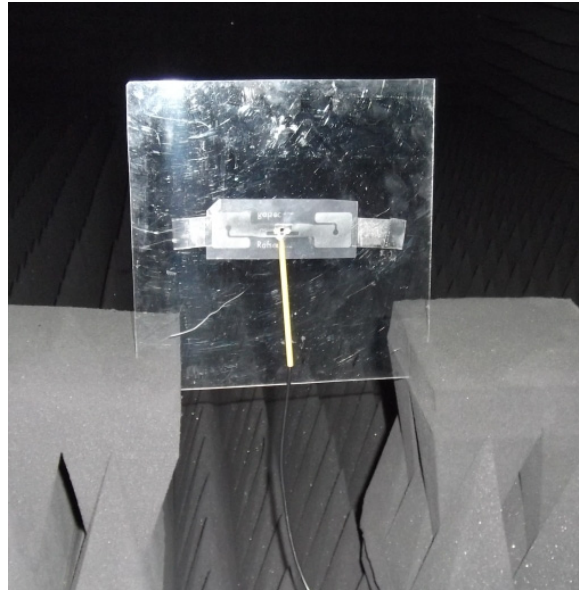


Abbildung F10: Rafsec-Transponder auf PMMA

Die Messergebnisse (Scattering-Parameter S11) aller Messungen sind in Abbildung F11 dargestellt. Es ist deutlich zu erkennen, dass die Transponder-Antenne im Bereich von 868 MHz in Luft einen hohen Rückstreuungskoeffizienten aufweist. Die Funktionalität der Antenne ist damit als hoch zu bewerten.

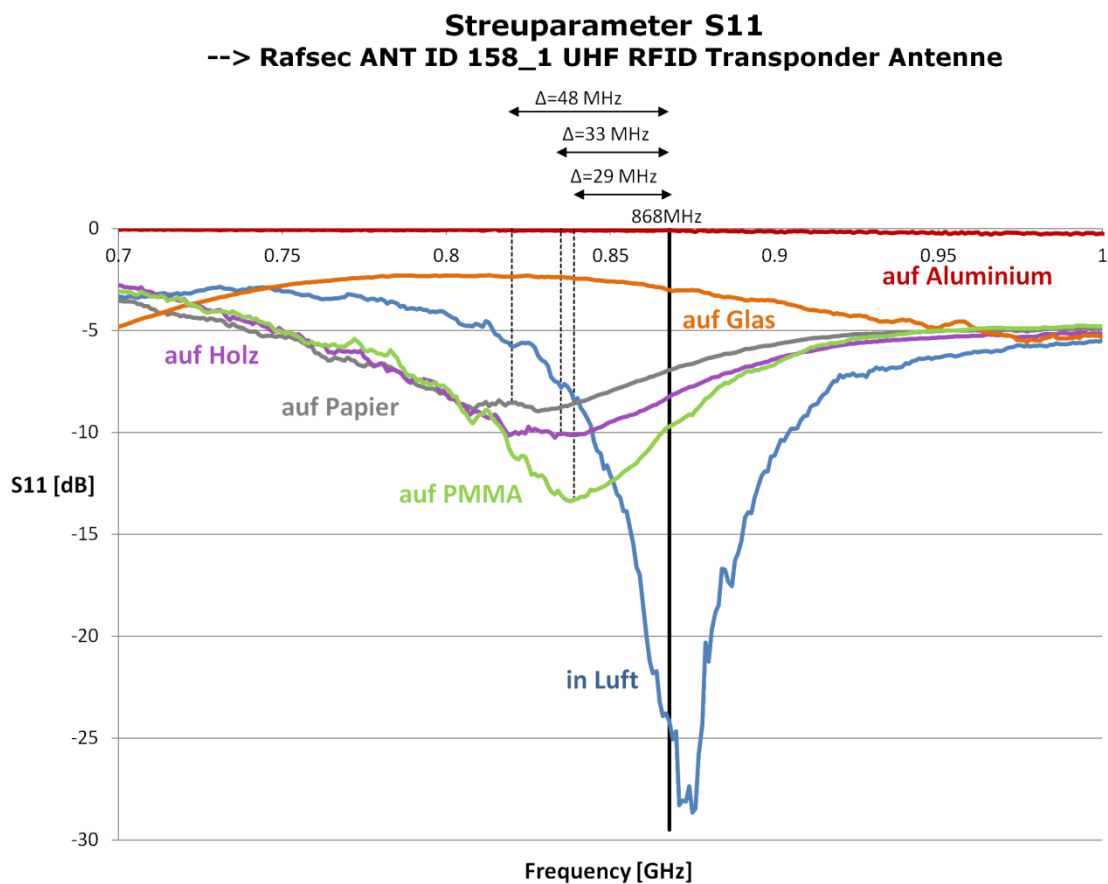


Abbildung F11: Streuparameter S11 – Rafsec-UHF-RFID-Transponder Antenne

Betrachtet man hingegen das Verhalten der Transponder-Antenne auf den dielektrischen Materialien Holz, Papier und PMMA, so ist zum einen eine Verschiebung der Resonanzfrequenz zu sehen, zum anderen eine deutliche Reduzierung des Rückstreukoeffizienten festzustellen. Auf diesen dielektrischen Materialien ist die Funktionalität der Antenne bei einer UHF-RFID-Resonanzfrequenz von 868 MHz mit sehr mangelhaft zu bewerten. Auf Glas sowie auf Aluminium weist die Transponder-Antenne kein Resonanzverhalten im dargestellten Frequenzbereich von 0.7 GHz – 1 GHz auf. Dahingehend ist auf diesen Materialien keine Funktionalität der Transponder-Antenne zu erwarten.

Literaturverzeichnis

- [Ref1] Nippon Sheet Glass Co. "Scheibenantennensystem für Fahrzeuge." Patentschrift DE 60 2004 003 171 T2, 18. Juli 2004.
- [Ref2] Frost & Sullivan. *Technologiestudie D12A*. "Global Advancements in Antenna Technology," 2008, Seite 3.
- [Ref3] Frost & Sullivan. *Marktstudie P492-11*. "Global RFID Market," 2011, Seite 125- 126.
- [Ref4] Syed Rizvi. *Handbook of Photomask Manufacturing Technology*. CRC Press Taylor & Francis, 2005, ISBN: 0-8247-5374-7, Chapter 6.
- [Ref5] G. Lehner. *Elektromagnetische Feldtheorie*. Springer-Verlag, 2009, 6. Auflage, Seite 413-414.
- [Ref6] David M. Pozar. *Microwave Engineering*. John Wiley & Sons, 2005, Third Edition, ISBN-10: 0-471-44878-8, Seite 5-22, 54, 58- 59, 68, 176, 193, 224- 225, 648, 680-688.
- [Ref7] Arthur von Hippel. *Dielectric Materials and Applications*. Artech House Boston London, 1954, ISBN: 0-89006-805-4, Seite 47- 61, 300- 425.
- [Ref8] W. G. Amey and F. Hamburger. "Testing Matials," in *Proc. Am. Soc.* 1949, 49, 1079.
- [Ref9] The Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. "IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas." IEEE Std. 145-1993, ISBN: 1-55937-317-2, Seite 4.
- [Ref10] Rohde & Schwarz Application Center Asia/Pacific. *Measurement of dielectric material properties*. Application Note, CY Kuek 2006, RAC0607-0019.
- [Ref11] A. M. Nicholson and G. Ross. "Measurement of the Instrinsic Properties of Materials by Time-Domain Techniques." *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 19, pp 377-382, 1970.
- [Ref12] W. B. Weir. "Automatic Measurement of Complex Dielectric Constant and Permeability at Microwave Frequencies," in *Proc. IEEE*, vol. 62, 1974, pp 33-36.
- [Ref13] A. Elhawil, G. Koers, L. Zhang, J. Steins, and R. Vounckx. "Reliable method for material characterisation using quasi-optical free-space measurement in W-band." *IET Sci. Meas. Technol.*, vol. 3, pp. 39-50, 2009.
- [Ref14] H. J. Visser. *Array and Phased Array Antenna Basics*. John Wiley & Sons, 2006, ISBN: 0-470-87117-2, Seite 295- 297.
- [Ref15] C. A. Balanis. *Antenna Theory Third Edition Analysis and Design*. John Wiley & Sons, 2005, ISBN: 0-471-66782-X, Seite: 2-3, 23-24, 34, 44-45, 135-138, 162-182, 538-541, 577-586, 812, 826-835, 894.
- [Ref16] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl, and A. Ittipiboon. *Microstrip Antenna Design Handbook*. Artech House, 2001, ISBN: 0-89006-513-6, pp. 269-275.

- [Ref17] P. Perlmutter, S. Shtrikman, and D. Treves. "Electric Surface Current Model for the Analysis of Microstrip Antennas with Application to Rectangular Elements." *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-33, No.3 , pp 301-311, 1985.
- [Ref18] K. Finkenzeller. *RFID-Handbuch*. 4. Auflage, Hanser Verlag 2006, ISBN: 3-446-40914-9, Seite 44-47.
- [Ref19] Bundesministerium der Justiz, *Telekommunikationsgesetz (TKG)*, Ausfertigungsdatum: 22.06.2004 inkl. Änderungen vom 24.03.2011 (BGB. I S. 506), Online-Quelle: http://www.gesetze-im-internet.de/bundesrecht/tkg_2004/gesamt.pdf (letzte Einsicht am 14.11.2011).
- [Ref20] Bundesnetzagentur. "Telekommunikation / Regulierung Telekommunikation / Frequenzordnung / Frequenznutzungsplan." Online-Quelle: http://www.bundesnetzagentur.de/cln_1932/DE/Sachgebiete/Telekommunikation/RegulierungTelekommunikation/Frequenzordnung/Frequenznutzungsplan/FreqNutzungsPlan_node.html (letzte Einsicht am 14.11.2011).
- [Ref21] Bundesnetzagentur. „Telekommunikation / Regulierung Telekommunikation / Frequenzordnung / Allgemeinzuteilungen, Induktive Funkanwendungen (Vfg. 1/2010 geändert mit Vfg. 4/2010), RFID (Vfg. 6/2010).“ Online-Quelle: http://www.bundesnetzagentur.de/cln_1932/DE/Sachgebiete/Telekommunikation/RegulierungTelekommunikation/Frequenzordnung/Allgemeinzuteilungen/Allgemeinzuteilungen_node.html, letzte Einsicht am 14.11.2011.
- [Ref22] H. Kipphan. *Handbuch der Printmedien*. Springer Verlag, 2000, ISBN: 3-540-66941-8, Seite 56-59, 65-66.
- [Ref23] RFID im Blick. "Das Medium für kontaktlosen Datentransfer", Online-Quelle: <http://www.rfid-im-blick.de/>, letzte Einsicht am 20.11.2011.
- [Ref24] RFID JOURNAL. "RFID weltweit", Online-Quelle: <http://www.rfidjournal.com/>, letzte Einsicht am 20.11.2011.
- [Ref25] A. Rida, L. Yang, R. Vyas, and M. M. Tentzeris. "Conductive Inkjet-Printed Antennas on Flexible Low-Cost Paper-Based Substrates for RFID and WSN Applications." *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 51, No. 3, pp. 13-23, 2009.
- [Ref26] S. L. Merilampi, T. Björninen, L. Ukkonen, P. Ruuskanen, and L. Sydänheimo. „Characterization of UHF RFID tags fabricated directly on convex surfaces by pad printing." *Int. J. Adv. Manuf. Technol.*, pp. 577-591, 2010.
- [Ref27] B. O. Choi, C. H. Kim, and D. S. Kim. "Manufacturing ultra-high-frequency radio frequency identification tag antennas by multilayer printings," in *Proc. of the Institution of Mechanical Engineers*, Part C: Journal of Mechanical Engineering Science, pp. 149-156, 2010.
- [Ref28] T. Björninen, S. Merilampi, L. Ukkonen, L. Sydänheimo, and P. Ruuskanen. „The Effect of Fabrication Method on Passive UHF RFID Tag Performance." *International Journal of Antennas and Propagation*, pp. 1-8, 2009.

- [Ref29] R. Zichner and R. R. Baumann. „Customised Printed RFID Antennas for Various Environments,” in *Proc. of Large-Area, Organic and Polymer Electronics Convention (LOPE-C 09)*, 2009, ISBN 978-3-00-028063-4, P 3.1 pp. 1-4.
- [Ref30] R. Zichner and R. R. Baumann. “Printed antennas: from theory to praxis, challenges and applications.” *Advances in Radio Science*, vol. 11, pp. 271-276, 2013.
- [Ref31] R. Zichner, F. Siegel, M. Hösel and R. R. Baumann. “Optimized antenna design for gravure printed RFID Applications,” in *Proc. LOPE-C, OE-A*, 2010, pp. 13-16.
- [Ref32] R. Zichner, F. Siegel and R. R. Baumann. “Communication Quality of printed UHF RFID Transponder Antennas,” in *Proc. LOPE-C, OE-A*, 2011, pp. 361–363.
- [Ref33] K. H. Lee, J.-S. Lee, G. Kim, J. Yeo, B. H. Moon, J. Yang, and H. C. Kim. “Design of a UHF RFID metal tag for long reading range using a cavity structure,” in *Proc. Microwave Conference, APMC 2008*, 2008, pp. 1-4.
- [Ref34] B. Gao, C. H. Cheng, M. M. F. Yuen, R. D. Murch. “Low Cost Passive UHF RFID Packaging with Electromagnetic Band Gap (EBG) Substrate for Metal Objects,” in *Proc. Electronic Components and Technology Conference ECTC’07*, 2007, pp. 974-978.
- [Ref35] B. Gao, M. M. F. Yuen. “Passive UHF RFID with ferrite electromagnetic band gap (EBG) material for metal objects tracking,” in *Proc. Electronic Components and Technology Conference ECTC’08*, 2008, pp. 1990-1994.
- [Ref36] K. Rao, S. F. Lam, R. V. Nikitin. “UHF RFID tag for metal containers,” in *Proc. Microwave Conference, APMC 2010*, 2010, pp. 179-182.
- [Ref37] Y. Yao, Y. Sui, X. Chen, J. Yu. “Planar antenna for RFID tags on metal platform.” *Antenna Technology (iWAT)*, pp. 408-411, 2011.
- [Ref38] R. Zichner, J. Götze, E. Müller, and R.R. Baumann. “Low-Cost RFID for Industrial Applications,” in *Proc. 14th International Symposium on Logistics*, 2009, pp. 344-350.
- [Ref39] J. L. Volakis. *Antenna Engineering Handbook, Fourth Edition*. Mcgraw-Hill Professional, 2007, ISBN-10: 0071475745, Seite: 26-8- 26-9.
- [Ref40] A. K. Fung. “Scattering and depolarization of electromagnetic waves by a horizontally weakly inhomogeneous medium.” *Applied Scientific Research*, vol. 20, pp. 368-380, 1969.
- [Ref41] R. Zichner and R.R. Baumann. “High Functional and Low Cost Antenna Solutions for the Internet of Things,” in *Proc. Smart Systems Integration 2010*, ISBN 978-3-8007-3208-1, Paper 23.
- [Ref42] Purelink. “Wireless Location Receiver PLK-TR015-10.”, Online-Quelle: <http://www.purelink.ca/en/Datasheets/Purelink-PLK-TR015-10-WirelessLocationReceiver.pdf>, letzte Einsicht am 09.07.2012.
- [Ref43] F. Lu, Q. Feng, S. Li. “A Novel CPW-fed Bow-tie Slot Antenna for 5.8 GHz RFID Tags,” in *Proc. Progress In Electromagnetics Research Symposium*, 2008, pp. 327-330.

[Ref44] D. Ma and W. X. Zhang. "Broadband CPW-fed RFID antenna at 5.8 GHz." *Electronics Letters*, vol. 42, No. 22, 2006.

[Ref45] J. J. Adams , E. B. Duoss , T. F. Malkowski , M. J. Motala , B. Yeop Ahn , R. G. Nuzzo , J. T. Bernhard, and J. A. Lewis. "Conformal Printing of Electrically Small Antennas on Three-Dimensional Surfaces." *Advanced Materials*, pp. 1-6, 2011.

[Ref46] S. Wang, Y. Tao, and G. Wang. "UHF RFID Tag for Integration Into a Cigarette Pack." *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 1433-1436, 2011.

[Ref47] R. Zichner and R. R. Baumann. "3D RFID Transponder Antennas for Smart Packaging Applications," in *Proc. of NIP27 – 27th International Conference on Digital Printing Technologies/Digital Fabrication*, 2011, pp. 519-512.

[Ref48] R. Zichner and R. R. Baumann. "3-D transponder antennas for future SHF RFID applications." *Advances in Radio Science*, vol. 9, pp. 401-405, 2011.

[Ref49] R. Zichner and R. R. Baumann. "R2R Screen Printed RFID Transponder Antennas for Vehicle Tracking Systems." *Japanese Journal of Applied Physics*, vol. 52, pp. 05DC24-1-4, 2013.

[Ref50] R. Zichner, A. Willert, and R. R. Baumann. "Research on Screen Printed Copper UHF RFID Transponder Antennas for Book Tagging," in *Proc. of Large-Area, Organic and Polymer Electronics Convention*, 2012, pp. 77-79.

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1: Vergleich Fotolithografie- und Siebdruck-Prozessschritte zur Herstellung einer RFID-Transponder-Antenne	18
Abbildung 2: Magnetische Flussdichte durch eine Fläche S [Ref6]	23
Abbildung 3: Messaufbau – Drei-Elektroden-System [Ref7]	29
Abbildung 4: Schaltkreis der Resonanzüberhöhungsmessmethode [Ref7]	29
Abbildung 5: Messaufbau Netzwerkanalyse zur Bestimmung dielektrischer Eigenschaften von Feststoffen	31
Abbildung 6: Schaltplan eines Antennensystems [Ref15]	33
Abbildung 7: Symmetrischer Dipol an unsymmetrischer Koaxialleitung [Ref15]	34
Abbildung 8: Symmetrieanpassung einer Koaxialleitung und eines Dipols [Ref15]	34
Abbildung 9: Ersatzschaltbild der metallischen Hülse	35
Abbildung 10: Zwei-Port-Hochfrequenznetzwerk	36
Abbildung 11: Ein-Port-Hochfrequenznetzwerk	36
Abbildung 12: Gemessener Rückstreuparameter S11 einer Beispiel-Dipolantenne	37
Abbildung 13: Gemessene beispielhafte Impedanz einer Antenne dargestellt im Smith Chart eines Netzwerkanalysators	38
Abbildung 14: Stehwellenverhältnis einer Dipolantenne	39
Abbildung 15: Messaufbau (Spektrum-Analyse) zur Bestimmung des Antennengewinns	41
Abbildung 16: Messaufbau (Netzwerkanalyse) zur Bestimmung des Antennengewinns	41
Abbildung 17: Darstellung des absoluten Richtgewinns einer Dipolantenne	42
Abbildung 18: Nahfeld- und Fernfeldbereich einer Antenne [Ref15]	43
Abbildung 19: Polardarstellung der Antennenabstrahlcharakteristik in der E-Feldebene	44
Abbildung 20: Frequenzabhängiges Dämpfungsverhalten der Pyramidenabsorber EPP-22 (Quelle: http://www.telemeter.info , letzte Einsicht am 16.11.2012)	45
Abbildung 21: Hochfrequenz-Absorberkammer des Fraunhofer ENAS	45
Abbildung 22: Schematischer Aufbau eines $\lambda/2$ Dipols	47
Abbildung 23: 3D-Abstrahlcharakteristik (elektr. Feldverteilung) eines $\lambda/2$ Dipols (normierte Darstellung)	48
Abbildung 24: Schematische Darstellung einer Standard-Patch-Antenne	49
Abbildung 25: Vereinfachte schematische Darstellung einer Patch-Antenne (Hohlraum-Modell)	49
Abbildung 26: 3D-Abstrahlcharakteristik einer Standard-Patch-Antenne (normierte Darstellung)	51
Abbildung 27: Schematische Darstellung einer Yagi-Uda-Antennenkonfiguration	52
Abbildung 28: Segmentiertes Dipolelement	53
Abbildung 29: Schematische Darstellung einer Yagi-Uda-Antenne mit auftretenden Kopplungserscheinungen	53
Abbildung 30: 3D-Abstrahlcharakteristik einer Yagi-Uda-Antennenkonfiguration (normierte Darstellung)	54
Abbildung 31: Lineare Polarisationen von sich in z-Richtung ausbreitenden, ebenen Wellen	55
Abbildung 32: Zirkulare Polarisationen von sich in z-Richtung ausbreitenden, ebenen Wellen	56
Abbildung 33: Elliptische Polarisierung einer von sich in z-Richtung ausbreitenden, ebenen Welle	57
Abbildung 34: RFID Fern- und Nahfeld-Kommunikation	58

Abbildung 35: Funktionsübersicht RFID Fern- und Nahfeld-Kommunikation	59
Abbildung 36: 13.56 MHz RFID-Transponder [Quelle: http://www.ti.com/rfid/shtml/rfid.shtml]	61
Abbildung 37: 868 MHz UHF-RFID-Transponder-Antenne "Rafsec G2" [Quelle: www.upmraflatac.com]	61
Abbildung 38: Schematische Darstellung des Siebdruckprozesses [Ref30]	62
Abbildung 39: Siebdruckbeispiel gedruckter Antennenstrukturen auf einem DIN A4-Papiersubstrat [Ref30]	63
Abbildung 40: Schematische Darstellung des Tiefdruckprozesses.....	63
Abbildung 41: Ausschnitt der Tiefdruckmaschine „LaborMANgravure“ mit gedruckten Antennen auf einem Foliensubstrat.....	65
Abbildung 42: Dipol-Abstrahlcharakteristik eines UHF-Transponders an einer Produktverpackung [Ref47]	68
Abbildung 43: Streuparameter S11 einer UHF-RFID-Transponder-Antenne (Rafsec ANT ID 158_1) in Abhängigkeit verschiedener sich im Nahfeldbereich befindlicher dielektrischer Materialien	68
Abbildung 44: UHF-RFID-Transponder-Dipol-Antennendesign – a) Anpassung an die dielektrische Umgebung Luft und auf ein Drucksubstrat (Papier).....	70
Abbildung 45: CST Microwave Studio mit konstruiertem Antennendesign - Anpassung an die dielektrische Umgebung Luft und ein Drucksubstrat (Papier)	71
Abbildung 46: Streuparameter S11 des Dipol-Antennendesigns.....	72
Abbildung 47: Impedanz im Smith Chart des Dipol-Antennendesigns	72
Abbildung 48: Stehwellenverhältnis des Dipol-Antennendesigns	72
Abbildung 49: 3D-Abstrahlcharakteristik (Richtgewinn) des Dipol-Antennendesigns.....	73
Abbildung 50: CST-Simulationsszenario - Antenne auf einem Papiersubstrat (weiß) in direkter Umgebung eines dielektrischen Materials.....	74
Abbildung 51: Streuparameter des UHF-RFID-Transponder-Antennendesigns angepasst für Luft in Abhängigkeit verschiedener sich im Nahfeld befindlicher dielektrischer Materialien	74
Abbildung 52: UHF-RFID-Transponder-Antennendesign b) angepasst an einen 200 x 200 x 4 mm ³ Papierstapel $\epsilon_r = 2.73$ und ein Drucksubstrat (Papier)	75
Abbildung 53: UHF-RFID-Transponder-Antennendesign c) angepasst an eine 200 x 200 x 4 mm ³ Birkenholzplatte $\epsilon_r = 2.3$ und ein Drucksubstrat (Papier)	75
Abbildung 54: UHF-RFID-Transponder-Antennendesign d) angepasst an eine 200 x 200 x 5 mm ³ Glasplatte $\epsilon_r = 4.83$ und ein Drucksubstrat (Papier)[Ref30]	75
Abbildung 55: Vergleich der Streuparameter S11 angepasster UHF-RFID-Transponder-Antennendesigns auf verschiedenen dielektrischen Materialien	76
Abbildung 56: Halbautomatische Siebdruckmaschine E2XL	77
Abbildung 57: Gedruckte Silberschichten (Antennen) auf einem Papiersubstrat (175 g/m ² ungestrichen).....	77
Abbildung 58: REM-Aufnahme (Kantenformation) einer im Siebdruckverfahren hergestellten Silberschicht auf einem Papiersubstrat.....	78
Abbildung 59: Antennendesign angepasst an a) Luft ... Abbildung 60: Antennendesign angepasst an b) Papier.....	79
Abbildung 61: Antennendesign angepasst an c) Holz ...Abbildung 62: Antennendesign angepasst an d) Glas	79

Abbildung 63: Vergleich der gemessenen Streuparameter S11 angepasster UHF-RFID-Transponder-Antennendesigns auf verschiedenen dielektrischen Materialien	80
Abbildung 64: Schematische Darstellung des UHF-RFID-Transponder-Antennenszenario auf Glas [Ref31]	81
Abbildung 65: Angepasstes UHF-RFID-Transponder-Antennendesign für eine Anwendung auf einer Glasscheibe	82
Abbildung 66: Mikroskopaufnahme der Oberfläche eines Tiefdruckzylinders [Ref31]	82
Abbildung 67: Übersicht der Messergebnisse der Streuparameter gedruckter Antennen in Abhängigkeit von der Druckgeschwindigkeit [Ref31]	83
Abbildung 68: Änderungen der Antennengröße in Abhängigkeit von der Druckgeschwindigkeit (gemessen mit einem Lichtmikroskop des Herstellers LEICA) [Ref31]	84
Abbildung 69: Darstellung der Oberflächenbeschaffenheit der Druckschichten in Abhängigkeit von der Druckgeschwindigkeit (LEICA-Lichtmikroskop-Aufnahmen) [Ref31]	84
Abbildung 70: Angepasstes UHF-RFID-Transponder-Antennendesign für eine Anwendung auf einer Glas-/PMMA-Kombination	85
Abbildung 71: Messaufbau der Antenne in der Absorberkammer auf dem dielektrischen Substrat (Kombination Glass & PMMA)	87
Abbildung 72: Übersicht der Streuparameter gedruckter Antennen auf den jeweiligen Drucksubstraten [Ref32]	87
Abbildung 73: Auswählte Streuparameter gedruckter Antennen auf drei ausgewählten Drucksubstraten [Ref32]	88
Abbildung 74: Darstellung der Kantenstruktur gedruckter Silberschichten (Siebdruck) auf verschiedenen Drucksubstraten (Aufnahme mittels Rasterelektronenmikroskop TM 1000 des Herstellers Hitachi) [Ref32]	88
Abbildung 75: Rasterelektronenmikroskopaufnahme einer Siebdruck-Silberschichtkante [Ref30]	89
Abbildung 76: Rasterelektronenmikroskopaufnahme einer Tiefdruck-Silberschichtkante	89
Abbildung 77: Konstruierte Siebdruck-Silberfläche mit Kantenstruktur eines RFID-Antennendesigns [Ref30]	89
Abbildung 78: Konstruierte Tiefdruck-Silberfläche mit Kantenstruktur eines RFID-Antennendesigns	90
Abbildung 79: Darstellung der Streuparameter eines Antennendesigns in Abhängigkeit der drucktechnisch bedingten Kantenstrukturen des Siebdruck- und Tiefdruckverfahrens (Simulationsergebnis)	90
Abbildung 80: Darstellung der Oberflächenströme einer Antenne mit ideal glatter Kante (Simulationsergebnis)	91
Abbildung 81: Darstellung der Oberflächenströme einer Antenne mit einer Siebdruckkantenstruktur (Simulationsergebnis) [Ref30]	92
Abbildung 82: Darstellung der Oberflächenströme einer Antenne mit einer Tiefdruckkantenstruktur (Simulationsergebnis)	92
Abbildung 83: Darstellung der Streuparameter eines an Glas angepassten Antennendesigns in Abhängigkeit zur elektrischen Leitfähigkeit der druckbaren Antennenstruktur (Simulationsergebnis)	93
Abbildung 84: Schematische Darstellung eines RFID-Szenarios	95
Abbildung 85: Beispiel UHF-RFID-Transponder für metallische Objekte der Firma Teknopalas Merkez (Quelle: http://www.teknopalas.com.tr/rfid-etiketler/)	96

Abbildung 86: Beispiel UHF-RFID-Transponder für metallische Objekte der Firma Lanxess AG (http://techcenter.lanxess.com/scp/emea/en/docguard/TI_2007-021_EN_Case_P_DP_T_7140_LDS_Harting_-_RFID-Transponder.pdf?docId=6783198)	96
Abbildung 87: Beispiel UHF-RFID-Transponder „Omega“ für metallische Objekte der Firma TBN (Quelle: http://www.tbn.de/uhf_omega_tag.html)	97
Abbildung 88: Beispiel UHF-RFID-Transponder für metallische Objekte von Harting (Quelle: http://www.harting-rfid.com/imperia/md/content/rfid/produkte/transponder/20110315_0569_ha-vis_rfid_sl_89-mt_d.pdf)	97
Abbildung 89: Schematische Darstellung einer Sender- und Empfängerstrecke	98
Abbildung 90: UHF Längsstrahler-Antennenkonfiguration	99
Abbildung 91: Dipol-Antennenelement und Richtelement	100
Abbildung 92: Impedanz-Anpassungsnetzwerk	100
Abbildung 93: UHF-Längsstrahler-Antennenkonfiguration mit Impedanz-Anpassungsnetzwerk	101
Abbildung 94: Streuparameter S_{11} des Längsstrahler-Antennendesigns (Simulationsergebnis)	101
Abbildung 95: Impedanz des Längsstrahler-Antennendesigns in Abhängigkeit der Frequenz (Simulationsergebnis)	102
Abbildung 96: Abstrahlcharakteristik (Absolute Richtgewinn, linear polarisiert) des Längsstrahler- Antennendesigns (Simulationsergebnis)	102
Abbildung 97: Linkszirkular polarisierte Abstrahlcharakteristik des Längsstrahler-Antennendesigns (Simulationsergebnis)	103
Abbildung 98: Rechtszirkular polarisierte Abstrahlcharakteristik des Längsstrahler-Antennendesigns (Simulationsergebnis)	103
Abbildung 99: Perspektivische Darstellung der gekrümmten Dipolstruktur mit gleichzeitiger zylindrischer Aussparung des dielektrischen Substrates 1	106
Abbildung 100: UHF-(Reflektor)-Antennenkonfiguration in perspektifischer- und Querschnitt- Darstellung	107
Abbildung 101: Zeichnung der (Reflektor)-Antennenanordnung	108
Abbildung 102: E-Feld-Verteilung in der y-Schnittebene der (Reflektor)-Antennenanordnung bei einer Phase von 45° des Wellenzyklus	109
Abbildung 103: H-Feld-Verteilung in der x-Schnittebene der (Reflektor)-Antennenanordnung bei einer Phase von 45° des Wellenzyklus	110
Abbildung 104: Oberflächenströme der (Reflektor)-Antennenanordnung bei einer Phase von 45° in der Draufsicht	110
Abbildung 105: Streuparameter S_{11} der (Reflektor)-Antennenanordnung (Simulationsergebnis) ...	111
Abbildung 106: Impedanz der (Reflektor)-Antennenanordnung (Simulationsergebnis)	111
Abbildung 107: Abstrahlcharakteristik der (Reflektor)-Antennenanordnung (Simulationsergebnis)	112
Abbildung 108: Linkszirkular polarisiertes Abstrahlverhalten der (Reflektor)-Antennenanordnung (Simulationsergebnis)	112
Abbildung 109: Rechtszirkular polarisiertes Abstrahlverhalten der (Reflektor)-Antennenanordnung (Simulationsergebnis)	113
Abbildung 110: Im Siebdruck hergestellte Antennenstrukturen auf einem A4 Papiersubstrat	114

Abbildung 111: UHF-Längsstrahler-Antennenkonfiguration ...	Abbildung 112: Längsstrahler-Antenne inkl. Messleitung	114
Abbildung 113: Messaufbau 1 mit horizontal polarisierter ...	Abbildung 114: Messaufbau 2 mit vertikal polarisierter	115
Abbildung 115: Messaufbau 3 mit rechtszirkular ...	Abbildung 116: Vorderansicht der Antennenkonfiguration	115
Abbildung 117: Vergleich Simulation und Messung des Resonanzverhaltens der Längsstrahler-Antennenkonfiguration an verschiedenen Port-Impedanzen		116
Abbildung 118: Anpassschaltung an $(13 + j134) \Omega$...	Abbildung 119: Anpassschaltung an $(19 + j46.8) \Omega$	117
Abbildung 120: Polardiagramm der Abstrahlcharakteristik des Messobjektes in der E-Ebene (Vergleich Simulations- und Messergebnisse).....		117
Abbildung 121: Polardiagramm der Abstrahlcharakteristik des Messobjektes in der Ebene, Vergleich verschiedener Empfangspolarisationen		118
Abbildung 122: UHF-(Reflektor)-Antennenkonfiguration ...	Abbildung 123: UHF-(Reflektor)-Antennenkonfiguration inkl. Messleitung.....	119
Abbildung 124: Messaufbau 1, Antennenkonfiguration ...	Abbildung 125: Messaufbau 2, Antennenkonfiguration	120
Abbildung 126: Messaufbau 3, Antennenkonfiguration ...	Abbildung 127: Messaufbau 4, Antennenkonfiguration mit.....	120
Abbildung 128: Vorderansicht der UHF (Reflektor)-Antennenkonfiguration		120
Abbildung 129: Vergleich des Resonanzverhaltens der UHF-(Reflektor)-Antennenkonfiguration hinsichtlich Simulation und Messung an verschiedenen Port-Impedanzen		121
Abbildung 130: Anpassschaltung an $(13 + j134) \Omega$...	Abbildung 131: Anpassschaltung an $(6.5 + j110) \Omega$	122
Abbildung 132: Polardiagramm der Abstrahlcharakteristik des Messobjektes in der E-Ebene, Vergleich Simulations- und Messergebnisse unterschiedlicher Eingangsimpedanzen.....		122
Abbildung 133: Polardiagramm der Abstrahlcharakteristik der UHF-(Reflektor)-Antennenkonfiguration in der Ebene, Vergleich verschiedener Empfangspolarisationen		123
Abbildung 134: UHF-(Reflektor)-Antennenkonfiguration ...	Abbildung 135: UHF-(Reflektor)-Antennenkonfiguration	124
Abbildung 136: Produktverpackung.....		128
Abbildung 137: Transportbehälter		128
Abbildung 138: Beispiel eines Dipol-Antennendesigns über 3 Ebenen und dessen Abstrahlcharakteristik im Raum (Simulationsergebnis)		129
Abbildung 139: Dreidimensionales 5.8 GHz Dipol-Antennendesign [Ref48]		130
Abbildung 140: Ebene Zeichnung des dreidimensionalen 5.8 GHz Dipol-Antennendesigns		130
Abbildung 141: E-Feld-Verteilung in der Schnittebene der 3D-Dipolantenne bei einer Phase von 0° des Wellenzyklus.....		131
Abbildung 142: E-Feld-Verteilung in der Schnittebene der 3D-Dipolantenne bei einer Phase von 90° des Wellenzyklus		131
Abbildung 143: H-Feld-Verteilung in der y-Schnittebene der 3D-Dipolantenne bei einer Phase von 0°		132

Abbildung 144: Linear polarisiertes Abstrahlverhalten der 3D-Dipolantenne (Simulationsergebnis)	132
Abbildung 145: Streuparameter S11 der 3D-Dipolantenne (Simulationsergebnis)	133
Abbildung 146: Impedanz der 3D-Dipolantenne (Simulationsergebnis).....	133
Abbildung 147: Schematische Darstellung der Winkelvariation zwischen beiden Dipolarmen der 3D-Dipolantenne [Ref48]	134
Abbildung 148: Streuparameter S11 der 3D-Dipolantenne in Abhängigkeit des Winkels α (Simulationsergebnis) [Ref48]	134
Abbildung 149: Polardarstellung des linear polarisierten Richtgewinns, $\theta = 90^\circ$ (Simulationsergebnis)	135
Abbildung 150: 3D-semifraktales-Dipolantennendesign zur Identifikation eines Transportbehälters	136
Abbildung 151: Ebene Zeichnung des 5.8 GHz 3D-semifraktalen-Dipolantennendesigns.....	136
Abbildung 152: E-Feld-Verteilung in der Schnittebene der 3D-semifraktalen-Dipolantenne bei einer Phase von 0° des Wellenzyklus.....	137
Abbildung 153: E-Feld-Verteilung in der Schnittebene der 3D-semifraktalen-Dipolantenne bei einer Phase von 90° des Wellenzyklus.....	137
Abbildung 154: H-Feld-Verteilung in der Schnittebene der 3D-Semifraktalen-Dipolantenne bei einer Phase von 0° des Wellenzyklus.....	138
Abbildung 155: Linear polarisiertes Abstrahlverhalten der 3D-Semifraktalen-Dipolantenne (Simulationsergebnis)	138
Abbildung 156: Streuparameter S11 der 3D-Semifraktalen-Dipolantenne (Simulationsergebnis)	139
Abbildung 157: Impedanz der 3D-Semifraktalen-Dipolantenne (Simulationsergebnis)	139
Abbildung 158: Planare und gefaltete 3D-Dipolantenne nach dem Druckprozess auf einer Produktverpackung	140
Abbildung 159: Planare und gefaltete 3D-Semifraktale-Dipolantenne nach dem Druckprozess	141
Abbildung 160: Messaufbau und elektrische Kontaktierung der gedruckten 3D-Dipolantenne zur Vorbereitung auf die messtechnische Charakterisierung in der Absorberkammer.....	141
Abbildung 161: Messaufbau und elektrische Kontaktierung der gedruckten 3D-Semifraktalen-Dipolantenne zur Vorbereitung auf die messtechnische Charakterisierung in einer Absorberkammer	142
Abbildung 162: Streuparameter der 3D-Dipolantenne (Messergebnis am Port 2 des Netzwerkanalysators).....	143
Abbildung 163: Impedanz der 3D-Dipolantenne (Messergebnis am Port 2 des Netzwerkanalysators)	143
Abbildung 164: Abstrahlverhalten (absoluter Richtgewinn) der 3D-Dipolantenne (Messergebnis) ..	144
Abbildung 165: Streuparameter der 3D-Semifraktalen-Dipolantenne (Messergebnis am Port 2 des Netzwerkanalysators)	145
Abbildung 166: Impedanz der 3D-Semifraktalen-Dipolantenne (Messergebnis am Port 2 des Netzwerkanalysators).....	145
Abbildung 167: Abstrahlverhalten (absoluter Richtgewinn) der 3D-Semifraktalen-Dipolantenne (Messergebnis)	146

Tabellenverzeichnis

Tabelle 1: Dielektrische Eigenschaften verschiedener Materialien [Ref7]	26
Tabelle 2: RFID-Frequenznutzungsparameter (Nahfeld-Kommunikation) [Ref21 Induktive Funkanwendungen]	60
Tabelle 3: RFID-Frequenznutzungsparameter (Fernfeld-Kommunikation) in Deutschland [Ref21 <i>RFID</i>]	60
Tabelle 4: Vergleich simulierter Antennenparameter (angepasster UHF-RFID-Transponder-Antennen) @ 898 MHz	76
Tabelle 5: Vergleich gemessener Antennenparameter (angepasster UHF-RFID-Transponder- Antennen) @ 898 MHz	81
Tabelle 6: Darstellung des Flächenwiderstandes und der elektrischen Leitfähigkeit im Tiefdruck hergestellter Silberschichten in Abhängigkeit von der Druckgeschwindigkeit (Messequipment: Profilometer Dektak 150, Süss Messprober PM5 und Dual Channel Source Meter Keithley 2612)....	84
Tabelle 7: Drucksubstrate und deren Eigenschaften	85
Tabelle 8: Eigenschaften der gedruckten Silberschichten auf verschiedenen Drucksubstraten	86
Tabelle 9: Vergleich der Antenneneigenschaften der Antennen mit ideal glatter Kante sowie mit Sieb- und Tiefdruck-Kantenstruktur	91
Tabelle 10: Vergleich der Antenneneigenschaften in Abhängigkeit der elektrischen Leitfähigkeit der druckbaren Antennenstruktur (Simulationsergebnis)	94
Tabelle 11: Vergleich der totalen Antennen-Effizienz in Abhängigkeit zylindrischer Aussparungen des dielektrischen Substrates 1	105
Tabelle 12: Abhängigkeit der Dicke des dielektrischen Substrates 1 zu den Antenneneigenschaften	106
Tabelle 13: Vergleich der berechneten und gemessenen RFID-Transponder-Lesereichweite der Längsstrahler-Antennenkonfiguration	119
Tabelle 14: Vergleich der berechneten und gemessenen RFID-Transponder-Lesereichweite der UHF (Reflektor)-Antennenkonfiguration	125

Selbstständigkeitserklärung

Versicherung

Hiermit versichere ich, dass ich die vorliegende Arbeit ohne unzulässige Hilfe Dritter und ohne Benutzung anderer als der angegebenen Hilfsmittel angefertigt habe; die aus fremden Quellen direkt oder indirekt übernommenen Gedanken sind als solche kenntlich gemacht. Bei der Auswahl und Auswertung des Materials sowie bei der Herstellung des Manuskripts habe ich Unterstützungsleistungen von folgenden Personen erhalten:

keine.

Weitere Personen waren an der Abfassung der vorliegenden Arbeit nicht beteiligt. Die Hilfe eines Promotionsberaters habe ich nicht in Anspruch genommen. Weitere Personen haben von mir keine geldwerten Leistungen für Arbeiten erhalten, die im Zusammenhang mit dem Inhalt der vorgelegten Dissertation stehen.

Die Arbeit wurde bisher weder im Inland noch im Ausland in gleicher oder ähnlicher Form einer anderen Prüfungsbehörde vorgelegt.

Lößnitz, den 11.03.2013

Ralf Zichner

Thesen

1. Die im Rahmen der Arbeit entwickelten, gedruckten Antennen sind in herausfordernden dielektrischen oder metallischen Umgebungen (Glas, Holz, Papier, Aluminium, ...) einsetzbar. Dies ermöglicht z.B. eine praktische Nutzung als RFID-Transponder-Antenne im Bereich Logistik im Groß- und Einzelhandel. Neben der umfänglichen Einsetzbarkeit stellen diese im Vergleich zu bestehenden fotolithografisch hergestellten Antennen einen neuen Lösungsweg zur kostengünstigen Herstellung bei gleichzeitiger hoher Funktionalität und hoher anwendungsorientierter Integrationsfähigkeit dar.
2. Gedruckte Antennen müssen hinsichtlich anwendungsspezifischer, dielektrischer oder metallischer Nahfeld-Umgebung sowie Funktions- und Herstellungsparametern entworfen, optimiert und angepasst sein. Alle im Rahmen der Arbeit entworfenen Antennen sind im Druckverfahren herstellbar und weisen signifikante Neuerungen und Verbesserungen im Vergleich zum Stand der Technik auf.
3. Der Einfluss dielektrischer Materialien auf die elektromagnetische Wellenausbreitung konnte theoretisch und praktisch nachgewiesen werden. Antennen lassen sich an dielektrische Medien/Umgebungen/Substrate, welche sich im Nahfeldbereich der Antenne befinden, anpassen. Eine Antennen-Impedanz-Anpassung kann über Größen- und Strukturänderungen des Antennendesigns erfolgen.
4. Antennenstrukturen in unmittelbarer Nähe ($< \lambda/10$, Nahfeld) zu metallischen Objekten weisen Depolarisationseffekte auf. Mittels gezielter Krümmung der elektromagnetischen Wellenfronten zwischen gekrümmter Antenne und planarem metallischen Objekt können die Depolarisationseffekte reduziert werden. Dies kann im speziellen mit gekrümmten Antennen-Elementen und gezielter Antennenstrukturierung erreicht werden. Auftretende Depolarisation erzeugt ein elliptisches Polarisationsverhalten der Antennenabstrahlcharakteristik.
5. Alle Antenneneigenschaften (Resonanzverhalten, Impedanz, Stehwellenverhältnis, Abstrahlcharakteristik) sind maßgeblich bestimmt und abhängig vom Antennendesign und der dielektrischen oder metallischen Umgebung im Nahfeldbereich der Antenne.
6. Die Antenneneigenschaften (Resonanzverhalten, Impedanz und Stehwellenverhältnis) gedruckter Antennen sind auch abhängig von den Eigenschaften der Druckschicht (Schichtdicke, Oberflächenwiderstand, spezifische elektrische Leitfähigkeit und Schichthomogenität). Diese Eigenschaften sind ihrerseits abhängig vom Druckverfahren und dessen Parametern wie z. B. Druckgeschwindigkeit, verwendete Druckform und Druckmaschinen spezifischen Parametern. Für das verwendete Druckverfahren und dessen Parameter sind die Eigenschaften der verwendeten Drucktinte maßgeblich (z. B. Viskosität, Größe der Metallpartikel und Haftfestigkeit auf verschiedenen Drucksubstraten).

7. Die Formgebung der Abstrahlcharakteristik einer Antenne ist von ihrem Aufbau und ihrer geometrischen Form abhängig. 3D-Antennenstrukturen über zwei senkrecht zueinander stehende Ebenen ermöglichen eine gerichtete Abstrahlcharakteristik außerhalb des aufgespannten Raumvolumens. 3D-Antennenstrukturen über drei räumlich angeordnete Ebenen weisen eine gerichtete Abstrahlcharakteristik innerhalb des aufgespannten Raumvolumens auf.
8. Der effektive Antennengewinn $G(\theta, \phi)$ ist eine Größe, welche vom Richtgewinn und der Effizienz der Antenne abhängig ist und die Abstrahlcharakteristik quantifiziert. Die Effizienz einer Antenne wird unter anderem durch Impedanz-Anpassungsverluste und die Polarisationsseigenschaften der Antenne bestimmt. Depolarisationseffekte haben einen dämpfenden Charakter auf die Effizienz einer Antenne.
9. Die Abstrahlcharakteristik gedruckter Antennen ist allein vom Design abhängig, jedoch gänzlich unabhängig von der drucktechnischen Herstellung.
10. Gedruckte Antennen sind aufgrund ihrer geringen Schichtdicken (Tiefdruck: $1\text{ }\mu\text{m} - 3\text{ }\mu\text{m}$, Siebdruck: $4\text{ }\mu\text{m} - 12\text{ }\mu\text{m}$) und der frequenzabhängigen Eindringtiefe in metallische Schichten besonders für Anwendungen bei Frequenzen $> 300\text{ MHz}$ geeignet. Gedruckte Antennen sind daher für eine Vielzahl von Anwendungen wie z. B. die drahtlose Kommunikation von Mobiltelefonen, die Identifikation und Lokalisierung von industriellen und kommerziellen Gütern und die Fernerkundung ziviler Ziele (als Kurzstrecken-Radarantennen im Automobil- und Maritim-Bereich) geeignet.
11. Ein bisher ungelöstes Problem stellt die zuverlässige Identifikation von UHF-RFID-Transpondern im Nahfeldbereich des dielektrischen Mediums Wasser dar. Wasser absorbiert, streut und reflektiert elektromagnetische Wellen in hohem Maße. Dies beeinflusst negativ die Transponder-Antennen-Funktion und die Kommunikation zwischen RFID-Reader und Transponder. Eine zuverlässige Identifikation beispielsweise einer handelsüblichen Wasserflasche mittels außen angebrachtem passiven UHF-RFID-Transponder, bestehend aus einer Dipolantenne und einem Si-Chip, ist aktuell nicht möglich.
12. Eine mögliche weiterführende Aufgabe ist somit die Entwicklung eines druckbaren Antennendesigns, welches eine Funktionalität in unmittelbarer Nähe (Antennen-Nahfeld) zu Wasser aufweist. Ein Lösungsansatz besteht beispielsweise in der Entwicklung einer Antenne mit einer ausgeprägten und vom mit Wasser gefüllten Objekt abgewandten Abstrahlcharakteristik, um den Nahfeldeinfluss des Wassers zu minimieren.
13. Eine ebenso wirtschaftlich bedeutende weiterführende Aufgabe ist die Erschließung weiterer Anwendungsgebiete gedruckter Antennen. Dazu zählen Bereiche wie Mobilfunk (GSM-, UMTS-, WLAN-Handy Antennen) und Automotive (Rundfunk-, Bluetooth-, Abstandsradar-Antennen).

Lebenslauf

Dipl.-Ing.
Ralf Zichner

Dipl.-Ing. Ralf Zichner ist seit März 2009 wissenschaftlicher Mitarbeiter in der Abteilung Printed Functionalities am Fraunhofer-Institut für Elektronische Nanosysteme ENAS in Chemnitz.

Ralf Zichner, geboren am 01.02.1983 in Schlema, studierte von Oktober 2002 bis September 2007 Elektrotechnik in der Studienrichtung Informationstechnik an der Technischen Universität Chemnitz. Nach dem sehr guten Abschluss seiner Diplomarbeit zum Thema „Entwicklung und Erstellung eines CAD-Tools zum Entwurf und zur Untersuchung linearer Array-Antennen“ unter Leitung von Prof. Dr. rer. nat. Madhukar Chandra arbeitete er für 13 Monate als wissenschaftlicher Mitarbeiter an der TU Chemnitz an der Professur für Hochfrequenztechnik und Photonik. Dabei entwickelte und entwarf er zweidimensionale Array-Antennen zum Einsatz im atmosphärischen Radar bzw. im X-Band Wetterradar.



Ab Oktober 2008 setzte Ralf Zichner seinen Werdegang zunächst als wissenschaftlicher Mitarbeiter der TU Chemnitz am Institut für Print- und Medientechnik fort und wechselte im März 2009 als wissenschaftlicher Mitarbeiter an das Fraunhofer-Institut für Elektronische Nanosysteme ENAS in die Abteilung Printed Functionalities. Seit Oktober 2008 liegen seine Forschungsschwerpunkte unter Leitung von Herrn Prof. Dr. rer. nat. Reinhard R. Baumann in den Bereichen Entwurf, Simulation, drucktechnische Herstellung und Charakterisierung von Antennenstrukturen.

Neben der Koordination und Durchführung von Forschungsprojekten ist Ralf Zichner ebenso in die Projektakquise und Erarbeitung von Patenten eingebunden.

Ralf Zichner ist Mitglied im VDE Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik e.V. und Fachausschussmitglied des VDE-ITG Fachausschuss 7.5 „Wellenausbreitung“.

Dipl.-Ing. Ralf Zichner
Fraunhofer-Institut für Elektronische Nanosysteme ENAS
Technologie-Campus 3, D-09126 Chemnitz, Germany
Phone: +49 371 45001-441
Fax: +49 371 45001-541
ralf.zichner@enas.fraunhofer.de
<http://www.enas.fraunhofer.de>



Veröffentlichungen:

Journal-Veröffentlichungen:

R. Zichner and R. R. Baumann. "R2R Screen Printed RFID Transponder Antennas for Vehicle Tracking Systems." *Japanese Journal of Applied Physics*, vol. 52, pp. 05DC24-1-4, 2013.

[Tagungsort: Tokyo, Japan]

R. Zichner and R. R. Baumann. "Printed antennas: from theory to praxis, challenges and applications." *Advances in Radio Science*, vol. 11, pp. 271-276, 2013.

[Tagungsort: Miltenberg, Deutschland]

R. Zichner and R. R. Baumann. "3-D transponder antennas for future SHF RFID applications." *Advances in Radio Science*, vol. 9, pp. 401-405, 2011.

(ISSN (printed): 1684-9965, ISSN (electronic): 1684-9973, DOI:10.5194/ars-9-401-201, URL: <http://www.adv-radio-sci.net/9/401/2011/ars-9-401-2011.pdf>)

[Tagungsort: Miltenberg, Deutschland]

Veröffentlichungen in Tagungsbänden (Proceedings):

R. Zichner, A. Willert, and R. R. Baumann. "Research on Screen Printed Copper UHF RFID Transponder Antennas for Book Tagging," in *Proc. of Large-Area, Organic and Polymer Electronics Convention*, 2012, pp. 77-79.

(ISBN 978-3-00-038122-5) [Tagungsort: München, Deutschland]

R. Zichner and R. R. Baumann. "3D RFID Transponder Antennas for Smart Packaging Applications," in *Proc. of NIP27 – 27th International Conference on Digital Printing Technologies/Digital Fabrication*, 2011, pp. 519-512.

(ISBN: 978-0-89208-296-4) [Tagungsort: Minneapolis, USA]

R. Zichner, F. Siegel and R. R. Baumann. "Communication Quality of printed UHF RFID Transponder Antennas," in *Proc. LOPE-C, OE-A*, 2011, pp. 361–363.

(ISBN 978-3-00-034957-7) [Tagungsort: Frankfurt am Main, Deutschland]

R. Zichner, F. Siegel, and R.R. Baumann. "Customized R2R Gravure Printed UHF RFID Antennas," in *Proc. ICFPE 2010*, 2010, 2010, paper 12, pp. 1-2.

[Tagungsort: Hsinchu, Taiwan]

R. Zichner, F. Siegel, M. Hösel and R. R. Baumann. "Optimized antenna design for gravure printed RFID Applications," in *Proc. LOPE-C, OE-A*, 2010, pp. 13-16.

(ISBN 978-3-00-029955-1) [Tagungsort: Frankfurt am Main, Deutschland]

R. Zichner and R.R. Baumann. "High Functional and Low Cost Antenna Solutions for the Internet of Things," in *Proc. Smart Systems Integration 2010*, Paper 23.

(ISBN 978-3-8007-3208-1) [Tagungsort: Como, Italien]

R. Zichner, J. Götze, E. Müller, and R.R. Baumann. "Low-Cost RFID for Industrial Applications," in *Proc. 14th International Symposium on Logistics*, 2009, pp. 344-350.
(ISBN: 978-0-85358-220-5) [Tagungsort: Istanbul, Türkei]

R. Zichner and R. R. Baumann. "Customised Printed RFID Antennas for Various Environments," in *Proc. of Large-Area, Organic and Polymer Electronics Convention (LOPE-C 09)*, 2009, ISBN 978-3-00-028063-4, P 3.1 pp. 1-4.
(ISBN 978-3-00-028063-4) [Tagungsort: Frankfurt am Main, Deutschland]

Vorträge (zusätzlich zu genannten Veröffentlichungen):

R. Zichner und R. R. Baumann. "Printed antennas in science and industry," *Fachdiskussionssitzung (Workshop) des VDE ITG-Fachausschusses 7.5 „Wellenausbreitung“ Wave Propagation and Scattering in Information Systems*, 14. Februar 2013, Chemnitz, Germany, URL: <http://www.vde.com/de/fg/ITG/Veranstaltungen/Seiten/Veranstaltungsdetails.aspx?vdeEventID=55a4b252-deb1-456e-b71b-7cc14e711a5d>.

R. Zichner and R. R. Baumann. "R2R Printed Antennas for Identification Applications: from lab to fab," *International Laser and Coating Symposium*, 18. Oktober 2012, Dresden, Germany, URL: <http://www.ilacos.de>.

R. Zichner and R. R. Baumann. "Manufacturing of printed 3D RFID Transponder Antennas," *Materials Science and Engineering MSE 2012*, 27. September 2012, Darmstadt, Germany, URL: <http://www.dgm.de/dgm/mse-congress/>.

R. Zichner und R. R. Baumann. "Gedruckte Antennen und deren Anwendungen," *OES-Weiterbildungsseminar „Drucktechnologien für den Funktionsdruck“*, Chemnitz, Germany, 28. September 2011, URL: <http://www.oes-net.de/>.

R. Zichner and R. R. Baumann. "Application of Printed Antenna Technology," *12th URSI Commission-F Triennial Symposium on Wave Propagation and Remote Sensing*, 9. März 2011, Garmisch-Partenkirchen, Germany, URL: http://www.tu-chemnitz.de/etit/hftet/ursi/documents/ursi_f_1st_draft_program.pdf

Patente:

R. Zichner, R. R. Baumann: „Dipol-Antennenanordnung“, Gebrauchsmuster DE 20 2011 051 48.3, Priorität zum: 30.08.2011. → Anmeldung zum Patent am 29.08.2012, durch die Fraunhofer-Gesellschaft zur Förderung der angewandten Forschung e.V (DE202011105148, DE102012215334A1)

Andere wissenschaftliche Leistungen:

Best Poster Award Auszeichnung: R. Zichner and R. R. Baumann. "R2R Screen Printed RFID Transponder Antennas for Vehicle Tracking Systems," *ICFPE 2012*, Toyko, Japan, 2012, URL: <http://www.icfpe.jp/>.

Best Poster Award Auszeichnung : R. Zichner, F. Siegel, and R.R. Baumann. "Customized R2R Gravure Printed UHF RFID Antennas," in *Proc. ICFPE 2010*, 2010, 2010, paper 12, pp. 1-2. (Hsinchu, Taiwan)