

Untersuchung von Fading in retrodirektiven RFID Systemen

Masterarbeit

für die Prüfung zum Master of Science
des Studienganges Systemtechnik
an der Hochschule Ruhr West (Mülheim a.d. Ruhr)

Vorgelegt von:	Jonas Drews
Matrikelnummer:	10009173
Abgabedatum:	09.10.2023
Bearbeitungszeitraum:	21 Wochen
Partnerunternehmen:	Fraunhofer-Institut für mikroelektronische Schaltungen und Systeme
Stadt:	Duisburg
Betreuer Fraunhofer IMS:	Master of Science Sebastian Böller
Betreuer HRW:	Prof. Dr.-Ing. Kerstin Siebert



Hiermit erkläre ich, dass ich die vorliegende Arbeit mit dem Titel

Untersuchung von Fading in retrodirektiven RFID Systemen

selbständig angefertigt, nicht anderweitig zu Prüfungszwecken vorgelegt, keine anderen als die angegebenen Hilfsmittel benutzt und wörtliche sowie sinngemäße Zitate als solche gekennzeichnet habe.

Essen, den 07.10.2023

Jonas, Drews

Unterschrift

X 

Jonas Drews

Inhaltsverzeichnis

1. Einleitung	6
1.1 Aufgabenstellung	6
2. Grundlagen	7
2.1 Grundlagen elektromagnetischer Wellen	7
2.1.1 Ausbreitung im Vakuum.....	7
2.1.2 Abstrahlung in den Freiraum	9
2.1.3 Überlagerung von EM-Wellen im Freiraum.....	11
2.2 Grundlagen Antennentechnik.....	15
2.2.1 Fernfeld	15
2.2.2 Richtwirkung.....	17
2.2.3 Antennenarrays	21
2.3 RFID-Systeme	23
2.4 Grundlagen Hochfrequenz-Technik.....	32
2.4.1 Mikrostreifen-Antennen.....	32
2.4.2 S-Parameter	36
2.4.3 Smith Chart	40
2.5 Statistische Auswertungsmethoden	44
2.5.1 Arithmetisches Mittel	44
2.5.2 Varianz	45
2.6 Stand der Technik.....	48
3. Durchführung und Entwürfe.....	49
3.1 Messidee	49
3.2 Geräte.....	53
3.2.1 Netzwerkanalysator	53

3.2.2 Linearverschieber	54
3.2.3 Arduino	56
3.3 Dipolantenne.....	57
3.4 Patchantennen-Element.....	61
3.5 Antennenarrays.....	68
3.6 Hochfrequenz-Schalter HMC536	74
3.7 Versuchsaufbau Antennendiagramm	76
3.8 Versuchsaufbau Reflexion und Mehrwegeausbreitung.....	79
4. Ergebnisse	84
4.1 Streuparameter S_{11} der Einzelelemente	84
4.1.1 Messparameter	84
4.1.2 Streuparameter S_{11} der Patchantenne.....	85
4.1.3 Streuparameter S_{11} der Dipolantenne.....	87
4.2 Antennendiagramme.....	89
4.2.1 Antennendiagramm Patchantenne	89
4.2.2 Antennendiagramm Dipol	90
4.3 Reflexion und Mehrwegeausbreitung.....	91
4.3.1 Räume.....	91
4.3.2 Ergebnisse eines Raums im Vergleich	95
4.3.3 Histogramme der Arrays.....	98
5. Auswertung	104
5.1 Auswertung Antennendiagramm	104
5.2 Auswertung Reflexion und Mehrwegeausbreitung	106
6. Fazit	114
Abkürzungsverzeichnis.....	116

Verzeichnis der verwendeten Formelzeichen	117
Tabellenverzeichnis.....	121
Abbildungsverzeichnis.....	122
Formelverzeichnis	126

1. Einleitung

Mit fortschreitender Automatisierung im Bereich der Logistik oder Medizin werden zunehmend smartere Systeme notwendig. Die Anwendungsbereiche erstrecken sich über ein weites Spektrum: von Diebstahlsicherung im Kaufhaus bis Zugangskontrollen und Zeiterfassung, Radio-Frequency-Identification (Abk.: RFID) ist aus dem modernen Alltag nicht wegzudenken. In der Industrie findet sich RFID in der Produktion oder der Logistik wieder. In der Produktion lassen sich damit Datenerfassungsprozesse und Produktionsanlagen automatisieren. In der Logistik lassen sich Lieferketten automatisieren und so kosteneffizientere Abläufe realisieren. Im Allgemeinen besteht ein RFID-System aus einem Lesegerät (engl.: Reader) und einem oder mehreren Transpondern (engl.: Tag). Der Transponder moduliert Signale, die über eine elektromagnetische Kopplung auf kurzer Distanz oder mit hochfrequenten elektromagnetischen Wellen auf großer Distanz vom Lesegerät empfangen werden können. Der Transponder kann Signale nicht aktiv versenden. Im letzteren Fall werden oft passive RFID-Transponder eingesetzt. Ein typisches Beispiel für eine Anwendung von RFID auf kurze Distanz ist die Zeiterfassung mit Hilfe eines Chips oder einer Karte. Lange Distanzen ergeben sich oft in der Logistik, bei denen Objekte, die mit einem RFID-Transponder ausgestattet sind, auf große Entfernungen erkannt werden müssen. [1]

1.1 Aufgabenstellung

Das Ziel dieser Arbeit ist es, die Auswirkung von retrodirektiven Transpondern auf das Fading im Backscatter-Übertragungskanal von RFID-Systemen zu untersuchen. Es werden zu diesem Zweck retrodirektive Transponder unterschiedlicher Art entworfen und notwendige Parameter vermessen. Anschließend wird das RFID-System in unterschiedlichen zufällig generierten Räumen aufgebaut. In diesen Räumen werden dann Messwerte des Backscatter-Übertragungskanals aufgenommen. Diese werden mit Hilfe statistischer Methoden ausgewertet. Mit den Auswertungen wird dann eine Aussage über die Auswirkung von Retrodirektivität auf das Fading getroffen.

2. Grundlagen

In diesem Kapitel werden alle notwendigen Grundlagen erklärt. Dabei wird zuerst auf die elektromagnetische Welle und ihre Eigenschaften sowie die damit verbundenen Phänomene eingegangen. Anschließend werden Teile der Antennentechnik behandelt. Um schließlich auf RFID-Systeme einzugehen. Dann werden Grundlagen der Hochfrequenztechnik dargestellt. Abschließend geht es um statistische Auswertungsmethoden.

2.1 Grundlagen elektromagnetischer Wellen

In diesem Unterkapitel Ausbreitung und Abstrahlung von elektromagnetischen Wellen. Dazu werden einige grundlegenden Gleichungen erläutert und anschließend die Effekte, die bei der Überlagerung von elektromagnetischen Wellen entstehen eingegangen.

2.1.1 Ausbreitung im Vakuum

In diesem Unterkapitel werden die Grundlagen für die Ausbreitung der elektromagnetischen (Abk.: EM) Wellen im Vakuum erklärt und Grundgleichungen eingeführt. Die wichtigsten Parameter zur Einordnung von elektromagnetischen Wellen ist die Wellenlänge λ und die Frequenz f , diese stehen in Zusammenhang zueinander. Die Wellenlänge gibt die Strecke zwischen zwei identischen Phasenzuständen einer EM-Welle an (vgl.[2], S.29). Die Beziehung von Frequenz und Wellenlänge zueinander lässt sich mit

$$\lambda = \frac{c_0}{f} \quad (1)$$

([2], S.29 Formel (2.58))

ausdrücken. Die Wellenlänge λ ändert sich in Abhängigkeit der Frequenz f . Eine weitere wichtige Größe ist die Ausbreitungsgeschwindigkeit v_p einer elektromagnetischen Welle. In einem Medium lässt sie sich durch

$$v_p = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \quad (2)$$

([2], S.28, Formel (2.56))

ausdrücken. Aus Formel 2 folgt, dass die Ausbreitungsgeschwindigkeit eine Funktion der Permeabilität μ_r und Permittivität ϵ_r ist.

2.1.2 Abstrahlung in den Freiraum

Dieses Unterkapitel stellt den Abstrahlvorgang einer elektromagnetischen Welle in den Freiraum, mit Hilfe einer linearen Antenne dar.

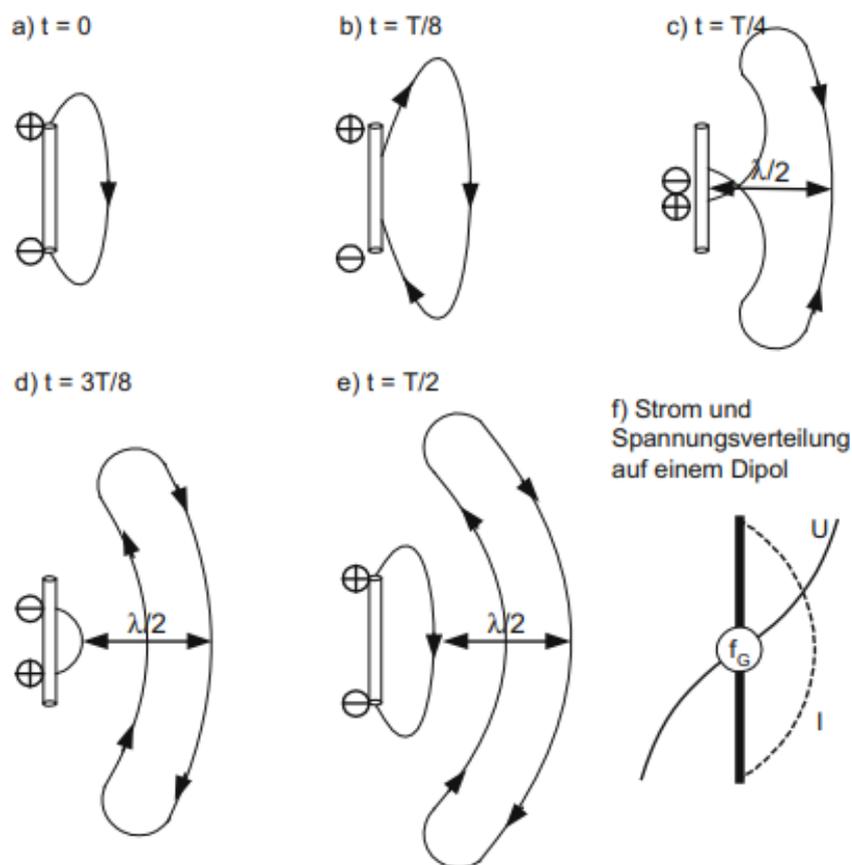


Abbildung 1 Abstrahlung einer elektromagnetischen Welle anhand eines Dipols ([1], S137)

Abbildung 1 zeigt den zeitlichen Ablauf eines Abstrahlvorgangs einer linearen Antenne. Eingezeichnet ist nur das elektrische Feld, es ist zeitlich veränderlich. Das entstehende magnetische Feld ist wiederum ebenfalls zeitlich veränderlich, sodass dieses ein elektrisches Feld bedingt. Die Pfeile zeigen die Richtung des elektrischen Feldes an. An die Antenne wird eine Spannung angelegt, die zeitlich veränderlich ist, es bilden sich elektrische Pole aus. Das elektrische Feld bildet sich zwischen den beiden elektrischen Polen und breitet sich in den Raum aus, bleibt jedoch an die Antenne gebunden (Abbildung 1 a,b). Nun folgt der Polaritätswechsel des angelegten Signals. Die Feldlinien werden abgeschnürt und breiten sich im Raum aus. Grund dafür ist die endliche Ausbreitungsgeschwindigkeit der

elektromagnetischen Welle. Dadurch können die Felder nicht verzögerungsfrei die Feldrichtung ändern und werden in den Freiraum abgestrahlt (Abbildung 1 c, d). Nach erfolgter Polaritätsumkehr wiederholt sich der Vorgang mit entgegengesetzter Feldrichtung (Abbildung 1 e). Die Polaritätsumkehr erfolgt mit einem Abstand von $\frac{\lambda}{2}$, sodass der räumliche Abstand zweier gleichwertigen Phasenzustände der abgestrahlten elektromagnetischen Welle ebenfalls $\frac{\lambda}{2}$ beträgt (vgl.[1], S.127). Gleichwertig bedeutet in diesem Zusammenhang, dass das elektrische Feld dieselbe Stärke hat.

2.1.3 Überlagerung von EM-Wellen im Freiraum

Im folgenden Kapitel werden Überlappungseffekte von elektromagnetischen Wellen im Fernfeld anhand des Doppelspaltexperiments erläutert. In diesem Experiment wird der Fading Effekt anschaulich dargestellt.

Nun wird auf die Entstehung des Interferenzmusters eingegangen, indem die geometrischen Notwendigkeiten erläutert werden und anschließend die Bedingungen für das Entstehen eines Interferenzmusters erklärt werden.

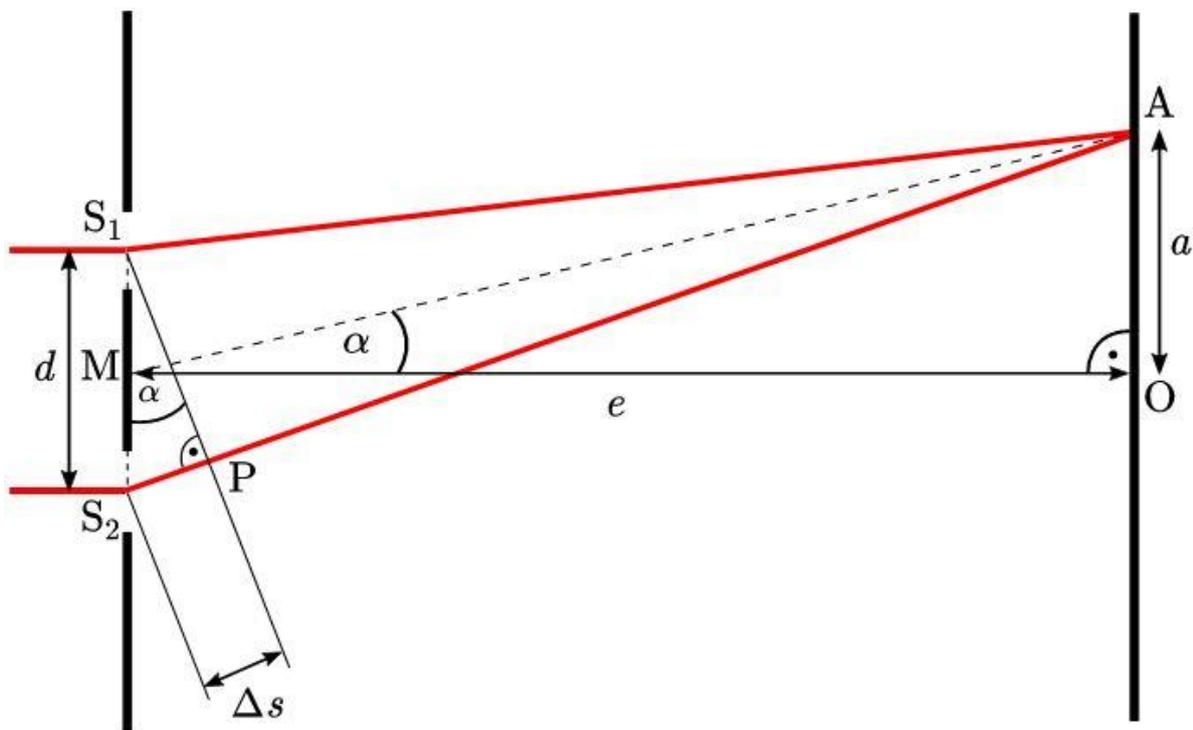


Abbildung 2 Doppelspaltexperiment, Interferenzerscheinung elektromagnetischer Wellen durch Gangunterschied [3]

Abbildung 2 zeigt das Doppelspaltexperiment. Betrachtet wird das Experiment unter geometrischen Gesichtspunkten. Auf der linken Seite befinden sich die zwei Spalten mit einer dahinterliegenden Quelle für elektromagnetische Welle. Auf der rechten Seite befinden sich der Schirm, auf den die elektromagnetischen Wellen eintreffen. Der Parameter d steht für den Abstand der Mittelpunkte der beiden Spalten, e ist der Abstand zwischen Doppelspalt und

Schirm. a ist der Abstand zwischen Punkt A auf dem Schirm und Punkt O, an dem sich das nullte Maximum befindet. α ist die Weite des Winkels des Dreiecks \overline{MOA} (vgl.: [3]). Zur Herleitung der Formeln für die Interferenzen ist die Betrachtung von zwei rechtwinkligen Dreiecken notwendig. Das Dreieck \overline{MOA} lässt sich durch den Satz des Pythagoras und den Sinussatz mit

$$\sin(\alpha) = \frac{a}{\sqrt{e^2 + a^2}} \quad (3)$$

([3], Formel 1)

beschreiben. Die Strecken $\overline{S_1A}$ und $\overline{S_2A}$ entsprechen dem Weg des Lichts. Bewegt man den Schnittpunkt am Ende der beiden Strecken über den gesamten Schirm, wird deutlich, dass die Weglängen sich unterscheiden. Der Weglängenunterschied wird mit Δs bezeichnet. Der Schnittpunkt der Linie von Δs und S_1 mit der Wegstrecke $\overline{S_2A}$ wird mit dem Punkt P bezeichnet. Am Punkt P bildet sich dann ein rechter Winkel, wenn angenommen wird, dass die beiden Strecken $\overline{S_1A}$ und $\overline{S_2A}$ parallel verlaufen. Der gegenüberliegende Winkel beträgt ebenfalls α . In dem nun entstandenen kleinen Dreieck gilt der Sinussatz mit anderen Parametern ebenfalls, es handelt sich um eine Formel zur Annäherung: (vgl. [3])

$$\sin(\alpha) = \frac{\Delta s}{d} \quad (4)$$

([3], Formel 2)

Nun werden beide Sinussätze ineinander eingesetzt und es ergibt sich für den gesamten Doppelspalt:

$$\frac{\Delta s}{d} = \frac{a}{\sqrt{e^2 + a^2}} \quad (5)$$

([3], Formel 3)

Um destruktive und konstruktive Interferenz zu beschreiben, wird der Gangunterschied Δs mit $k \cdot \lambda$ ersetzt. Die Formel für den Doppelspalt wird zu, Variable a wird dann abhängig von k ,

$$\frac{k \cdot \lambda}{d} = \frac{a_k}{\sqrt{e^2 + a_k^2}} \quad (6)$$

([3], Formel 4*)

modifiziert und es ergeben sich die Abstände zwischen Interferenzpunkten mit gleicher Intensität. Für ganzzahlige Werte für k ergeben sich Maxima. Minima entstehen bei ungeraden ganzzahligen Vielfachen von $\frac{1}{2}k$. Daraus lässt sich ableiten, dass destruktive Interferenz zweier gleichphasiger Wellen bei geraden ganzzahligen Vielfachen von $\frac{\lambda}{2}$ entsteht, konstruktive Interferenz bei ganzzahligen Vielfachen von λ (vgl. [3]).

Der Fading-Effekt entsteht, wenn sich elektromagnetische Wellen destruktiv überlagern und so für örtliche oder zeitlich abhängige niedrige Signalpegel sorgen (vgl. [4], S.956).

Die Wand mit den Spalten muss einen ausreichenden Abstand zum Sender der elektromagnetischen Welle haben, sodass die Wellenfront eben ist. Der notwendige Abstand a zwischen Quelle und Wand liegt in etwa bei

$$a \geq \frac{2D_{\text{Ant}}^2}{\lambda} \geq 2\lambda$$

Das entspricht der Fernfeldbedingung.

2.2 Grundlagen Antennentechnik

In diesem Unterkapitel werden zuerst Bereiche der Strahlungsfelder definiert, danach geht es um die Richtwirkung von Antennen. Abschließend wird ein Antennenarray vorgestellt.

2.2.1 Fernfeld

Im Allgemeinen werden die Strahlungs- und Streufelder in verschiedene Bereiche aufgeteilt. Das sind die Bereiche des Nahfeldes, Fresnel-Gebiets und Fernfeld oder auch Fraunhofer-Gebiet. Zwischen den Bereichen gibt es keinerlei scharfe Trennung, sie gehen ineinander über. (vgl. [5], S 188) In dieser Arbeit wird nur das Fernfeld betrachtet, da die Übertragungsstrecke zwischen zwei Antennen hinreichend groß ist.

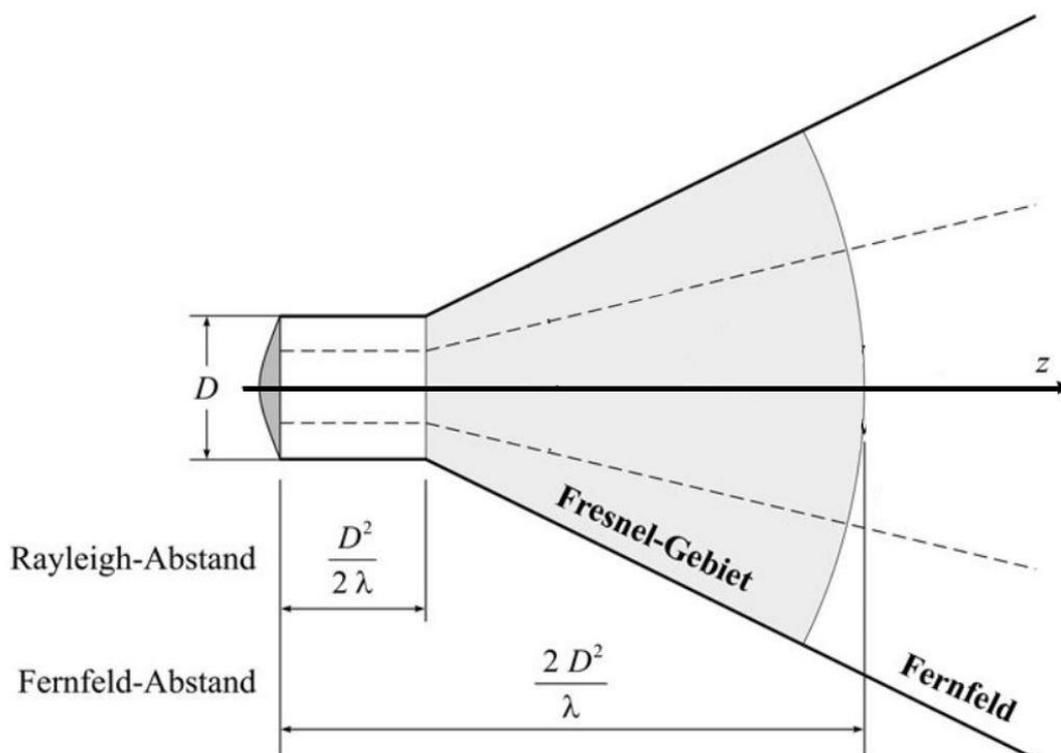


Abbildung 3 Aufteilung der Strahlungsfeldes einer Antenne in Bereiche (In Anlehnung an [5], S.193)

Abbildung 3 zeigt die Strahlungsgebiete einer Antenne mit einer großen Kreisapertur und deren Kategorisierung. Der Parameter D entspricht dem im folgenden verwendeten D_{ANT} .

Das D auf der linken Seite der Antenne bezeichnet die größte räumliche Abmessung der betrachteten Antenne. Der Nahfeldbereich wird durch den Rayleigh-Abstand begrenzt. Die Energie befindet sich innerhalb einer kreiszylindrischen Röhre mit dem Durchmesser D_{ANT} . Wird der Rayleigh-Abstand überschritten, weitet sich die Röhre kegelförmig und bildet das Fresnel-Gebiet. Diese weitet sich weiter auf und mündet in das Fernfeld. Dort sind E- und H-Felder in Phase und stehen orthogonal aufeinander. Die Bedingungen für das Fernfeld werden durch die Abschätzung

$$r_{\text{EM}} \gg \frac{\lambda}{2\pi} \quad (7)$$

([5], S.193 Tabelle 8.6 links)

für elektrisch kleine Antennen mit $D \leq \lambda$ angegeben. Für große Antennen mit $D \geq \lambda$ gilt

$$r_{\text{EM}} \geq \frac{2D_{\text{Ant}}^2}{\lambda} \geq 2\lambda \quad (8)$$

([5], S.193 Tabelle 8.6 rechts)

Der Abstand der Antenne ist r_{EM} , λ entspricht der Wellenlänge und D_{ANT} wird als die größte Abmessung der Antenne bezeichnet. (vgl. [5], S.193f.)

Die Abstrahlcharakteristik ist einer der grundlegendsten Darstellungsformen zur Beschreibung von Antennen, üblicherweise erfolgt die Repräsentation grafisch und wird als Funktion der Raumkoordinaten dargestellt. Relevante Parameter sind Flussdichte, Abstrahlungsintensität, Feldstärke, Direktivität, Phase oder Polarisation. (vgl. [4], S.27)

2.2.2 Richtwirkung

Im Folgenden wird die Fernfeld Charakteristik eines Dipols erklärt:

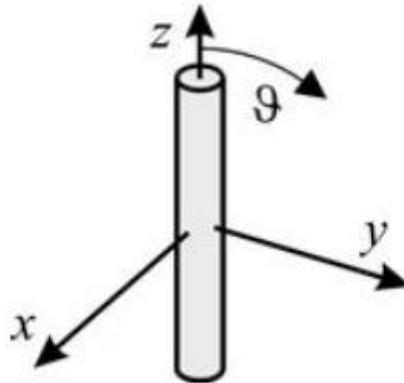


Abbildung 4 Dipol mit kartesischem Koordinaten System ([5], S.161)

Abbildung 4 zeigt eine mögliche Ausrichtung eines Dipols in einem kartesischen Koordinatensystem. Der Dipol ist entlang der Z-Achse ausgerichtet. Der Winkel ϑ zeigt dabei in Ausbreitungsrichtung der E-Feldlinien.

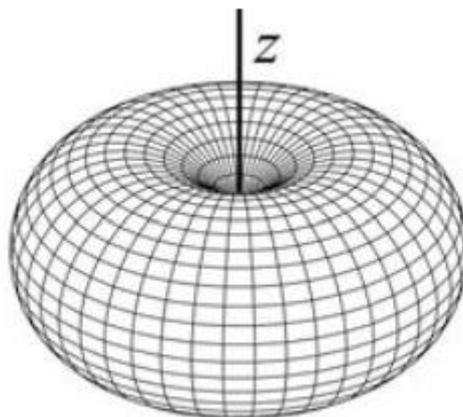


Abbildung 5 Dipol Abstrahlcharakteristik im Fernfeld, Toroid ([5], S.161)

Abbildung 5 zeigt die Abstrahlcharakteristik eines Dipols im Fernfeld. Das Koordinatensystem entspricht dem aus Abbildung 4. Aufgetragen ist der Betrag der Feldstärke im Fernfeld.

Für den Dipol ergibt sich eine typische „Donut“-Form, dieser bildet sich kreisförmig um die Ausbreitungsrichtung des Dipols aus. Diese Ausbreitungsform des EM-Feldes wird auch als „Toroidcharakteristik“ bezeichnet.

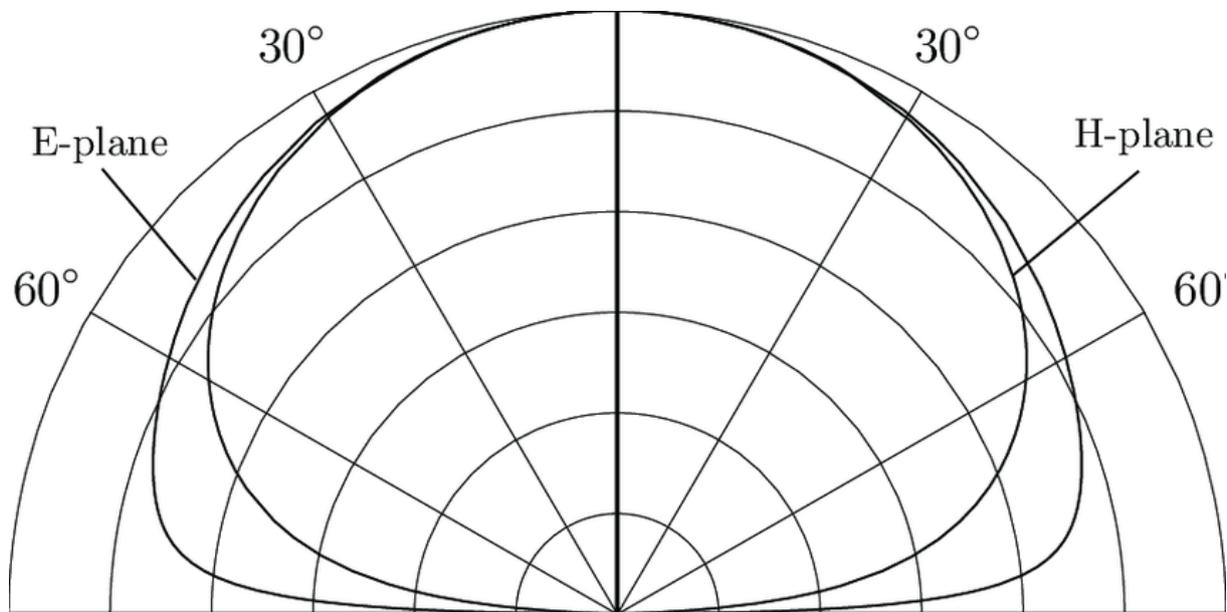


Abbildung 6 Patchantenne Fernfeld Abstrahlcharakteristik in einer Ebene ([6])

In Abbildung 6 ist, anstatt der dreidimensionalen Darstellung, eine zweidimensionale Darstellungsform gewählt worden. Dabei wird eine Schnittebene durch den Antennenmittelpunkt gewählt (vgl. [5], S.161f). In der Abbildung sind beide Größen über den Winkel in einer Polarkoordinaten-Darstellung angegeben. Elektrisches und magnetisches Feld sind separat abgebildet, in dieser Arbeit ist immer der Betrag des Feldes angegeben.

Die Direktivität einer Antenne wird als Verhältnis der Strahlungsintensität einer bestimmten Richtung zur durchschnittlichen Strahlungsintensität über alle Richtungen dargestellt. Als Formel ausgedrückt ergibt sich,

$$D = \frac{U(\varphi)}{U_0} = \frac{4\pi U(\varphi)}{P_{\text{rad}}} \quad (9)$$

([4], S.44, Formel 2-16)

die Direktivität D ist dabei einheitenlos. $U(\varphi)$ bezeichnet die Strahlungsintensität des betrachteten Winkels φ . Im Allgemeinen ist die Größe von zwei Winkeln abhängig, in dieser Arbeit wird nur ein Winkel betrachtet. U_0 ist die durchschnittliche Strahlungsintensität über alle Winkel. P_{rad} gibt die abgestrahlte Leistung wieder (vgl. [4], S.66).

Der Gewinnfaktor einer Antenne ist das Verhältnis der Strahlungsintensität in einer bestimmten Richtung zu der Strahlungsintensität, die mit einer isotropen Antenne erreicht werden würde. (vgl. [4], S.66)

$$G = \frac{4\pi U(\varphi)}{P_{\text{isotrop}}} \quad (10)$$

([4], S.66, Formel 2-46a,
vereinfacht auf eine
Winkelebene)

$U(\varphi)$ bezeichnet die Strahlungsintensität in W/sr. φ ist der betrachtete Winkel. P_{isotrop} bezeichnet die abgestrahlte Leistung eines isotropen Strahlers. Der Antennengewinnfaktor G ist einheitenlos, wird aber in dBi angegeben. Wird keine Richtung angegeben, bezieht sich die Angabe auf die Richtung der maximalen Strahlung, also U_{max} . (vgl. [4], S.66)

In diesem Abschnitt wird das Antennenrichtdiagramm vorgestellt. Es stellt die Richtcharakteristik einer Antenne dar. Dies ist einer der grundlegendsten Kenngrößen von Antennen.

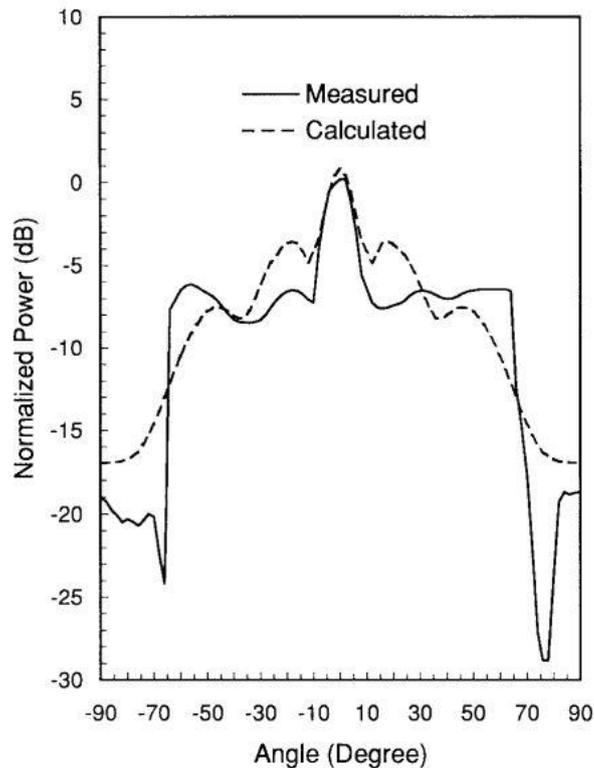


Abbildung 7 Antennendiagramm eines Antennenarrays, normalisiert Leistung [7]

Abbildung 7 zeigt ein Beispiel für ein Antennendiagramm eines Antennenarrays. Auf der Abszisse ist der räumliche Neigungswinkel der Antenne aufgetragen, auf der Ordinate wird der von der Antenne abgestrahlte Pegel aufgetragen. Die Leistungsdichte im gesamten Winkelbereich wird auf die maximale Leistungsdichte normiert, sodass an dieser Stelle der Leistungspegel 0 dB beträgt (vgl. [2], S.193).

2.2.3 Antennenarrays

Das Zusammenführen einzelner Antennen zu einem Verbund ist für Anwendungen, in denen eine Kommunikation über lange Strecken notwendig ist, eine mögliche Lösung. Ein Antennenverbund wird Antennenarray genannt, die Einzelemente sind typischerweise vom gleichen Typ. Der Vorteil eines Arrays gegenüber eines Einzelements liegt in einer höheren Direktivität.

Werden die Antennen in nur einer Raumdimension mit einem regelmäßigen Abstand aufgebracht, wird dieses Array aus Antennen linear und uniform verteilt genannt. Um eine Abstrahlcharakteristik mit hoher Direktivität zu erreichen, ist es notwendig, dass sich die Felder der Einzelemente in die Richtung der gewünschten Direktivität konstruktiv überlagern, im restlichen Bereich sollen sich diese destruktiv überlagern (vgl. [4], S.238f.).

Eine weitere Kenngröße, um das Gesamtfeld eines Antennenarrays zu beschreiben, ist der Arrayfaktor, dieser wird im folgenden Abschnitt eingeführt.

Der Arrayfaktor lässt sich für Antennenarrays, die aus uniform verteilten Antennenelementen des gleichen Typs bestehen, mit der folgenden Formel bestimmen:

$$E_{ges} = E_{\text{Referenzpunkt}} \cdot AF \quad (11)$$

([4], S286, Formel 6-5)

Als Referenzpunkt wird der Ursprungspunkt des Antennenarrays angenommen (vgl. [4], S.286). Für ein uniformes Antennenarray bezüglich des räumlichen Abstandes und der Amplitudenhöhe gilt:

$$AF = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)\psi} \quad (12)$$

([4], S.291, Formel 6-7)

Mit

$$\psi = kd \cos(\theta) \quad (13)$$

([4], S.291, Formel 6-7a,
vereinfacht)

wobei n die Elementanzahl ist. Der Parameter kd entspricht dem k -fachen Abstand zwischen zwei Elementmittelpunkten. θ ist der betrachtete Winkel im Fernfeld (vgl. [4], S.291).

Im folgenden Abschnitt wird die Struktur sowie die Funktionsweise eines retrodirektiven Antennenarrays anhand des „Van-Atta-Arrays“ erläutert.

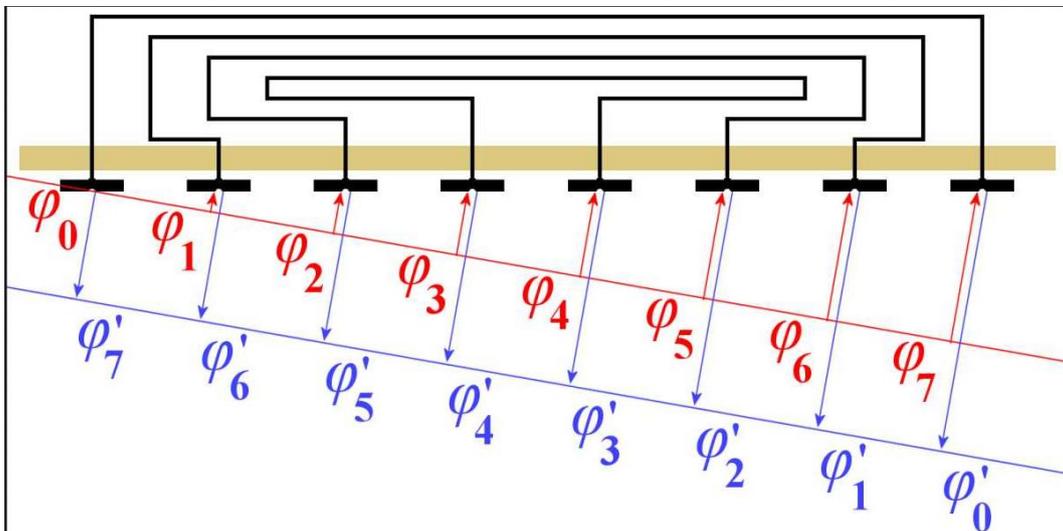


Abbildung 8 Retrodirektives „Van-Atta“-Array, Phase der empfangenen und abgestrahlten elektromagnetischen Welle identisch [8]

Abbildung 8 zeigt ein sogenanntes „Van-Atta-Array“, es hat die Eigenschaft der Retrodirektivität. Die einzelnen Antennenelemente sind mit gleichlangen Leitern paarweise verbunden [8]. Insgesamt wird die Phasenlage der eintreffenden elektromagnetischen Welle des empfangenden Antennenelements an das dazugehörige Antennenelement weitergegeben. So entsteht eine ebene Welle, die in dieselbe Richtung geleitet wird, aus der die eintreffende Welle stammt. Bei der Retrodirektivität wird mit der gleichen Strahlungsintensität U in die Ursprungsrichtung der einfallenden elektromagnetischen Welle zurückgesendet. Das entspricht einer Konjugation der Phase (vgl. [9], S.5845f.).

2.3 RFID-Systeme

Das Kapitel 2.3 klärt die Begrifflichkeiten, die im Zusammenhang mit RFID auftreten und gibt einen allgemeinen Überblick über die möglichen Topologien sowie die Einzelkomponenten eines RFID-Systems. Die Abkürzung RFID steht für Radio-Frequency-Identification (vgl. [1], S.9).

Die Technologie hat ein breites Anwendungsspektrum, ein Beispiel sind Mikroprozessorkarten zur kontaktlosen Bezahlung oder Zeiterfassung.

Diese Karten beinhalten Mikroprozessoren, die mit segmentierten Speichern ausgestattet sind. Sie dienen der Anwendung in sicherheitssensitiven Vorgängen (vgl. [1], S.8).

Ein RFID-System besteht aus zwei Komponenten, einem Transponder und einem Lesegerät. Der Transponder ist der Datenträger des RFID-Systems. Das Lesegerät kann je nach Anwendungsbereich sowohl Lese- als auch Schreibvorgänge ausführen.

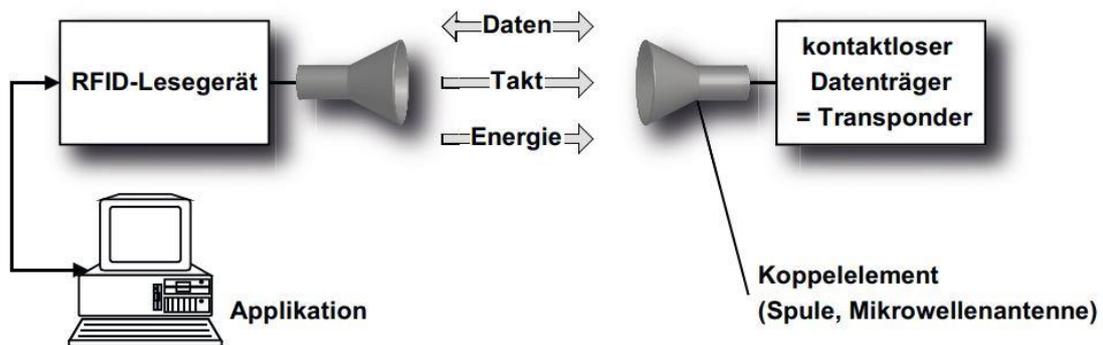


Abbildung 9 RFID-System Prinzipaufbau, Lesegerät und Transponder ([1], S.11)

Abbildung 9 zeigt ein Prinzipaufbau eines RFID-Systems. Auf der linken Seite ist ein RFID-Lesegerät zu sehen, welches einer Applikation dient. Auf der rechten Seite ist ein Transponder, also ein kontaktloser Datenträger zu sehen. Der Austausch der Daten kann bidirektional erfolgen. Der Takt, mit dem die Datenübertragung stattfindet, wird vom Lesegerät vorgegeben. Die Energie für die Kommunikation wird bei passiven Transpondern durch das Lesegerät zur Verfügung gestellt. Typischerweise beinhalten sowohl Lesegerät als auch Transponder ein Hochfrequenzmodul, eine Kontrolleinheit und ein Koppelement. Das Koppelement ist für einen Datenaustausch im Nahfeld oft eine Spule, im Fernfeld eine Antenne (vgl. [1], S.11).

Die Reichweite der RFID-Systeme variiert von wenigen Millimetern bis in den zweistelligen Meter-Bereich. Systeme mit sehr kleiner Reichweite bis zu einem Zentimeter werden als Nahkopplungs-Systeme (engl.: Close-Coupling) bezeichnet. Zur Kopplung werden elektrische und magnetische Felder eingesetzt. Der Frequenzbereich dieser Systeme beträgt theoretisch 0 Hz bis circa 30 MHz. Ein System mit mittlerer Reichweite wird als ferngekoppeltes-System (engl.: Remote Coupling System) bezeichnet. Typischerweise erfolgt die Kopplung induktiv, bei einer Reichweite von bis zu etwa einem Meter. Die Frequenzen für die Datenübertragung

liegen, je nach Standard, bei unter 135 kHz oder bei etwa 13,56 MHz. Eine dritte Kategorie wird durch sogenannte Langstreckensysteme (engl.: Long Range Systems) gebildet. Diese erzielen eine Reichweite von über einem Meter. Zur Kommunikation werden elektromagnetische Wellen im Ultra-High-Frequency- (Abk.: UHF) und Mikrowellenbereich genutzt. Es ergeben sich Frequenzen für den UHF-Bereich von 868 MHz (Europa) und 915 MHz (USA). Im Mikrowellenbereich liegen die Frequenzen zwischen 2,5 GHz und 5,8 GHz. Diese Frequenzen entsprechen den ISM-Bändern der jeweiligen Länder. Langstreckensysteme werden als Backscatter-System bezeichnet (vgl. [1], S.24f.).

Aktive Transponder verfügen über eine eigene Energieversorgung, beispielsweise eine Batterie oder Solarzelle. Das vom Lesegerät ausgestrahlte Feld kann bei gleicher Reichweite wie bei passiven Transpondern deutlich schwächer sein. Insgesamt lassen sich höhere Kommunikationsreichweiten erzielen. Diese Art der Transponder kann jedoch ebenfalls kein eigenes Hochfrequenzsignal erzeugen, sodass sich in der Literatur der Begriff semi-passiver Transponder etabliert hat.

Passive Transponder besitzen keine eigene Energieversorgung. Die notwendige Energie zur Kommunikation wird während der Datenübertragung vom Lesegerät zur Verfügung gestellt. Die Entnahme der Energie erfolgt durch die Antenne des Transponders. Ursprung der Energie ist dabei das elektromagnetische Feld des Lesegeräts. Die Datenübertragung wird durch Beeinflussung des entsprechenden Feldes realisiert und erfolgt beispielsweise durch Lastmodulation oder durch Modulation des Rückstreuquerschnitts (vgl. [1] S.25f.).

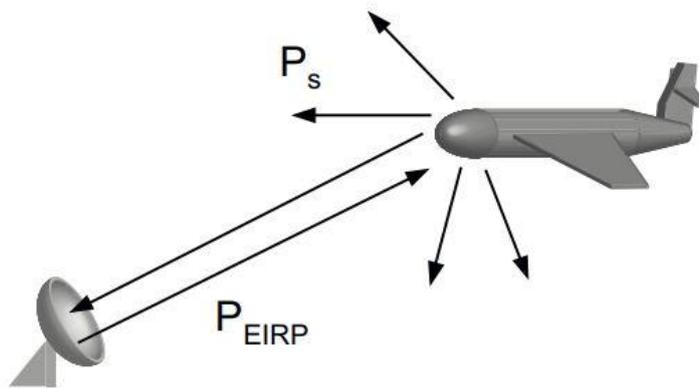


Abbildung 10 Backscatter-System, Richtung der ausgestrahlten und rückreflektierten Leistung ([1], S.142)

Abbildung 10 zeigt das Prinzip eines Backscatter-Systems. Auf der linken Seite befindet sich eine Sendeantenne und auf der rechten Seite ein reflektierendes Objekt. Die Sendeantenne strahlt elektromagnetische Wellen in den Raum aus. Dies erfolgt mit einer Sendeleistung P_{EIRP} . Die Wellen treffen auf das Objekt, ein Teil der Leistung wird reflektiert P_s und trifft wieder auf die Antenne auf S_{BACK} . Der Rest wird vom Objekt absorbiert und in Wärme umgewandelt. Die reflektierte Leistung P_s lässt sich aus dem Rückstreuquerschnitt des Objekts σ und der vom Sender abgestrahlte Leistungsdichte S aus

$$P_s = \sigma \cdot S \quad (14)$$

([1] S.143, Formel 4.73)

berechnen. Die vom Objekt rückgestrahlte Leistungsdichte an der Sendeantenne S_{BACK} beträgt

$$S_{\text{BACK}} = \frac{P_s}{4\pi \cdot r^2} = \frac{P_{\text{EIRP}} \cdot \sigma}{(4\pi)^2 \cdot r^4} \quad (15)$$

([1] S.143, Formel 4.47)

Der Rückstreuquerschnitt σ ist ein Maß dafür, wie gut ein Objekt elektromagnetische Wellen reflektiert (vgl. [1] S.142f.).

Im Allgemeinen beschreibt der Rückstreuquerschnitt also die Wirksamkeit eines Objekts die eintreffende elektromagnetische Welle zu reflektieren. Die Reflexionseigenschaft ist bei Objekten, die eine Resonanz zur eintreffenden Wellenfront aufweisen, besonders ausgeprägt. Diese Eigenschaft kann durch einen Lastwiderstand, der parallel zur Antenne des Transponders geschaltet ist, moduliert werden, indem dieser ein- und ausgeschaltet wird. Der ausgeschaltete Zustand entspricht dabei einer Reflexion. Der eingeschaltete Zustand entspricht einer Absorption (vgl. [1], S.60f).

Zur Erläuterung eines Backscatter-Übertragungskanal wird nun ein RFID-System mit passivem Transponder und Modulation des Rückstreuquerschnitts vorgestellt.

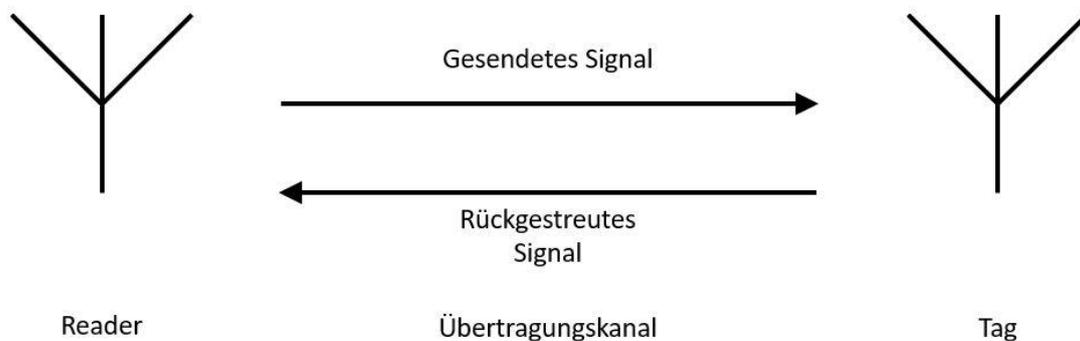


Abbildung 11 Rückstreuungs-Übertragungskanal in monostatischem Aufbau eines RFID-Systems

Abbildung 11 zeigt das Modell eines RFID-Systems mit passivem Transponder. Auf der linken Seite befindet sich das Lesegerät, auf der rechten Seite wird der Transponder (engl.: Tag) ersichtlich. Das gesendete Signal und rückgestreute Signal verlaufen in gegensätzliche Richtungen und teilen sich räumlich denselben Übertragungskanal. Beide Signale überlagern sich auf diesem Kanal, interferieren aber nicht miteinander. Das RFID-System befindet sich im monostatischen Aufbau. Monostatischer Aufbau bedeutet in diesem Zusammenhang, dass das Lesegerät Sender- und Empfänger des Signals räumlich an derselben Position vereint. Der Transponder reflektiert und moduliert das vom Lesegerät gesendete Signal (vgl. [9], S.5850).

Werden nun reflektierende Objekte in die Umgebung des Übertragungskanals eingebracht, entsteht ein weiterer Ausbreitungsweg des Signals, welcher sich wiederum ebenfalls räumlich mit dem Übertragungskanal überlagert.

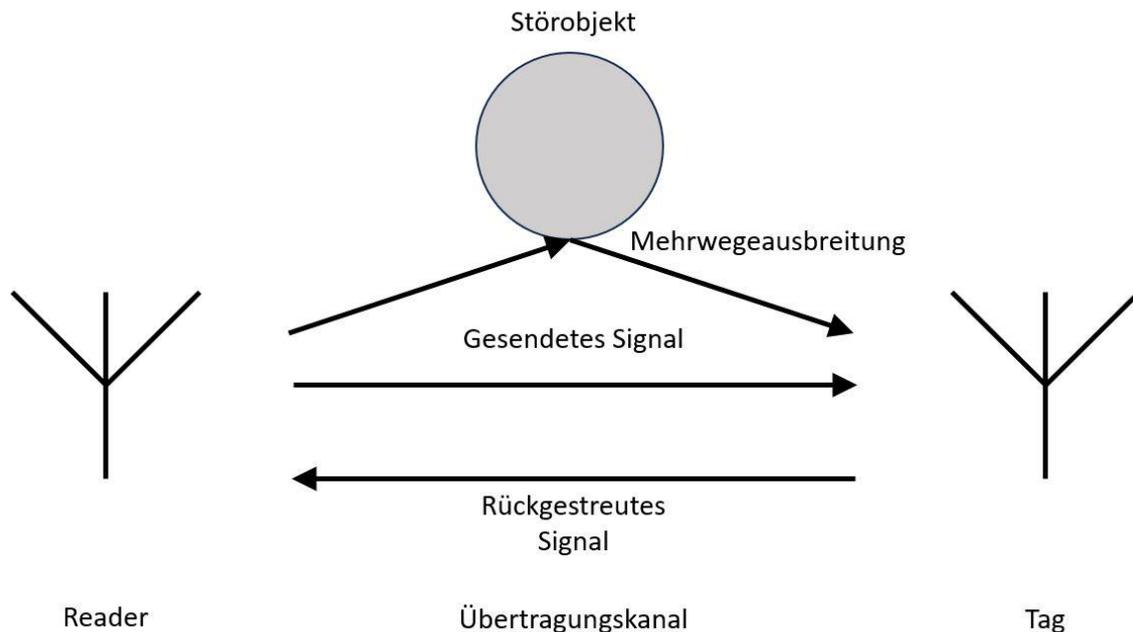


Abbildung 12 Rückstreuungs-Übertragungskanal mit Störobjekt und resultierender Mehrwegeausbreitung (In Anlehnung an [4], S.955, Abbildung 16.13)

Abbildung 12 zeigt den Rückstreuungs-Übertragungskanal mit einem Störobjekt. Auf der linken bzw. rechten Seite befinden sich das Lesegerät und der Transponder, die das RFID-System bilden. Unten in der Mitte befindet sich der Übertragungskanal mit dem vom Lesegerät ausgesendeten Signal und dem vom Transponder modulierten rückgestreuten Signal. Oben in der Mitte befindet sich ein reflektierendes Störobjekt. Da das gesendete Signal omnidirektional ist, trifft dieses auf das Störobjekt auf und es entsteht Mehrwegeausbreitung. Mehrwegeausbreitung besteht aus vielen verzögerten Versionen des Ursprungssignals. Diese Versionen haben aufgrund der unterschiedlichen Pfadlängen, nicht dieselbe Phasenlage wie das Ursprungssignal. Der Phasenunterschied kann die Signale destruktiv überlagern und so Fading hervorrufen (vgl. [4], S.954f.).

In diesem Fall muss das Verhältnis zwischen Antennenverstärkungsfaktoren, Rückstreuquerschnitt und Abstand durch die bistatische Radargleichung betrachtet werden.

$$\frac{P_r}{P_t} = \frac{G_r \cdot G_t \cdot \sigma \cdot \lambda^2}{4\pi^3 \cdot R_1^2 \cdot R_2^2} \quad (16)$$

([10], S.251, Formel 7.1)

Rauschen wird in dieser Formel vernachlässigt. P_r und P_t sind dabei die empfangene bzw. die gesendete Leistung. G_r und G_t stehen für die Antennenverstärkungsfaktoren der Empfänger- bzw. Sendeantenne. R_1 und R_2 sind die Abstände zwischen Reflektor und dem Sender bzw. Empfänger. σ ist der Rückstreuquerschnitt des Objekts (vgl. [10], S.251).

Nun wird eine Charakteristik des Backscatter Übertragungskanals erörtert. Die sogenannte Schlüsselloch (engl.: Pinhole) Charakteristik.

Die bereits im vorherigen Abschnitt erwähnte Überlagerung der Mehrwegeausbreitung und des Ursprungssignals findet am Transponder statt. Dabei überlagert sich eine Vielzahl an Signalen mit verschiedenen Phasenlagen über die Mehrwegeausbreitung am Transponder.

Um die einzelnen Signale im Übertragungskanal mathematisch darzustellen, werden die auftretenden Spannungen am Lesegerät und am Transponder, die durch die eintreffende elektromagnetische Welle erzeugt wird, als räumliche Funktion in der folgenden Form dargestellt:

$$V(r) = \left(\sum_{l=1}^L \alpha_l e^{-j\phi_l} \right) \left(\sum_{i=1}^I \beta_i e^{-j\psi_i} \right) \quad (17)$$

([9], S.5846, Formel (5))

$V(r)$, ist die Spannung, ausgelöst durch die elektromagnetische Welle in der Antenne, in Abhängigkeit vom Raum. α_l und β_i sind der l -te bzw. i -te Gewinnfaktor des Übertragungskanals. α ist dabei der Gewinnfaktor der Strecke vom Lesegerät zum

Transponder, β in entgegengesetzte Richtung. ϕ_i ist die (komplexe) Phasenlage des i -ten Signals vom Lesegerät in Richtung Transponder. ψ_l entspricht der Phasenlage des l -ten vom Transponder in Richtung Lesegerät (vgl. [9], S.5846).

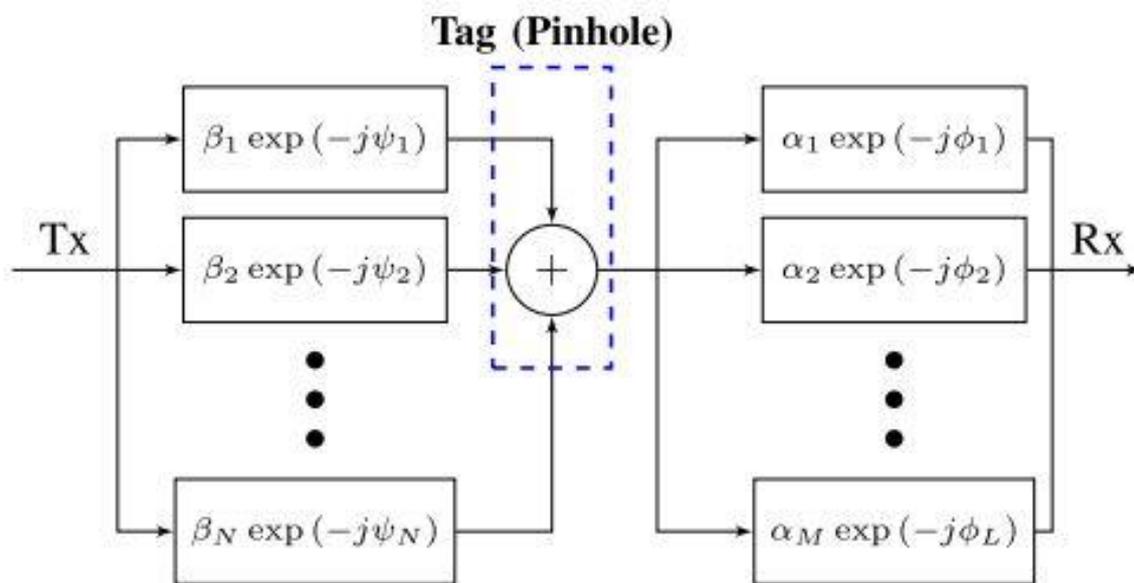


Abbildung 13 Signalfussdiagramm Schlüsselloch Charakteristik des Backscatter-Channels, nicht retrodirektiver Transponder ([9], S.5846)

Abbildung 13 zeigt das Signalfussdiagramm des Backscatter-Channels ohne retrodirektiven Transponder. Auf der linken Seite befindet sich der Sender, markiert mit T_x , auf der rechten Seite befindet sich der Empfänger R_x . Das Signal fließt vom Sender über verschiedene Wege mit unterschiedlichen Weglängen zum Transponder. Durch die unterschiedlichen Weglängen wird die Phasenlage ψ sowie der Gewinnfaktor β der Strecke beeinflusst. Am Transponder addieren und überlagern sich die gesendeten Signale. Somit entstehen neue Signale mit den Phasenlagen ϕ und den räumlich abhängigen Gewinnfaktor der Strecke α . Diese Signale gelangen dann zurück zum Sender ([9], S.5846).

Werden retrodirektive Antennenarrays genutzt, ergibt sich das folgende Signalfussdiagramm:

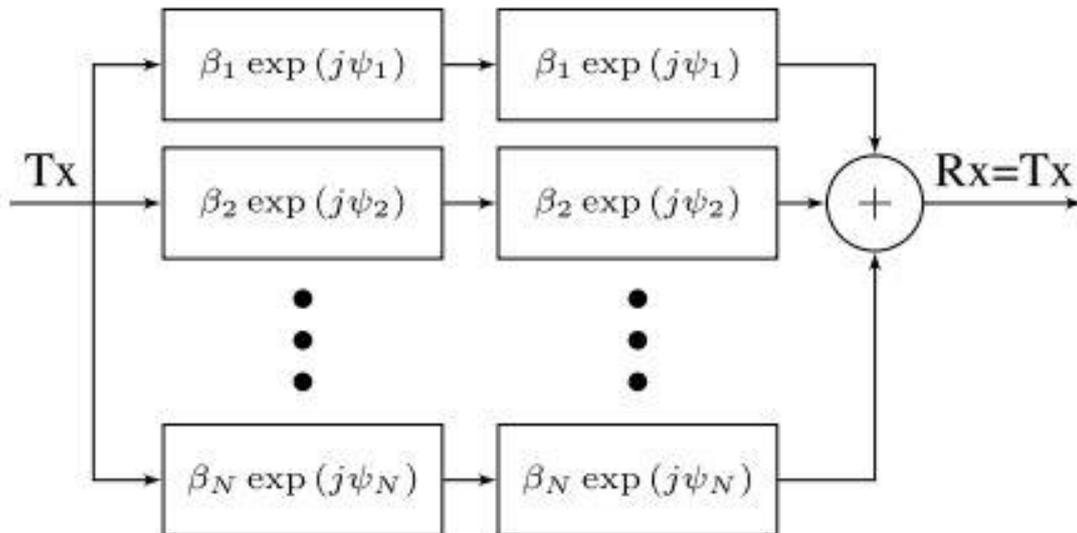


Abbildung 14 Signalfussdiagramm Schlüsselloch Charakteristik des Backscatter-Channels, retrodirektiver Transponder ([9], S.5846)

Abbildung 14 zeigt das Signalfussdiagramm des Backscatter-Channels mit retrodirektivem Transponder. Auf der linken Seite befindet sich der Sender T_x auf der rechten Seite der Sender R_x , welcher gleichzeitig Empfänger ist. Die einzelnen Signale nehmen auf dem Hin- und Rückweg aufgrund des retrodirektiven Transponders denselben Übertragungskanal, sodass die Schlüsselloch-Charakteristik am Transponder entfällt. Die Phasenlage im jeweiligen Übertragungskanal bleibt unverändert. Der einzige Punkt, an dem die Signale wieder zusammenlaufen, ist am Lesegerät (vgl. [9], S.5848).

In diesem Abschnitt wird der grundlegende Zusammenhang einer Freiraum-Übertragungsstrecke zwischen zwei Antennen und den verschiedenen Antennenparametern beschrieben.

Die Friis Übertragungsgleichung drückt die übertragene Leistung zwischen zwei Antennen aus, die separat in einem Abstand von $R > \frac{2D^2}{\lambda}$ voneinander entfernt sind. D_{ANT} ist dabei die größte Dimension der beiden Antennen (vgl. [4], S.94). Für zwei Antennen mit gleicher Polarisation gilt dabei:

$$\frac{P_r}{P_t} = G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 \quad (18)$$

([4] S.95, Formel 2-119)

wobei P_r und P_t der empfangen bzw. der gesendeten Leistung entspricht. G_r und G_t sind die Antennengewinnfaktoren der Empfangs- bzw. Sendeantenne. R ist der Abstand zwischen den beiden Antennen. λ beschreibt die Wellenlänge der elektromagnetischen Welle.

2.4 Grundlagen Hochfrequenz-Technik

2.4.1 Mikrostreifen-Antennen

Im Folgenden wird die Patchantenne in Mikrostreifen-Bauweise vorgestellt. Zuerst wird auf den Abstrahlmechanismus eingegangen, danach wird das Fringing erklärt. Abschließend wird die Antennenspeiseleitung beschrieben.

Microstrip-Antennen finden ihre Anwendung in der Luft- und Raumfahrt, aber auch in der mobilen Radio- und kabellosen Kommunikation. Die Anforderungen dieser Anwendungen betreffen vor Allem die Bereiche Größe, Gewicht, Kosten und Leistung der Antenne. Diese Anforderungen werden durch Microstrip-Antennen erfüllt (vgl. [4], S.811). Im Allgemeinen bestehen Microstrip-Antennen aus einem sehr dünnen Metallstreifen, mit der Dicke d_m , die viel kleiner ist als die Freiraum-Wellenlänge λ_0 . Der Metallstreifen ist auf ein dünnes Substrat aufgebracht, welches diesen von der Masseplatte trennt. Die Dicke des Substrats liegt typischerweise zwischen 0,003 und 0,05 λ_0 (vgl.[4], S.812).

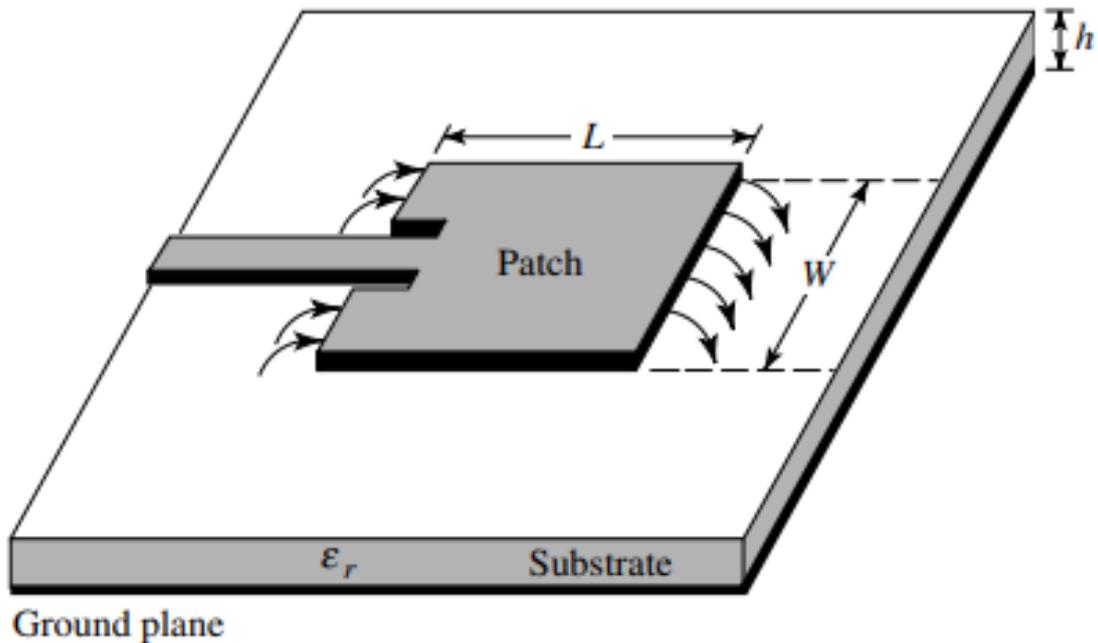


Abbildung 15 Mikrostreifen-Patchantenne, geometrische Parameter eigenzeichnet

Abbildung 15 zeigt eine Patchantenne in Mikrostreifen-Bauweise. Erkennbar wird in der Abbildung die Masseplatte, welche durch die gesamte Rückseite des Printed-Circuit-Boards (Abk.: PCB) gebildet wird. Die Patchantenne selbst befindet sich auf der Vorderseite der PCB, beide Seiten des PCBs sind durch ein Substrat getrennt. Wichtige Parameter der Patchantenne ist die Länge L , Breite W und die Höhe des Substrates h , sowie die relative Permittivität des Substrates ϵ_r .

An den Enden der Mikrostreifen-Patchantenne entsteht Fringing (dt.: ausfransen). Dieser Begriff bezieht sich auf das Austreten des E-Feldes an den Kanten des Microstrips und beeinflusst die Resonanzfrequenz der Antenne maßgeblich. Die elektrische Länge des Patches wird dadurch größer, daher ist es notwendig die effektive Länge L_{eff} zu berechnen. Des Weiteren muss die effektive Permittivität $\epsilon_{r,\text{eff}}$ berechnet werden, da der Mikrostreifen nicht von einem homogenen Substrat umgeben ist, sondern von dem Substrat der Leiterplatte und Luft ([4], S.816).

In diesem Abschnitt wird der Abstrahlmechanismus der Patchantenne anhand des Hohlraummodells erklärt.

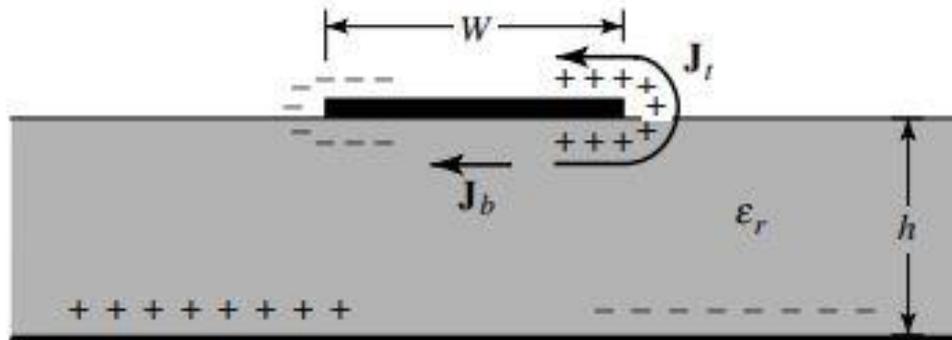


Abbildung 16 Hohlraummodell einer Patchantenne zur Veranschaulichung des Abstrahlmechanismus ([4], S. 827, Abbildung 14.12)

Abbildung 16 zeigt das Hohlraummodell der Patchantenne. Auf der Oberseite befindet sich die Patchantenne, die Unterseite bildet die Masseplatte. Erkennbar sind die Parameter W für die Patchbreite und h für die Höhe der PCB. Der Parameter ϵ_r steht für die Permittivität des Substrats. J_t und J_b stehen für die Stromdichten an der Ober- bzw. Unterseite der Patchantenne.

Wenn die Antenne über die Speiseleitung mit Energie versorgt wird, bildet sich zwischen der Antenne und der Masseplatte eine geordnete Ladungsverteilung aus. Der Mechanismus, der zu der Ladungsverteilung führt, besteht aus einem anziehenden und einem abstoßenden Anteil. Der anziehende Anteil bildet sich zwischen unterschiedlichen Ladungen aus, er konzentriert die Ladungen am Boden der Patchantenne. Der abstoßende Anteil zwischen gleichen Ladungsanteilen, drückt die Ladungen um die Ecken der Antenne zu ihrer Oberseite. Die Bewegung der Ladungen bewirkt die Stromdichten J_t und J_b . Die Stromdichte an der Oberseite der Patchantenne ist abhängig vom Verhältnis der Antennenbreite zur PCB-Höhe. Bei kleinen Verhältnissen wird wenig Ladung an die Oberfläche gedrückt. Die Ladung an der Oberfläche steigt proportional zum Breiten-Höhen-Verhältnis. Die Richtung der Stromdichte in der Masseplatte ist der Stromdichte an der Unterseite der Patchantenne entgegengesetzt, sodass sich die magnetischen Felder in Richtung der Masseplatte auslöschen. Die elektrischen Feldlinien bilden sich zwischen zwei unterschiedlichen Ladungen von positiver Ladung (+) zu negativer Ladung (-) aus. Somit sind die Feldlinien, die durch das Fringing

entstehen, in dieselbe Raumrichtung ausgerichtet, sodass sich diese in Phase überlagern. Ändert sich nun die Polarität des eingespeisten Signals, wird das elektrische Feld abgestrahlt (vgl. [4], S.827). Die optimale Länge der Patchantenne ist $\frac{\lambda}{4}$, da es bei der Patchantenne lediglich einen Pol gibt, der an einem Ende gespeist ist (vgl. Kap. 2.1.2).

Die Einspeisung des Anregungssignals für die Antenne erfolgt über die Antennenspeiseleitung. Diese besteht aus einer Mikrostreifen-Leitung, die Impedanz der Leitung wird an die Antenne angepasst und berechnet sich für $\frac{W_0}{h} \leq 1$, zu

$$Z_C = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{r,\text{eff}}}} \cdot \ln \left[\frac{8h}{W_0} + \frac{W_0}{4h} \right] \quad (19)$$

([4], S.825, Formel
14-19a, beide)

und für $\frac{W_0}{h} > 1$,

$$Z_C = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{r,\text{eff}}} \left[\frac{W_0}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{W_0}{h} + 1,444 \right) \right]} \quad (20)$$

([4], S.825, Formel
14-19a, beide)

W_0 entspricht dabei der Breite der Speiseleitung und h ist die Dicke des Substrats.

2.4.2 S-Parameter

In diesem Kapitel werden die Streuparameter (Abk.: S-Parameter) eingeführt. Das geschieht anhand eines Zweitor-Systems. Zuerst werden die Wellengrößen mit Hilfe einer Impedanzmatrix hergeleitet. Anschließend werden daraus die S-Parameter gebildet, um danach auf deren Verlauf innerhalb eines Systems einzugehen.

In den klassischen Leitungsgleichungen werden homogene Leitungen betrachtet, diese zeichnen sich dadurch aus, dass sie auf der gesamten Länge den gleichen Querschnitt haben. Des Weiteren ist die Materialbeschaffenheit an jeder Stelle gleich, die Leitungen können dann als infinitesimale Leitungstücke betrachtet werden. Auf einer homogenen Leitung ergeben sich die Spannungen und Ströme an einer beliebigen Stelle z durch die Überlagerung einer hin- und rücklaufenden Spannungs- bzw. Stromwelle (vgl. [2], S.79).



Abbildung 17 Strom- und Spannungsrichtung Zweitor-System (In Anlehnung an [11])

Abbildung 17 zeigt die Spannungs- und Stromrichtungen eines Zweitor-Systems (Vierpol). U_1 liegt an Tor 1 an während I_1 durch Tor 1. U_2 und I_2 entsprechen den Strom- und Spannungsgrößen für das Tor 2.

Der Zusammenhang der Ströme und Spannungen im Zweitor sind durch die Impedanzmatrix \bar{Z} miteinander verknüpft (vgl.[12], S.67):

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (21)$$

([12],S. 67, Formel 11.21)

In der HF-Netzwerktheorie werden Leitungsgrößen durch Wellengrößen dargestellt. Die hinlaufende Welle wird mit a bezeichnet. Die rücklaufende Welle mit b . Beide Größen werden für den Anfang der Leitung dargestellt. Die Wellengrößen ergeben sich dann zu

$$a(0) = \frac{U_h}{\sqrt{Z_L}} = I_h \sqrt{Z_L} \quad (22)$$

([2], S.80, Formel 3.66a)

$$b(0) = \frac{U_r}{\sqrt{Z_L}} = I_r \sqrt{Z_L} \quad (23)$$

([2], S.80, Formel 3.66b)

und beziehen sich auf eine homogene Leitung mit bekanntem Leitungswellenwiderstand Z_L (vgl. [2], S.80).

Der Reflexionsfaktor für das Tor n lässt sich wie folgt ausdrücken:

$$r_n = \frac{Z_n - Z_0}{Z_n + Z_0} = \frac{b_n}{a_n} \quad (24)$$

([4] S.95, Formel 2-119)

Die Herleitung dieser Formel erfolgt im Kapitel 2.4.3. Z_n entspricht der Eingangsimpedanz am Tor n und Z_0 der Abschlussimpedanz für Tor n . Der Zusammenhang zwischen Reflexionsfaktor und der hin- und rücklaufenden Welle lautet also unabhängig von der Stelle der Betrachtung:

$$b_n = r_n \cdot a_n \quad (25)$$

(Aus [2], S.81, Formel
3.70)

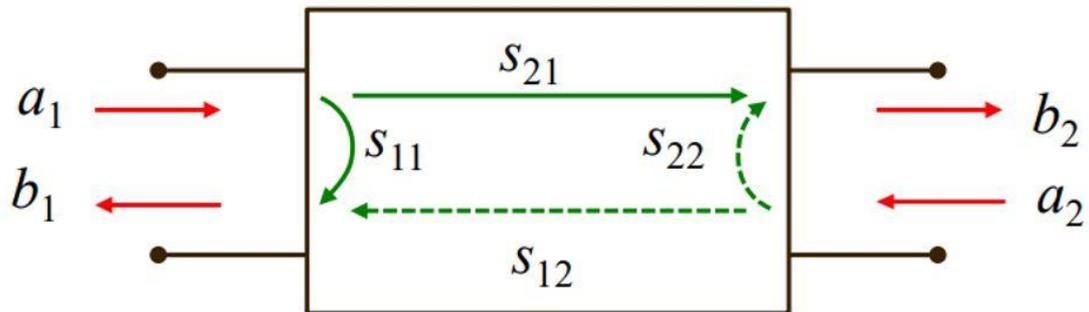


Abbildung 18 S-Parameter anhand eines Zweitor-Systems, Richtung der hin- und rücklaufenden Welle (In Anlehnung an([11])

Abbildung 18 veranschaulicht den Verlauf der hinlaufenden und rücklaufenden Wellen zwischen Tor 1 auf der linken Seite und Tor 2 auf der rechten Seite. Die beiden Tore sind durch die S-Parameter verknüpft und lassen sich als Matrix darstellen.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (26)$$

(Aus [2], S.81, Formel 3.71)

Die Parameter S_{11} und S_{22} sind also die Eingangs- bzw. Ausgangsreflexion, während S_{12} und S_{21} der Vorwärts- bzw. Rückwärtstransmission entsprechen. Am jeweils anderen Tor erfolgt keine Anregung ([11], S.16).

2.4.3 Smith Chart

Ein Smith-Chart stellt den inneren Einheitskreis der Reflexionsfaktorebenen dar. Am Rand befindet sich typischerweise eine Winkelskala, sowie eine Skala mit den normierten Leitungslängen. Die normierte Leitungslänge ergibt sich mit

$$\lambda_n = \frac{l}{\lambda} \quad (27)$$

([2], S.68)

Der Reflexionsfaktor wird mit

$$r(z) = \frac{z-1}{z+1} \quad (28)$$

([2], S.68, Formel 3.54)

berechnet, wobei die normierte Impedanz z

$$z = \frac{Z}{Z_L} \quad (29)$$

([2], S.68)

beträgt. Z und Z_L sind dabei jeweils eine Impedanz, sie bestehen aus einem Real- und Imaginärteil. Wenn der Bezugswiderstand Z_L gleich dem Leitungswellenwiderstand Z ist, lässt sich die Formel transformieren zu

$$z(r) = \frac{1+r}{1-r} \quad (30)$$

([2], S.69, Formel 3.55)

Aus dieser Formel kann aus der Impedanzebene, die Reflexionsebene gebildet werden.

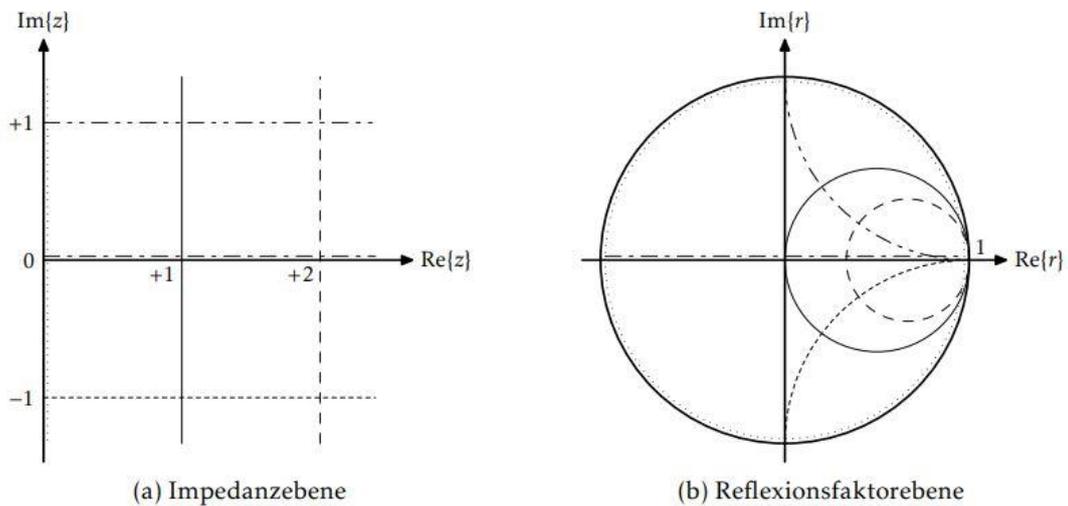
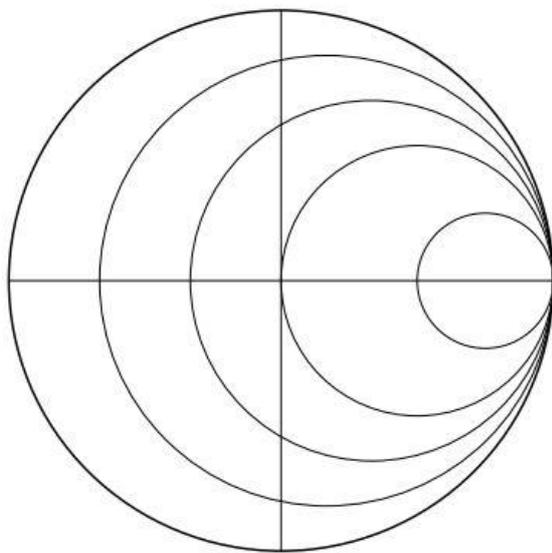
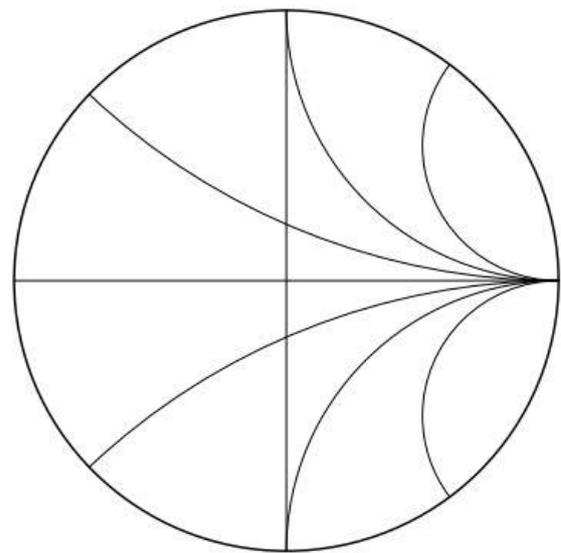


Abbildung 19 Transformation Impedanz- zu Reflexionsebene ([2], S.68, Abb. 3.12)

Abbildung 19 zeigt die Transformation der Impedanzebene in die Reflexionsebene. Aus den geraden Koordinatenlinien in der Impedanzebene (a) in die Reflexionsebene (b). Alle Teillinien laufen dabei durch den Reflexionsfaktor $r=1$. Es sind also nur die Reflexionsfaktoren eingetragen für die gilt $|r| \geq 1$, dies entspricht dem Radius der Kreise. Daraus folgt, dass nur die rechte z-Halbebene der Impedanz abgebildet wird.



(a) $\text{Re}\{z\} = \text{const}$



(b) $\text{Im}\{z\} = \text{const}$

Abbildung 20 Teiltransformationen Impedanz- zu Reflexionsebene ([2] S.69 Abb. 3.13)

Abbildung 20 zeigt die getrennte Darstellung der Linien von $\text{Re}\{z\}=\text{const}$. (a) und $\text{Im}\{z\}=\text{const}$. (b). Die Linien der Realteile ergeben dabei zu Kreisen mit unterschiedlichen Radien. Beide Teillinien werden überlagert und ergeben sich so zum Smith-Chart (vgl. [2] S.68f.).

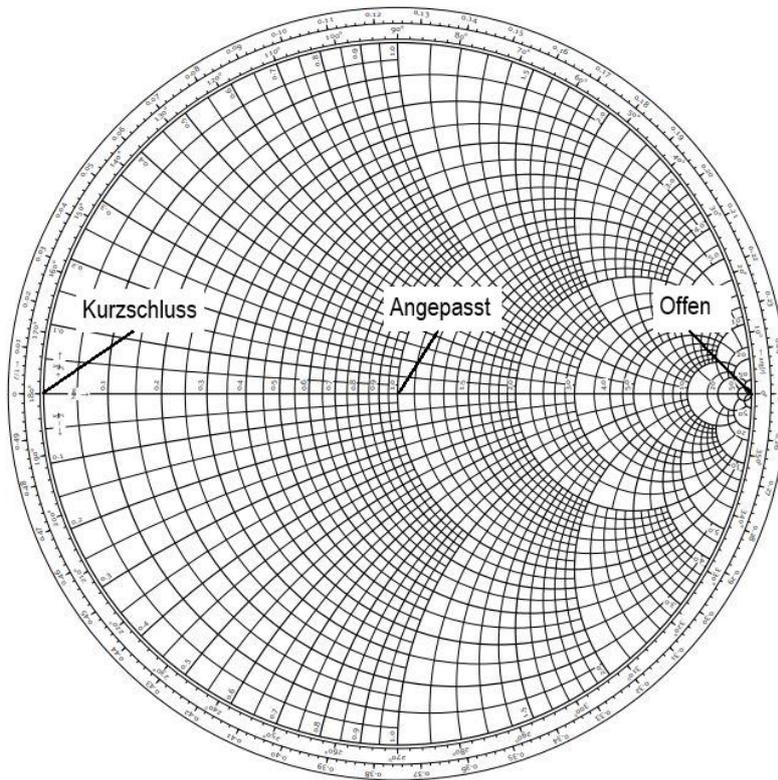


Abbildung 21 Smith-Chart mit Beschriftung der wichtigsten Punkte (In Anlehnung an [2], S.70)

Abbildung 21 zeigt die drei wichtigsten Orientierungspunkte im Smith-Chart. Diese lassen sich aus der Formel zur Normierung der Impedanz herleiten, indem man in der Formel ([2], S.68, Formel 3.54) die normierte Impedanz z mit $\frac{Z_L}{Z_A}$ einsetzt. Dabei ist Z_L der Wellenwiderstand und Z_A der Abschlusswiderstand der Leitung. Aus

$$r = \frac{Z_A - Z_L}{Z_A + Z_L} \quad (31)$$

lassen sich die drei Orientierungspunkte herleiten. Wird die Leitung kurzgeschlossen, so entspricht das einem Abschlusswiderstand Z_A von 0. Daraus folgt ein Reflexionsfaktor r von -1. Im Smith-Chart findet sich der Punkt auf der linken Seite wieder. Aus einer offenen Leitung folgt der Wert $Z_A \rightarrow \infty$ und r beträgt somit 1. Dieser Wert befindet sich auf der rechten Seite des Smith-Chart. Ein angepasster Abschlusswiderstand $Z_A = Z_L$ führt zu einem r von 0. Dieser Punkt befindet sich in der Mitte des Smith-Charts.

2.5 Statistische Auswertungsmethoden

In diesem Kapitel werden einige grundlegende statistische Größen vorgestellt. Dabei wird zuerst auf das arithmetische Mittel eingegangen, danach wird die Varianz erklärt. Zum Abschluss werden die Grundlagen zum Histogramm erklärt.

2.5.1 Arithmetisches Mittel

In diesem Unterkapitel wird das arithmetische Mittel und die dazugehörigen Formeln dargestellt. Das arithmetische Mittel wird auch als Mittelwert oder Durchschnitt eines Datensatzes bezeichnet (vgl. [13], S.28).

Ein Datensatz ist eine Liste aus allen ermittelten Daten. Der Index einer eindimensionalen Liste wird mit i bezeichnet (vgl. [13], S.5).

Das arithmetische Mittel lässt sich dann mit,

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \quad (32)$$

([13], S.28)

berechnen. Mit n wird dabei die Anzahl der Beobachtungswerte bezeichnet. Der Parameter x_i bezeichnet den i -ten Eintrag des Datensatzes.

2.5.2 Varianz

Die Varianz ist ein Streumaß, welches die Abweichung eines Datenpunktes vom arithmetischen Mittel beschreibt (vgl. [13], S.33)

$$\tilde{s}^2 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2 \quad (33)$$

([13], S.36)

Der Parameter \bar{x} entspricht dem arithmetischen Mittel. x_i ist der i -te Eintrag des betrachteten Datensatzes. n ist die Anzahl der Einträge im Datensatz. Durch die Quadrierung fallen kleine Abweichung weniger stark und große Abweichungen vom arithmetischen Mittel stärker ins Gewicht (vgl. [13], S.34).

In diesem Abschnitt geht es um Histogramme. Ein Histogramm stellt die Häufigkeit aller Beobachtungswerte eines Datensatzes graphisch dar. Zur Darstellung der Häufigkeiten werden die Beobachtungswerte x_i in Klassen K_j aufgeteilt. Dabei wird der gesamte Bereich, in dem die Beobachtungswerte auftreten können, mit den Grenzen v_j , aufgeteilt. Die darin enthaltenen Beobachtungswerte werden klassiert, also in die zugehörigen Klassen eingeordnet. Im Folgenden wird die relative Klassenhäufigkeit $f(K_j)$ verwendet. Werden alle relativen Klassenhäufigkeiten aufaddiert, ergibt sich der Wert 1 (vgl. [13], S.42).

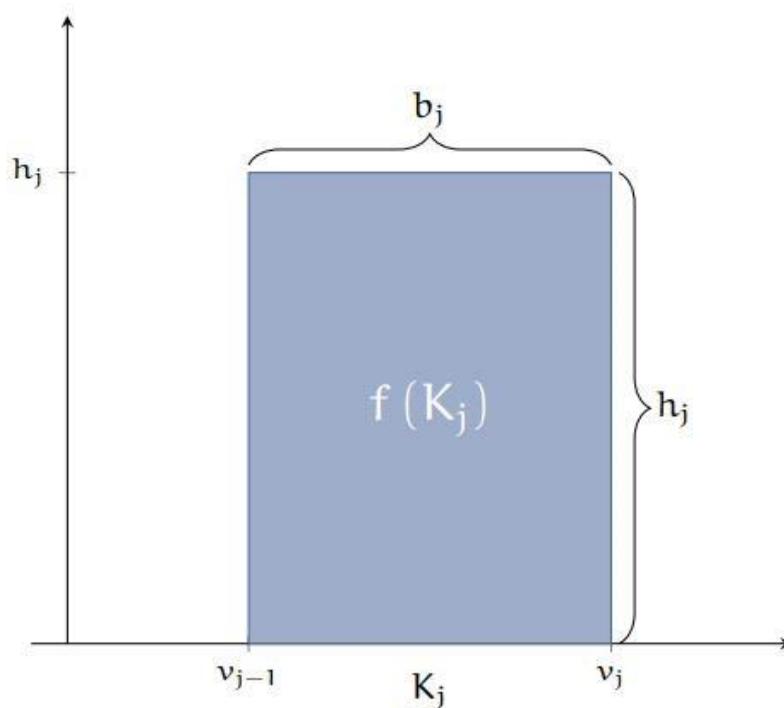


Abbildung 22 Säule eines Histogramms ([13], S.45, Abb. A 4.1)

Abbildung 22 zeigt die Konstruktion einer Säule des Histogramms. Die Parameter v_{j-1} und v_j entsprechen dabei der Unter- bzw. Obergrenze des Klasse, b_j ist die daraus resultierende Klassenbreite der Klasse K_j . Die Höhe der Säule lässt sich mit

$$h_j = \frac{f(K_j)}{b_j} \quad (34)$$

([13], S.45)

berechnen. Insgesamt ergibt sich dann die Säule für die relative Häufigkeit der zugehörigen Klasse. Ein Histogramm bildet sich aus mehreren dieser Säulen. Die Anzahl der Säulen wird durch die Klassenbreite beeinflusst.

Nun wird die Verteilungsfunktion thematisiert. Mit Hilfe einer Verteilungsfunktion können die Häufigkeiten eines Wertes in einem Datensatz dargestellt werden (vgl. [13], S.17).

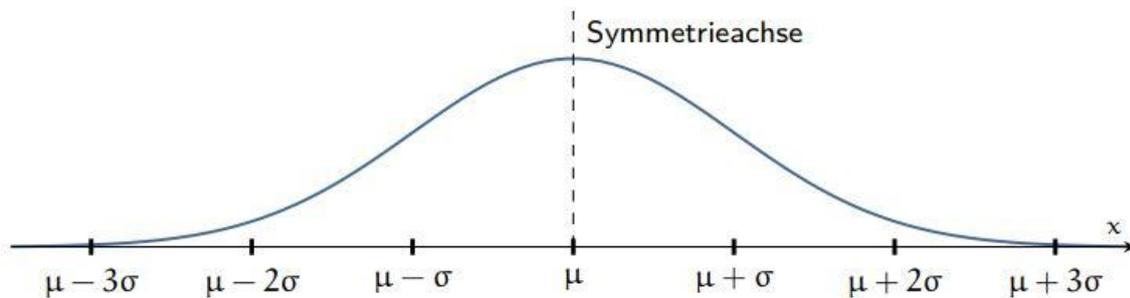


Abbildung 23 Beispiel einer Wahrscheinlichkeitsfunktion anhand der Normalverteilung ([13], S.215)

Abbildung 23 zeigt den Zusammenhang zwischen Ausprägung der Verteilungsfunktion und dem arithmetischen Mittel und der Varianz. Auf der Y-Achse werden die Wahrscheinlichkeiten oder die Häufigkeiten der zu den Datensatz gehörenden Werte aufgetragen. Auf der X-Achse sind verschiedene Bereiche gekennzeichnet. In der Mitte befindet sich das arithmetische Mittel μ . σ entspricht der Wurzel der Varianz \tilde{s}^2 . Durch den Zusammenhang zwischen Mittelwert und Varianz auf der X-Achse wird ersichtlich, dass die Stauchung oder Streckung der Funktion maßgeblich von diesen beiden Werten abhängt. Es gibt unterschiedliche Verteilungsfunktionen für verschiedene Anwendungen (vgl. [13], S.215).

2.6 Stand der Technik

Im Bereich des räumlichen Fadings gibt es bereits einige theoretische Vorüberlegungen. Zum einen gibt es bereits Entwürfe für retrodirektive Arrays, die Größen wie den Antennengewinnfaktor betrachten und das Antennendiagramm für solche Arrays aufzeigen. [7, 14]. Zum anderen existieren bereits Modelle für den Rückstreuungskanal, in dem ein Transponder durch eine Modulation ein Signal reflektiert. Die räumliche Ausbreitungscharakteristik wird ausgearbeitet und als „Pinhole“-Charakteristik bezeichnet. Des Weiteren wird eine Rice-Verteilung der normierten Messwerte festgestellt, die typisch für ein Backscatter-System ist. Retrodirektivität der Komponenten wird dabei mit einer höheren Ausprägung des Mittelwertes in der Verteilungsfunktion in Verbindung gesetzt [9, 15]. Auch praktische Versuchsreihen wurden bereits durchgeführt. Zu diesem Zweck wird ein bistatisches RFID-System aufgebaut. Der Übertragungskanal erstreckt sich dabei über zwei voll eingerichtete Büroräume. Ausgewertet wird der empfangene Pegel am Empfänger, die Messung des Pegels erfolgt dabei über eine Ebene [16]. Diese Arbeit soll den Einfluss von retrodirektiven Antennenarrays auf den Fading Effekt messen und anschließend mit statistischen Methoden im Rahmen der theoretischen Vorüberlegungen einordnen.

3. Durchführung und Entwürfe

In diesem Kapitel wird zuerst die Messidee und die dazugehörigen Berechnungen erörtert. Danach werden die notwendigen Geräte vorgestellt und anschließend die einzelnen Schritte zur Entstehung der retrodirektiven Antennenarrays aufgezeigt. Zu diesem Zweck werden die Patchantenne und die Dipolantenne vorgestellt.

3.1 Messidee

Im Allgemeinen soll der Einfluss von retrodirektiven Antennenarrays auf, den im Backscatter-System auftretenden räumlichen Fading-Effekt im Übertragungskanal, gemessen werden. Der Fading-Effekt entsteht durch Mehrwegeausbreitung des Signals.

In einem Backscatter-System wird ein Signal in den Übertragungskanal gesendet und am anderen Ende reflektiert und so wieder zurückgeschickt. Zur Bewertung eines solchen Signalverlaufs eignet sich der Streuparameter S_{11} . Die Übertragung des Signals soll in einer elektromagnetisch abgeschirmten Umgebung stattfinden, um eine Reproduzierbarkeit der Messergebnisse zu gewährleisten. Das Backscatter-System soll aus einem Lesegerät und einem passiven Transponder bestehen. Das Lesegerät soll mit Hilfe einer Antenne ein Signal mit einer festgelegten Wellenlänge λ homogen in den Raum abstrahlen. Der Transponder soll das Signal mit Hilfe einer Modulation des Rückstreuquerschnitts verändern und das Signal reflektieren. Um den räumlichen Fading-Effekt mit dem Parameter S_{11} abbilden zu können, müssen mehrere Raumpunkte angefahren werden. Dies entspricht einer räumlichen Abtastung, die dem Nyquist-Shannon Abtasttheorem unterliegt.

Im folgenden Abschnitt wird auf die Abtastung des Raums eingegangen, die Schrittweite wird anhand des Nyquist-Shannon-Abtasttheorems hergeleitet und auf die räumliche Abtastung bezogen.

Der Linearverschieber tastet den Raum auf einer Strecke von 2 m ab. Die Wellenlänge λ des abgetasteten Signals beträgt 51 mm, die Wellenlänge gibt die räumlich zurückgelegte Strecke einer elektromagnetischen Welle zwischen zwei gleichphasigen Zuständen an. Das Nyquist-Shannon-Abtasttheorem besagt, dass die Abtastfrequenz f_{tast} mehr als doppelt so hoch wie die maximale Signalfrequenz f_{max} sein muss, um das Signal hinreichend abzubilden.

$$f_{\text{tast}} \geq 2 f_{\text{max}} \quad (35)$$

Drückt man nun die Frequenz mit der Abtastdauer T aus, so ergibt sich die Ungleichung:

$$\frac{1}{T_{\text{tast}}} \geq 2 \frac{1}{T_{\text{max}}} \quad (36)$$

T ist der zeitliche Abstand zwischen zwei Messpunkten. Bezieht man diese Ungleichung nun auf Raumpunkte, wird der zeitliche Abstand T_{tast} durch den räumlichen Abstand λ_{max} ersetzt. Es ergibt sich:

$$\frac{1}{\Delta_{\text{s,tast}}} \geq 2 \frac{1}{\lambda} \quad (37)$$

Stellt man diese Formel nach Messpunkt Abtastung um, erhält man

$$\Delta_{\text{s,tast}} \leq \frac{1}{2} 51 \text{ mm}$$

$$\Delta_{\text{s,tast}} \leq 25,5 \text{ mm}$$

Die minimale Abtastung $\Delta_{\text{s,tast}}$ sollte mit mindestens 25,5 mm erfolgen. Die Schrittweite in den Messungen erfolgt mit 20 mm und liegt somit unter dieser Schwelle.

Um das betrachtete Signal von Clutter, also von unerwünschten Signalen zu unterscheiden, wird eine Modulation des Trägersignals durch den Transponder, mit einer Frequenz f_{mod} von 1 kHz, erfolgen. Um das thermische Rauschen zu reduzieren, wird für jede räumliche Messstelle 40001 Messwerte aufgenommen. Aus diesen Messwerten wird das arithmetische Mittel gebildet. Die gemittelten Werte werden dann mit Hilfe einer Fast-Fourier-Transformation im Frequenzbereich betrachtet. Im Bereich von circa 950 Hz und 1050 Hz wird der maximale Pegel für den Parameter S_{11} ermittelt. Dieser Parameter wird mit $\max(S_{11})_{1\text{kHz}}$ bezeichnet. Um Mehrwegeausbreitung zu erzeugen, werden reflektierende Störobjekte genutzt.

Nun folgt eine Abschätzung darüber, welche Anzahl von zylinderförmigen Störobjekten benötigt wird. Das Verhältnis von empfangener zu gesendeter Leistung auf dem direkten Pfad und auf dem Pfad der Mehrwegeausbreitung soll den gleichen Wert annehmen, damit die Mehrwegeausbreitung messbar ist. Hierzu wird die mono- und bistatische-Radargleichung genutzt.

Der Rückstreuquerschnitt σ_{zyl} eines einzelnen Zylinders ergibt sich aus

$$\sigma_{\text{zyl}} = \frac{\pi \cdot d_{\text{zyl}} \cdot h_{\text{zyl}}^2}{\lambda} = \frac{\pi \cdot 0,2 \text{ m} \cdot (1,1 \text{ m})^2}{0,0511 \text{ m}} \quad (38)$$

und beträgt somit etwa $14,9 \text{ m}^2$, wobei d_{zyl} dem Durchmesser und h_{zyl} der Höhe des Zylinders entspricht, λ ist die Wellenlänge.

Das Verhältnis der Leistungen auf dem direkten Pfad wird mit der Friis-Übertragungsgleichung abgeschätzt.

$$\frac{P_r}{P_t} = G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 = 3,16 \cdot 3,98 \cdot \left(\frac{0,0511 \text{ m}}{4\pi \cdot 3 \text{ m}} \right)^2 \quad (39)$$

Setzt man alle Werte ein, so ergibt sich ein Leistungsverhältnis von $23,107 \cdot 10^{-6}$.

$$\frac{P_r}{P_t} = \frac{G_r \cdot G_t \cdot \sigma \cdot \lambda^2}{4\pi^3 \cdot R_1^2 \cdot R_2^2} = \frac{3,16 \cdot 3,98 \cdot 14,877 \text{ m}^2 \cdot (0,0511 \text{ m})^2}{(4\pi)^3 \cdot (4,59 \text{ m})^4} \quad (40)$$

Die Antennengewinnfaktoren G werden in linearer Skalierung eingesetzt. Aus dieser Formel ergibt sich das Leistungsverhältnis von $8,87 \cdot 10^{-6}$.

Aus diesen beiden Werten lässt sich abschätzen, dass die optimale Anzahl drei bis vier Störobjekte ist. In diesem Fall liegt das Signal im direkten Pfad im gleichen Leistungsbereich wie das Signal der Mehrwegeausbreitung.

Um eine möglichst allgemeine Aussage über den räumlichen Fading-Effekt treffen zu können, werden die Störobjekte zufällig angeordnet. Diese zufällige Anordnung der Störobjekte in der Absorberkammer wird Raum genannt. Die Aufnahme der Messwerte erfolgt in mehreren Räumen und Transpondern mit unterschiedlichen Antennenarrays. Als Referenz dient ein Raum ohne Störobjekte, in dem keine zusätzliche Mehrwegeausbreitung eingebracht wird. Einer der Transponder besteht dabei aus einem einzelnen Antennenelement und besitzt somit keine retrodirektiven Eigenschaften. Alle weiteren Transponder bestehen aus mehreren Antennenelementen, sodass Retrodirektivität besteht. Anhand der Messwerte wird der Einfluss der Antennenarrays auf den räumlichen Fading-Effekt ermittelt und eine Aussage über diesen für einen zufälligen Raum gemacht werden. Abschließend wird der Messvorgang in einem Konferenzraum des Fraunhofer-Instituts durchgeführt.

3.2 Geräte

In diesem Kapitel werden die wichtigsten Geräte vorgestellt sowie einen Überblick über einige relevante Parameter gegeben.

3.2.1 Netzwerkanalysator

Für beide Versuchsteile wird ein Performance Network Analyzer (Abk.: PNA) genutzt. Es handelt sich um den PNA-Mikrowellen-Netzwerkanalysator N5222B.



Abbildung 24 Netzwerkanalysator N5222B, Frontansicht der Bedienelemente und Anschlüsse [17]

Abbildung 24 zeigt den Netzwerkanalysator Keysight N5222B. Auf der linken oberen Seite befindet sich der Bildschirm. Auf der rechten oberen Seite befinden sich die Bedieneinheiten. Am unteren Rand befinden sich die Anschlüsse für die zu messenden Systeme. Bei dieser Ausführung handelt es sich um ein 2-Port Gerät, es können also Zweitorsysteme vermessen werden [17].

Tabelle 1 Netzwerkanalysator Keysight N5222B Parameter [17]

Parameter	Von	Bis	Einheit
Frequenzbereich	0,01	26,5	GHz
Frequenzauflösung	1	-	Hz
Frequenzgenauigkeit	-0,7	+0,7	μHz
Portimpedanz	50	-	Ω
Maximale Leistung	30	-	dBm

3.2.2 Linearverschieber

Als Linearverschieber wird der Zaber X-BLQ2095-E01 genutzt. Dieser ist ein riemengetriebener Verschieber mit eingebauten Schrittmotoren.



Abbildung 25 Beispielabbildung X-BLQ Linearverschieber [18]

Abbildung 25 zeigt eine Beispielabbildung für einen Linearverschieber der X-BLQ-Produktfamilie des Unternehmens Zaber. Erkennbar ist die bewegliche Plattform, welche mit Hilfe von zwei Riemen über die Länge der Schiene geschoben wird. Die beiden Riemen bewegen sich dabei synchron in entgegengesetzte Richtungen. Der Antrieb erfolgt über ein

Schrittmotor, dieser kann durch einen USB-Anschluss extern angesteuert werden. Am anderen Ende der Schiene befindet sich eine Umlenkrolle (vgl. [18]).

Tabelle 2 Parameter Zaber X-BLQ-2095-E01

Parameter		Einheit
Verschiebungsstrecke	2095	mm
Schrittweite	4,28175	μm
Maximale Geschwindigkeit	2000	mm/s
Schritt-Abweichung (Wiederholung)	< 20	μm

Tabelle 2 zeigt einen Auszug einiger wichtiger Parameter des Linearverschiebers.

3.2.3 Arduino

Im Folgenden wird der Arduino vorgestellt. Es handelt sich um das Modell MKR Zero.

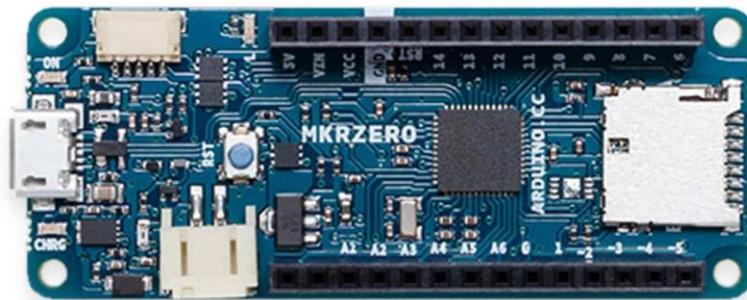


Abbildung 26 Frontansicht Arduino MKR Zero [19]

Abbildung 26 zeigt die Frontansicht des Arduino MKR Zero. Entlang der beiden Längsseiten befinden sich die Ein- und Ausgänge, die frei programmierbar sind. Diese sind mit Zahlen beschriftet. An der oberen Steckleiste befinden sich auf der linken Seite festgelegte elektrische Potentiale (vgl. [20]).

3.3 Dipolantenne

In diesem Kapitel wird der Entwurfsvorgang der Dipolantenne vorgestellt. Zuerst wird dazu auf die Parameter der PCB eingegangen. Anschließend wird das Design der Dipolantenne mit den dazugehörigen Dimensionen vorgestellt. Abschließend wird auf die Simulation in CST Studio Suite 2022 eingegangen.

Tabelle 3 Parameter der PCB

Leiterplattenhöhe	h_s	0,81	mm
Kupferdicke	h_{cu}	0,035	mm
Permittivität (Design)	ϵ_r	3,55	Vs/Am

Die PCB, die für die Entwürfe genutzt wird, ist zweilagig. Auf beiden Seiten befindet sich eine Kupferschicht. Die beiden Kupferschichten sind durch das Substrat RO4003C getrennt. Dabei handelt es sich um eine hochfrequenztaugliche Kohlenwasserstoff-Keramik Verbindung [11].

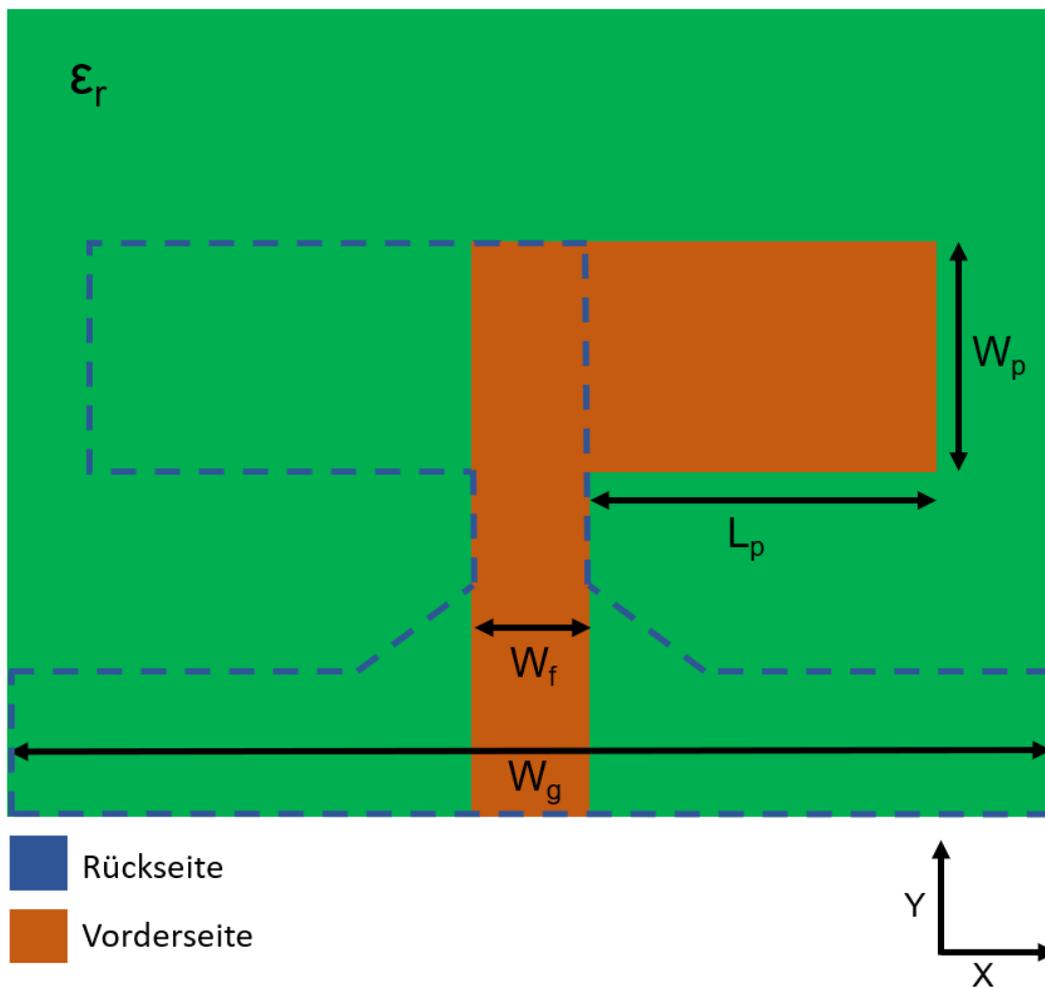


Abbildung 27 Entwurf Dipolantenne Vorder- und Rückseite, nicht maßstabsgetreu (In Anlehnung an [21])

Abbildung 27 zeigt die Dipolantenne. In Grün ist die Leiterplatte erkennbar. Braun zeigt die Kupferstruktur auf der Vorderseite. Die gestrichelt-blauumrandete Linie umschließt die Kupferfläche auf der Rückseite.

Tabelle 4 Parameter der entworfenen Dipolantenne

Polbreite	W_p	1,9	mm
Pollänge	L_p	11,45	mm
Speiseleitungsbreite	W_f	1,82	mm
Breite der Masseplatte	W_g	16	mm

Tabelle 4 zeigt die Parameter des entworfenen Dipols. Die Speiseleitungsbreite ist so gewählt, dass die Wellenimpedanz 50Ω beträgt. Die Pollängen und -breiten sowie die Abmessungen des Grounds sind den Entwurf eines wissenschaftlichen Papers nachempfunden (siehe [21]).

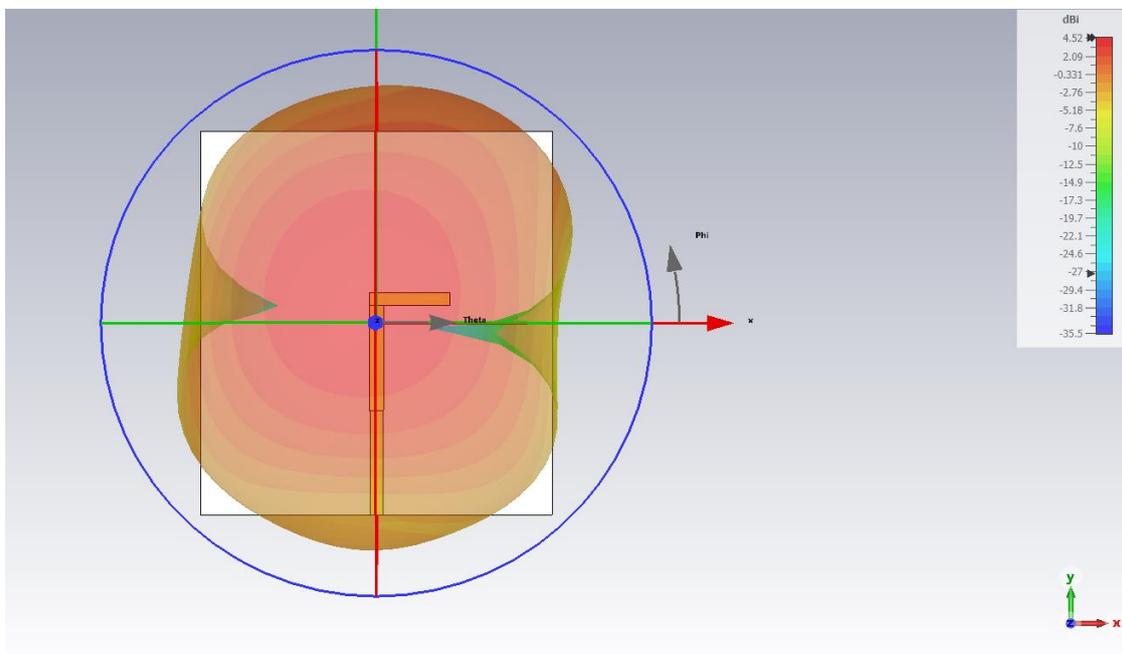


Abbildung 28 Frontansicht des Dipols, Simuliertes Fernfeld in der X-Y Ebene mit Hilfe von CST-Studio Suite 2022

Abbildung 28 zeigt die Frontansicht des Dipols, diese entspricht einem Blick auf die X-Y-Ebene. Simuliert wird das Fernfeld der Antenne. Der Verlauf des Fernfeldes entspricht einem Farbverlauf von Rot über Gelb nach Grün. Ein roter Intensitätspegel entspricht 4,52 dBi. Aus der Frontansicht lässt sich eine langgestreckte Kugelform mit zwei Einbuchtungen an den Seiten erkennen. Bei den Einbuchtungen bricht die Intensität ein, erkennbar an der blauen Farbcodierung.

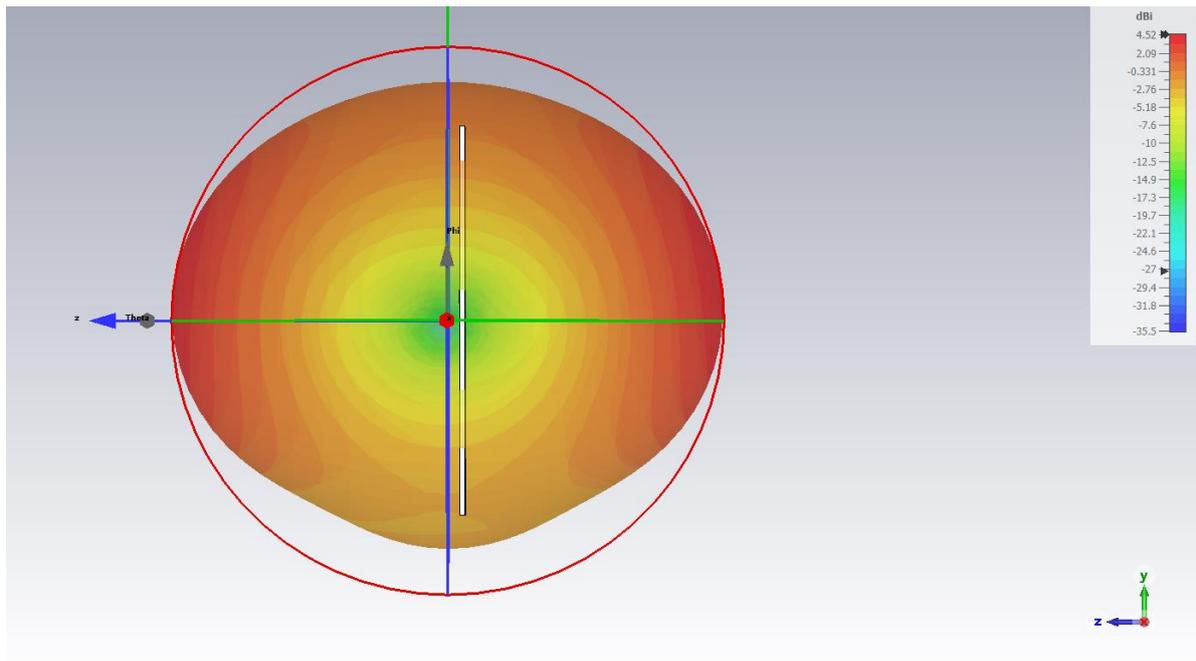


Abbildung 29 Seitenansicht des Dipols, simuliertes Fernfeld in der Z-Y Ebene mit Hilfe von CST-Studio Suite 2022

Abbildung 29 zeigt die Seitenansicht des Dipols, diese zeigt also einen Blick auf die Z-Y-Ebene des Fernfeldes. Der Verlauf des Fernfeldes zeigt sich ebenfalls als längliche Kugelform. In der Mitte wird aus dieser Perspektive die Einbuchtung deutlich sichtbar als in der Frontansicht. Der Farbverlauf zeigt, dass mittig lediglich ein Pegel von -12,5 bis -17,3 dBi herrscht.

3.4 Patchantennen-Element

Das Kapitel 3.4 zeigt die Simulation des Patchantennen-Elements in CST-Studio Suite 2022. Zuerst wird das Fernfeld in CST-Studio simuliert und betrachtet. Die Parameter für eine Patchantenne in Mikrostreifen-Bauweise werden in diesem Kapitel berechnet.

Die Breite des Patches wird durch

$$W_p = \frac{1}{2f_r \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (41)$$

([8] S.819, Formel
(14-6))

mit

$$\mu_0 = 1,256 \cdot 10^{-6} \frac{Vs}{Am} \quad (42)$$

$$\epsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12} \frac{As}{Vm}$$

berechnet und beträgt

$$W_p = 17,4 \text{ mm.}$$

Es muss gelten $\frac{W_p}{h_s} > 1$, dies ist der Fall für die Leiterplatte. Somit ergibt sich die effektive Permittivität:

$$\epsilon_{r,\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h_s}{W_p}}} \quad (43)$$

([8] S.817, Formel
(14-1))

$$\epsilon_{r,\text{eff}} = 3,86 \frac{As}{Vm}$$

Die zusätzliche Längenausdehnung an den Kanten ergibt sich aus

$$\frac{\Delta L_p}{h_s} = 0,412 \frac{(\epsilon_{r,\text{eff}} + 0,3) \left(\frac{W_p}{h} + 0,264 \right)}{(\epsilon_{r,\text{eff}} - 0,258) \left(\frac{W_p}{h} + 0,8 \right)} \quad (44)$$

([4], S.818, Formel
(14-2))

Für ΔL ergibt sich der Wert

$$\Delta L = 0,376 \text{ mm}$$

Mit Einsetzen in die Formel für die effektive Länge der Patchantennen $L_{p,eff}$ ergibt sich:

$$L_{p,eff} = L_p + 2\Delta L_p \quad (45)$$

([4]S.819, Formel
(14-3))

Anschließend wird für L_p ,

$$L_p = \frac{\lambda}{2} = 28 \text{ mm}$$

eingesetzt und $2\Delta L_p$ abgezogen. Damit ergibt sich durch Umstellen

$$L_{p,eff} = L_p - 2\Delta L$$

L_p wird nun halbiert, sodass diese ein Viertel der Wellenlänge entspricht

$$L_p = 12,9 \text{ mm}$$

Die Speiseleitungsbreite W_f wird mit

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{r,\text{eff}}} \left[\frac{W_p}{h_s} + 1.393 + \frac{2}{3} \ln \left(\frac{W_p}{h_s} + 1.444 \right) \right]} \quad (46)$$

([22], S.174-182)

approximiert.

Die gewünschte Eingangsimpedanz Z_0 beträgt 50Ω . Die optimale Speiseleitungsbreite wurde mit Hilfe der bereits erwähnten Formel für die Impedanz von Mikrostreifen-Leitungen berechnet. Es ergibt sich für die Speiseleitungsbreite $W_f = 1,69 \text{ mm}$.

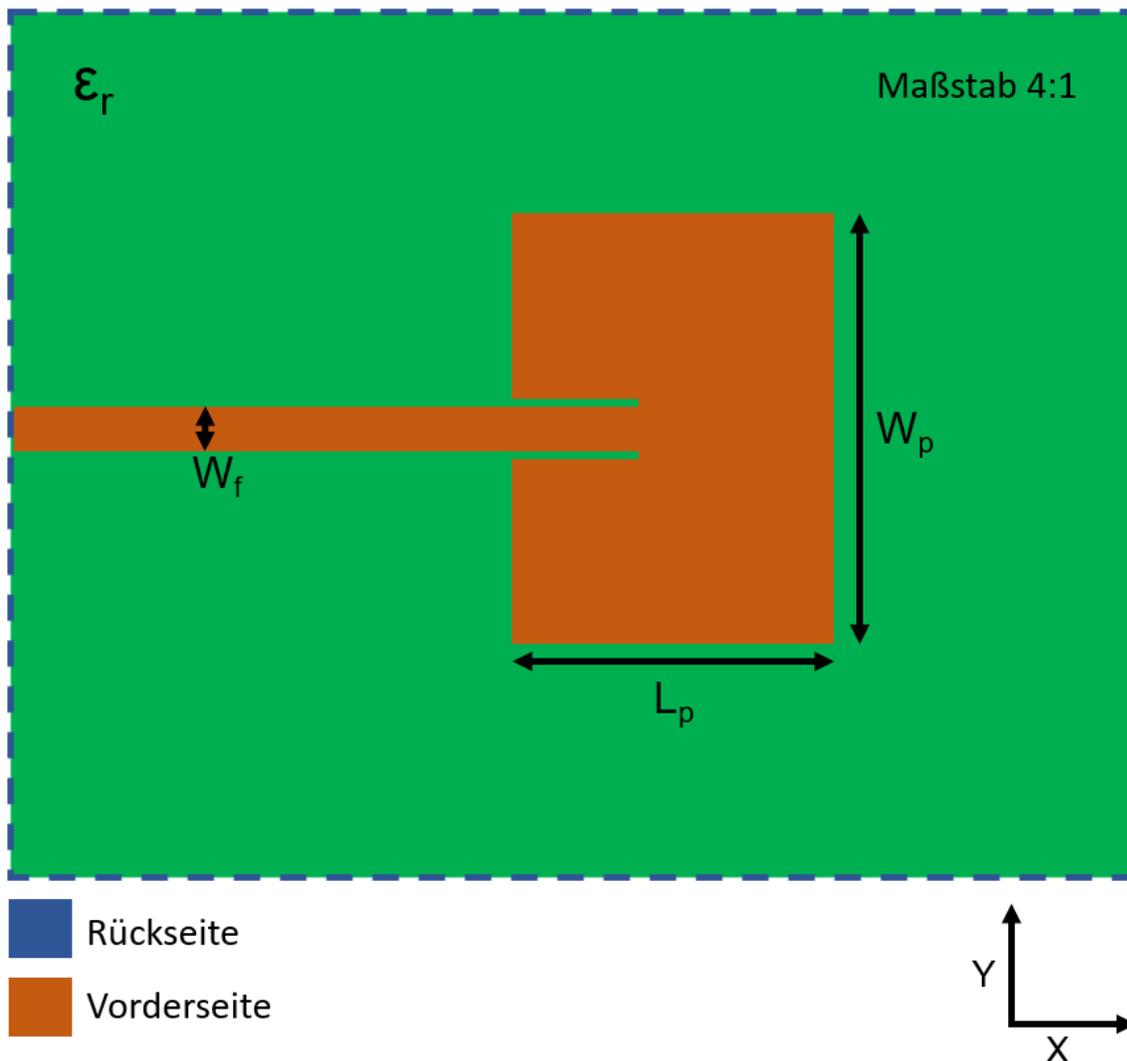


Abbildung 30 Patchantennen-Element Vorder- und Rückseite, maßstabsgetreu, Verhältnis 4:1

Abbildung 30 zeigt das Patchantennen-Element in Mikrostreifen-Bauweise. In Grün ist die Leiterplatte zu erkennen. In Braun ist die Kupferschicht auf der Vorderseite zu sehen. Blau ist die Kupferschicht auf der Rückseite, die gestrichelt-blauumrandete Fläche ist mit Kupfer ausgefüllt. Der Maßstab der Abbildung beträgt 4:1.

Für retrodirektive Antennenarrays werden einzelne Antennenelemente zusammengefasst, diese werden durch die Patchantenne gebildet.

Tabelle 5 Parameter der Patchantenne

Patchbreite	W_p	17,4	mm
Patchlänge	L_p	12,9	mm
Speiseleitungsbreite	W_f	1,69	mm

Die Parameter aus Tabelle 5 ergeben sich aus den vorherigen Berechnungen. Für eine bessere Übersicht werden diese noch einmal zusammengefasst.

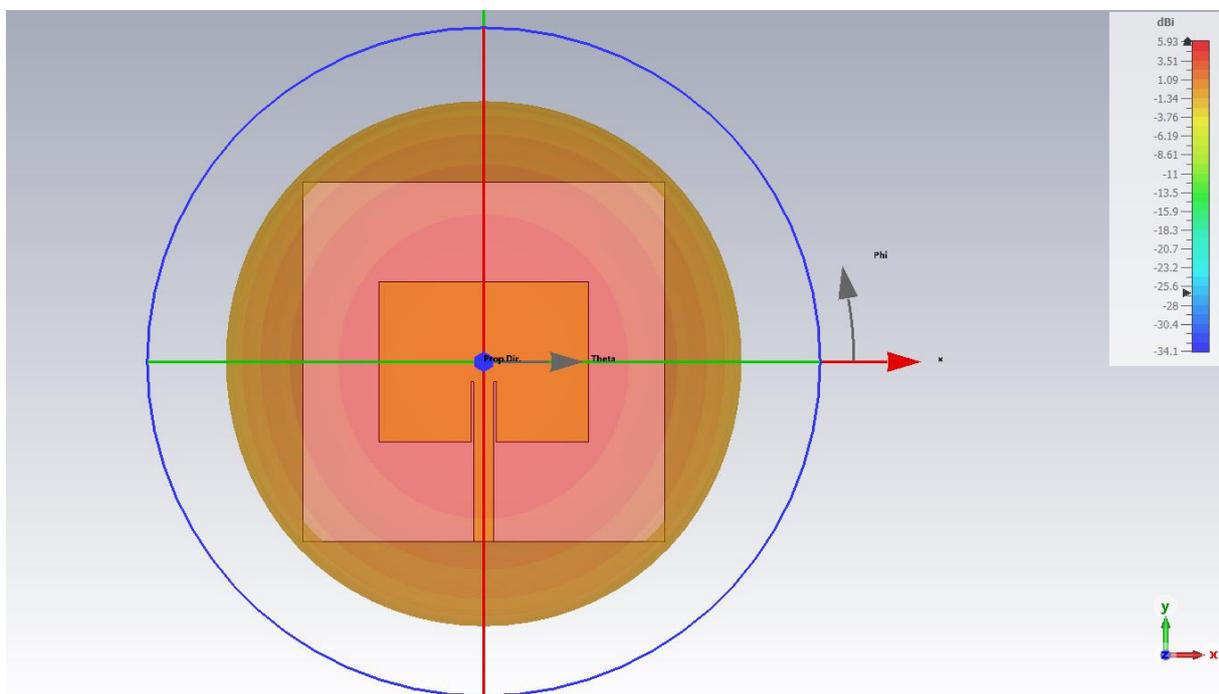


Abbildung 31 Frontansicht des Patchantennen-Elements, simuliertes Fernfeld in der X-Y Ebene mit Hilfe von CST-Studio Suite 2022

Abbildung 31 zeigt das dreidimensionale Antennendiagramm des Patchantennen-Elements. Die Frontansicht entspricht einem Blick auf die X-Y-Ebene. Simuliert wird das Fernfeld der Patchantenne. Die Intensität der Abstrahlung im Fernfeld wird durch einen Farbverlauf dargestellt, dieser ist im Bild auf der rechten Seite zu erkennen. Er verläuft mit absteigender Intensität von Rot über Gelb nach Grün. Rot entspricht dabei einer Abstrahlintensität von 5,93 dBi.

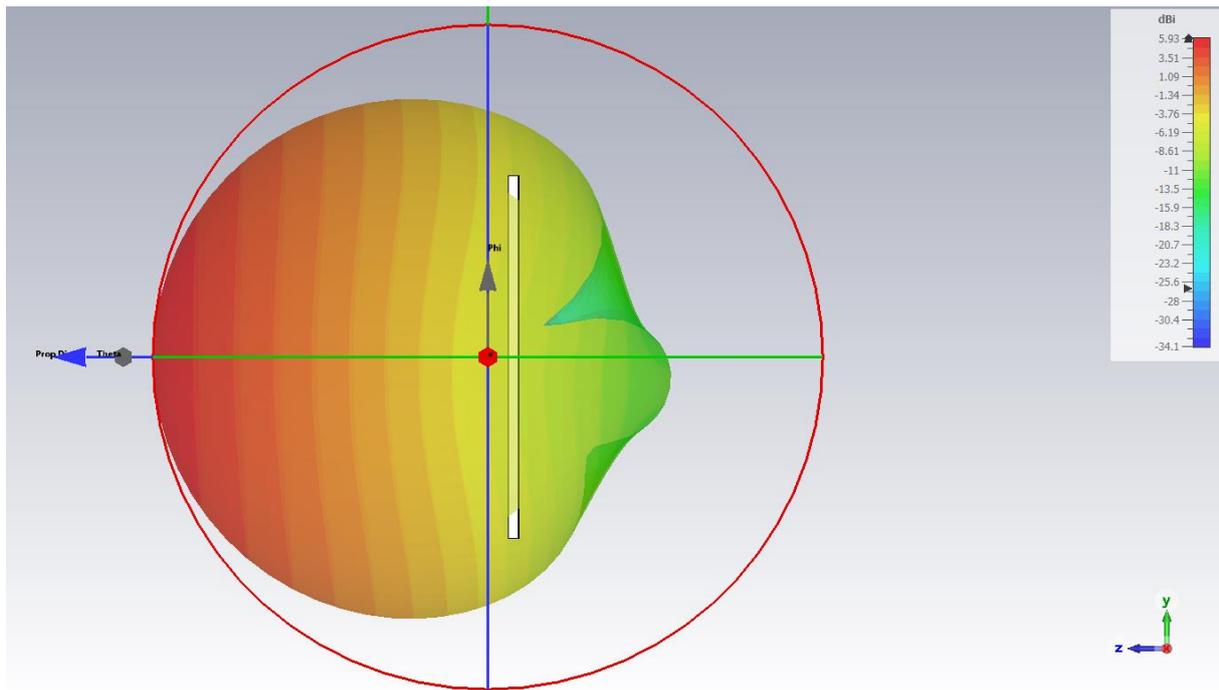


Abbildung 32 Seitenansicht des Patchantennen-Elements, simuliertes Fernfeld in der Y-Z Ebene mit Hilfe von CST-Studio Suite 2022

Abbildung 32 stellt die Seitenansicht auf das Patchantennen-Element dar. Die Seitenansicht entspricht einem Blick auf die Y-Z-Ebene des Elements. Aus dieser Ansicht wird die typische halbkugelförmige Abstrahlcharakteristik der Antenne deutlich. Der Farbverlauf zeigt eine Richtwirkung orthogonal zum Mittelpunkt der Frontplatte des PCBs.

Das in CST Studio Suite 2022 entworfene Antennenelement kann nun als Gerber-Datei exportiert werden und in Altium importiert werden. Es dient als Grundelement für die Antennenarrays.

3.5 Antennenarrays

In Kapitel 3.5 werden die Antennenarrays vorgestellt. Hierzu werden die Layouts in Altium Designer dargestellt, anschließend werden die gefertigten Arrays gezeigt. Alle Arrays bestehen aus Patchantennen-Elementen.

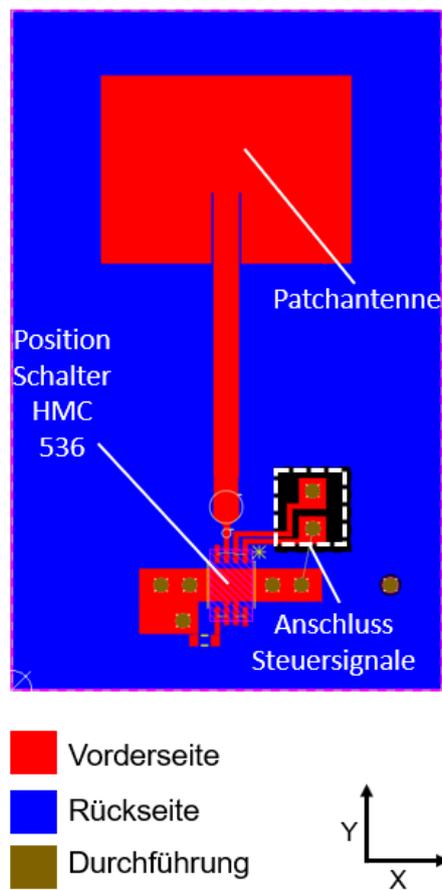


Abbildung 33 Patchantennen-Element mit äußerer Beschaltung, Grundelement der Arrays, Ansicht in Altium Designer

Abbildung 33 zeigt das Grundelement für die retrodirektiven Arrays. In rot ist die Vorderseite zu sehen, die Rückseite ist blau markiert. Braun zeigt eine Durchführung an. Der Blick liegt auf der X-Y-Ebene des PCBs. Im oberen Teil der Abbildung befindet sich das im vorherigen Kapitel vorgestellte Patchantennen-Element. Dies ist mit einem Wellenleiter mit dem Schalter HMC536 verbunden. Des Weiteren ist der Schalter mit den Steuersignalen und Ground-Potential verbunden. Die Steuersignale werden direkt an die dafür vorgesehenen Anschlüsse befestigt.

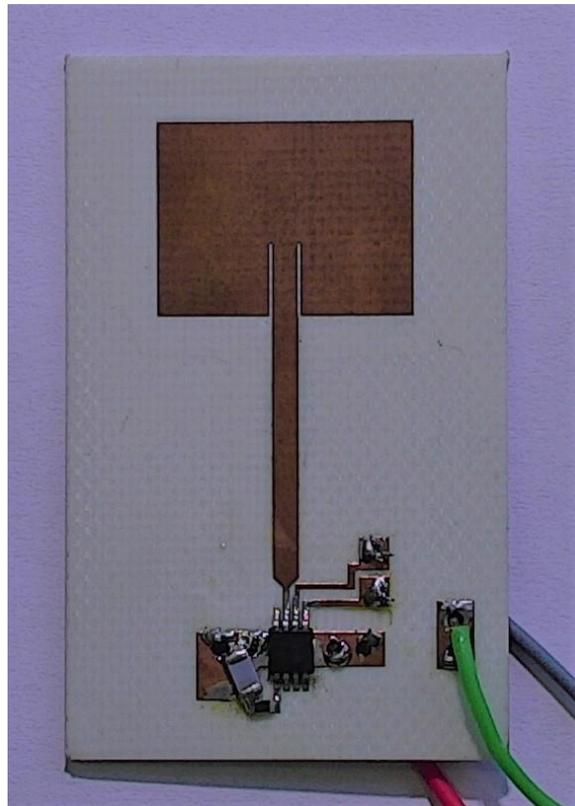


Abbildung 34 Frontansicht gefertigtes Grundelement der Patchantennen-Arrays

In Abbildung 34 ist das gefertigte Grundelemente für die Arrays zu erkennen. An der oberen Seite der Abbildung findet man die Patchantenne, die über einen Wellenleiter mit dem Schalter verbunden ist. Auf der rechten unteren Seite befindet sich der Verteiler für das Ground-Potential. Der obere Anschluss des Verteilers wird mit dem Ground-Potential verbunden. Der zweite Anschluss dient der Durchführung des Ground-Potentials an die Rückseite der PCB. Diese wird mit einer Drahtbrücke gewährleistet. Das graue und rote Kabel sind in diesem Fall die Steuersignale für den Schalter, sie werden rückseitig durch die dafür vorgesehenen Anschlüsse durchgeführt und verlötet. Auf der linken unteren Seite befindet sich ein nachträglich eingebrachter Kondensator mit einer Kapazität von 100 pF. Er dient der Blockierung von Gleichspannungen zwischen den vorder- und rückseitigen Kupferflächen. Die Kupferfläche unter dem Schalter wird ebenfalls mit dem Ground-Potential auf der Rückseite mit Hilfe von durchgeführten Drahtbrücken verbunden. In Reihe zum Kondensator befindet sich ein 50 Ω Widerstand.

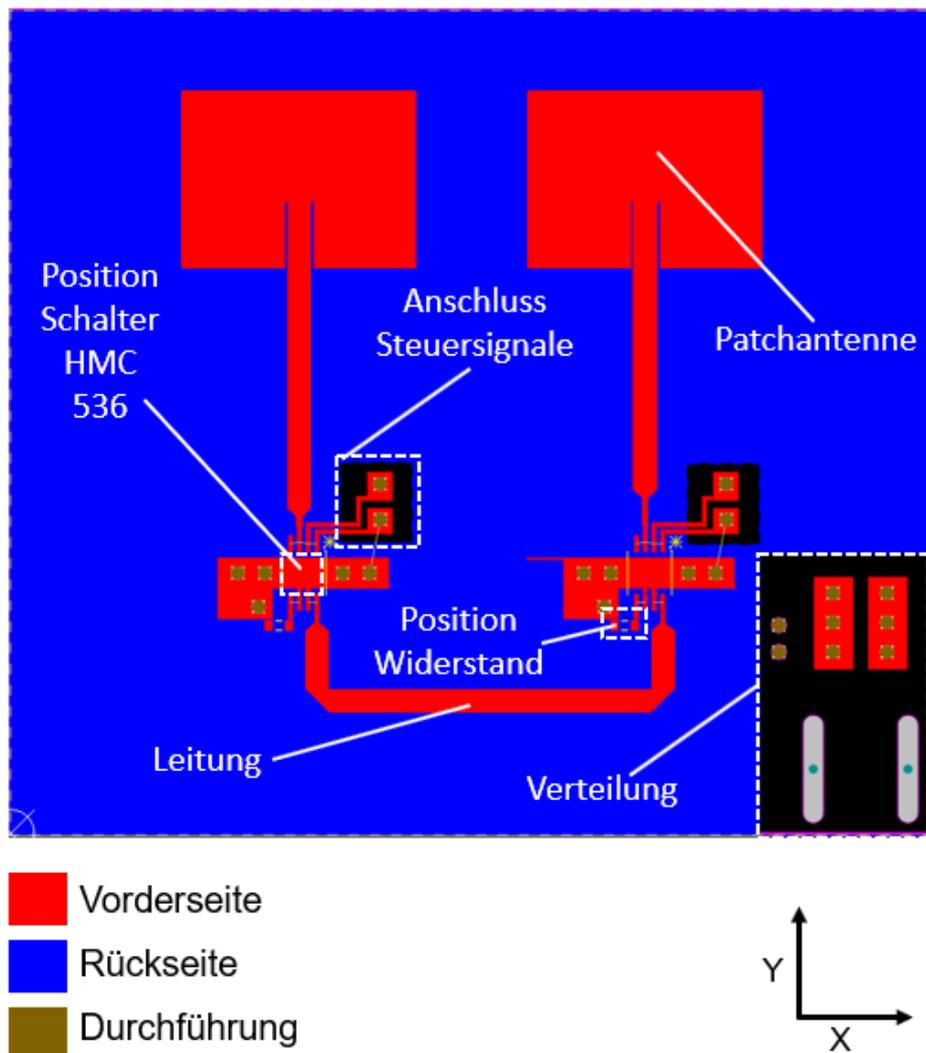


Abbildung 35 Retrodirektives Array mit 2 Patchantennen-Elementen, Ansicht in Altium Designer

Abbildung 35 zeigt das retrodirektive Array bestehend aus 2 Patchantennen-Elementen. In rot ist die Vorderseite der PCB zu erkennen. Blau kennzeichnet die Rückseite. Mit braun sind die Positionen für notwendige Durchführungen zwischen Vorder- und Rückseite markiert. In der unteren rechten Ecke befindet sich der Verteiler für die verschiedenen Spannungen, die auf der Platine notwendig sind. Die zwei Verteilerleisten mit jeweils drei Anschlusspunkten dienen dabei als Anschluss für die Steuersignale, die der Schalter HMC536 benötigt. Je eine der Anschlussleisten werden dabei mit einem Anschlusspunkt mit einem der Steuersignale des Arduinos verbunden. Die anderen beiden Anschlusspunkte dienen der Verteilung und werden mit einem der Anschlüsse für die Steuersignale verbunden. Die Leitung ist so ausgelegt, dass sie 50Ω Wellenwiderstand besitzt. Der Widerstand beträgt ebenfalls 50Ω .

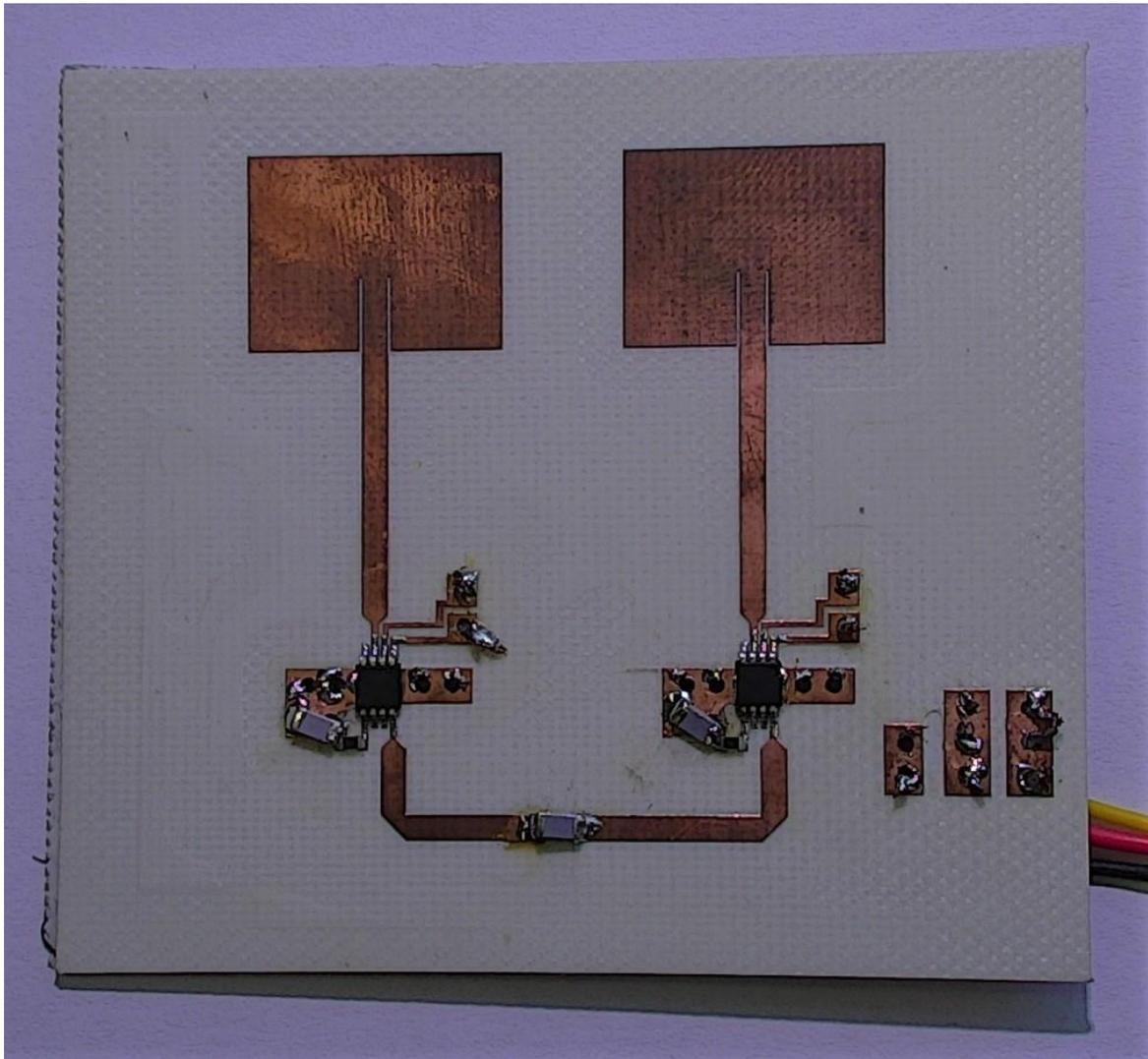


Abbildung 36 Gefertigtes Antennenarray mit 2 Patchantennen-Elementen und nachträglich hinzugefügten DC-Block Kondensatoren

Abbildung 36 zeigt das gefertigte retrodirektive Antennenarray mit zwei Patchantennen-Elementen. Das Bild wurde mit einer Mikroskopkamera aufgenommen. Deutlich erkennbar sind die Positionen der Schalter HMC536. In den beiden Ausbreitungssträngen befinden sich Kondensatoren, einer in Reihe zu einem Widerstand. Der andere befindet sich in der Leitung zum dazugehörigen Antennenelement.

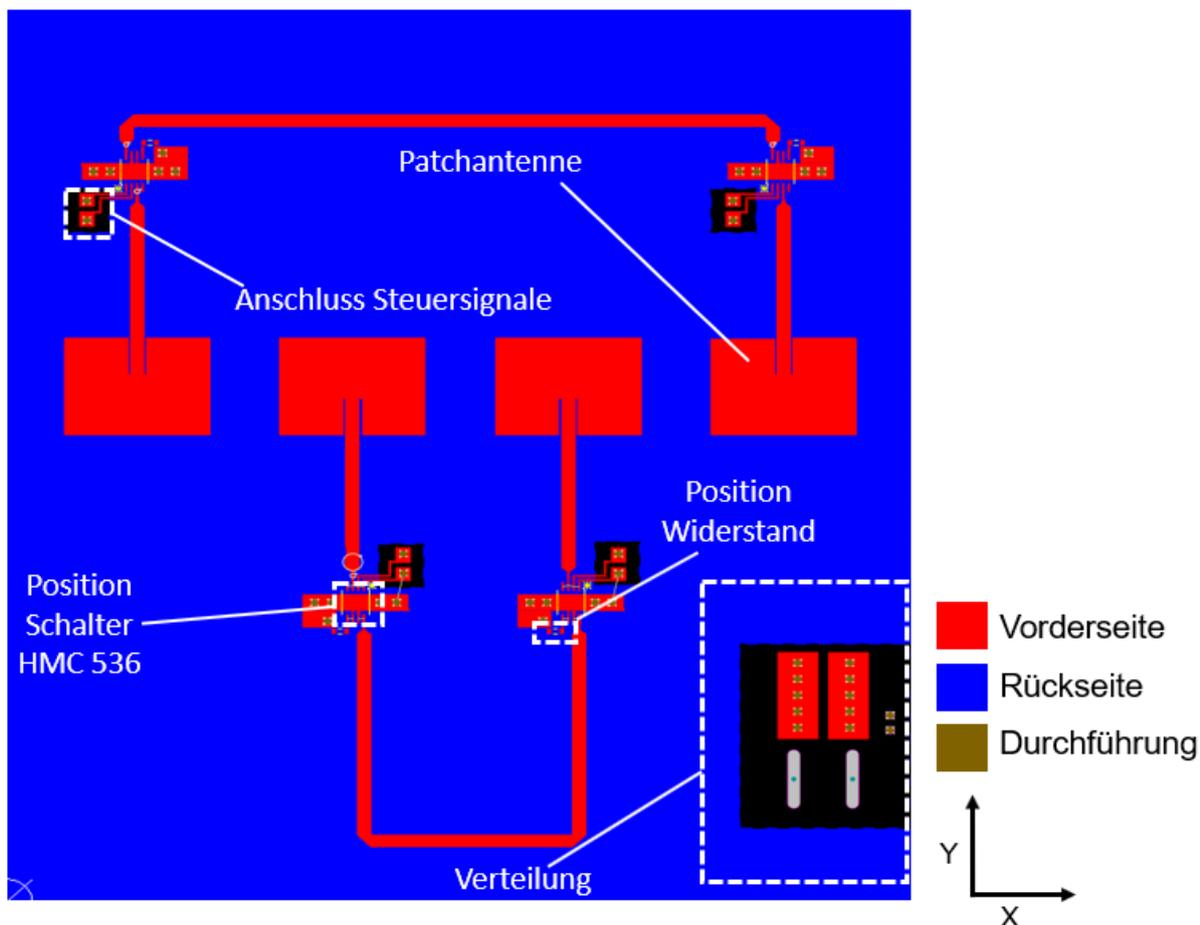


Abbildung 37 Retrodirektives Antennenarray bestehend aus 4 Patchantennen-Elementen, Ansicht in Altium Designer

Abbildung 37 zeigt das Antennenarray, bestehend aus vier Patchantennen-Elementen. In rot wird die Vorderseite des PCBs ersichtlich. Blau markiert die Rückseite, bestehend aus einer durchgängigen Kupferfläche, die als Ground-Potential dient. In braun zeigen sich die Durchführungen. Im Wesentlichen ist dieses Array eine Erweiterung des vorherigen Arrays mit zwei Antennenelementen. Die Erweiterung besteht aus den zwei jeweils außen liegenden Antennenelementen. Die Antennenelemente inklusive Schalter haben alle dasselbe Design. Die Leitungen, welche die Antennenelement-Paare miteinander verbindet, haben die gleiche Länge, sodass das Design des „Van-Atta-Array“ erfüllt ist.

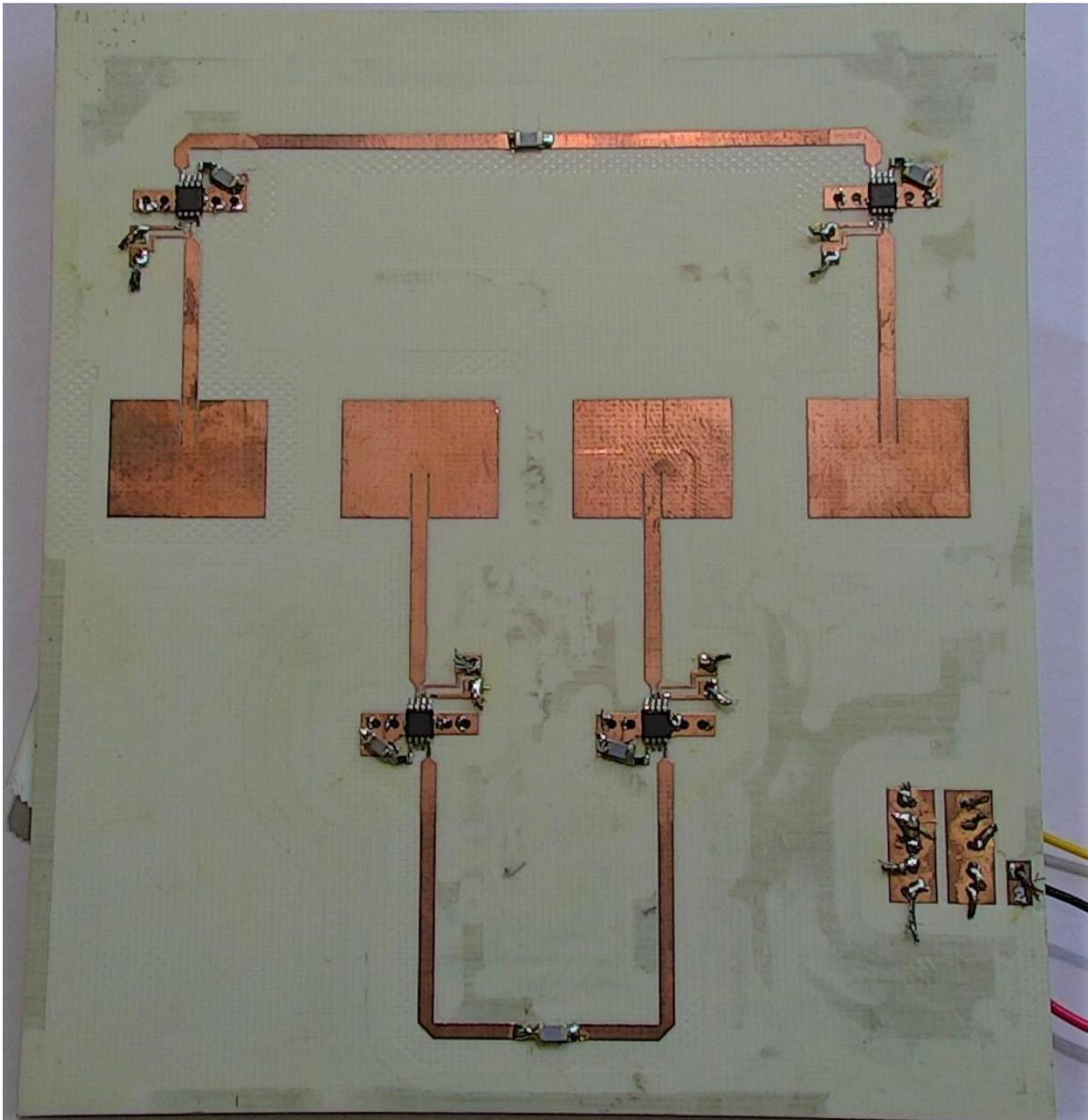


Abbildung 38 Gefertigtes Antennenarray mit 4 Patchantennen-Elementen und nachträglich hinzugefügten DC-Block Kondensatoren

Abbildung 38 zeigt das gefertigte retrodirektive Antennenarray bestehend aus vier Patchantennen-Elementen. Erkennbar sind die vier Antennen, die mittig auf der Platine verlaufen. Die zwei inneren Elemente und die zwei Äußeren sind jeweils zu Paaren zusammengefasst. Das Design der Schalter ist für jeden Strang identisch. Klar ersichtlich werden in der Abbildung die Kondensatoren, die in allen möglichen Ausbreitungssträngen der elektromagnetischen Welle liegen.

3.6 Hochfrequenz-Schalter HMC536

Im nun folgenden Kapitel wird die Funktion des Schalters HMC536 erklärt, hierzu wird das Schaltbild inklusive Pinbelegung erklärt. Abschließend wird ein Schaltplan für die im vorherigen Kapitel vorgestellten Arrays vorgestellt.

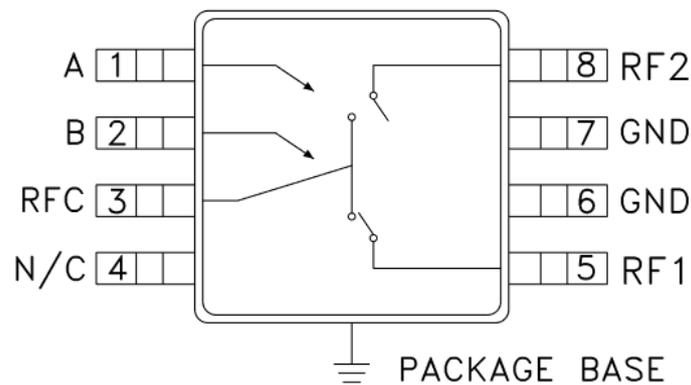


Abbildung 39 HMC536 HF-Schalter, Pinbelegung [6]

Abbildung 39 zeigt ein Beispiel für einen Hochfrequenzschalter. Am Kontakt RF1 wird ein 50 Ω Widerstand angeschlossen. Über die Kontakte RF2 und RFC sind die jeweiligen Patchantennen-Elemente zu Paaren verbunden. An den Kontakten A und B wird ein Arduino angeschlossen, dieser überträgt ein differentielles digitales Signal. So kann zwischen den beiden Zuständen gewechselt werden. Der Schaltvorgang erfolgt mit 1 kHz.

Im folgenden Abschnitt wird auf den Schaltplan eingegangen, zu diesem Zweck wird der Schaltplan für das Array mit zwei Patchantennen-Elementen erstellt und erörtert.

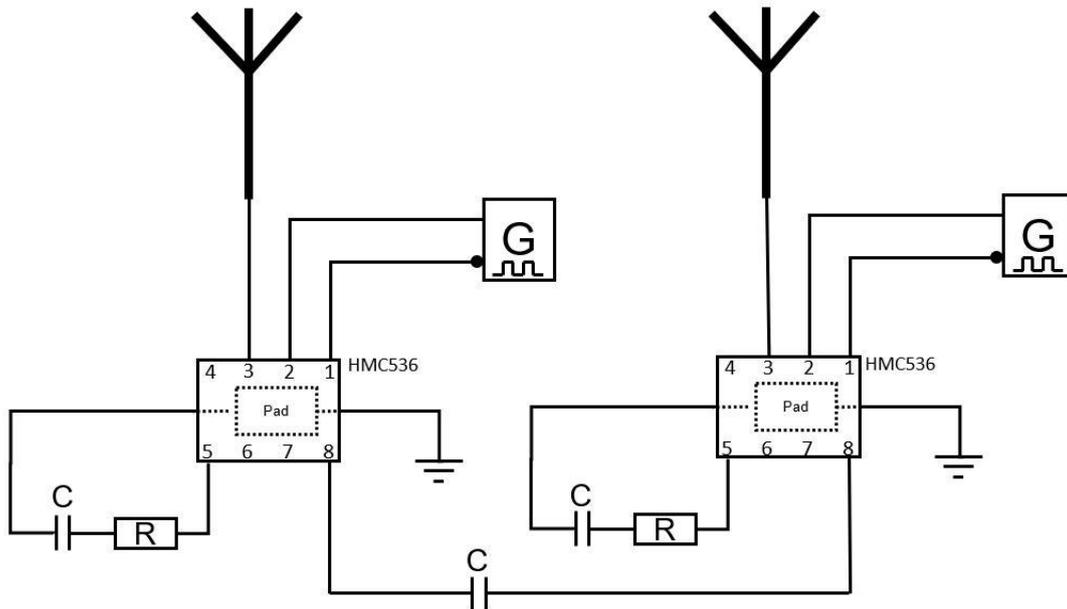


Abbildung 40 Schaltplan HMC536 im Antennenarray mit 2 Patchantennen-Elementen

Abbildung 40 zeigt den Schaltplan des Antennenarrays mit zwei Patchantennen-Elementen. Der linke und rechte Schaltungsteil ist identisch aufgebaut. Beide Schaltungsteile werden durch einen Wellenleiter verbunden. Mittig befindet sich im jeweiligen Schaltungsteil der Schalter HMC536. An den Pins 1 und 2 wird eine digitale Signalgeneration angeschlossen, die ein komplementäres Signal ausgibt. Am Pin 3 befindet sich die Patchantenne. An Pin 5 befindet sich eine Reihenschaltung aus einem $50\ \Omega$ Widerstand und einem $100\ \text{pF}$ Kondensator. Pin 8 ist mit dem Pin 8 des anderen Schaltungsteils verbunden. Die Pins 4, 6 und 7 sind über ein Pad, welches sich an der unteren Fläche des Schaltergehäuses befindet, mit dem Ground-Potential verbunden. Die beiden Schalter schalten beide Schaltungsteile synchron um. Die beiden Zustände sind Absorption und Durchgang. Absorption bedeutet das eintreffende Signal der Antenne wird mit dem $50\ \Omega$ Widerstand abgeschlossen, dies wird über Pin 5 realisiert. Durchgang bedeutet ein Durchschalten des Signals auf das andere Antennenelement, dies erfolgt über Pin 8.

3.7 Versuchsaufbau Antennendiagramm

In diesem Kapitel wird der Versuchsaufbau für die Messung des Antennendiagramms erklärt. Hierzu wird eine Skizze des Raums angefertigt und erörtert.

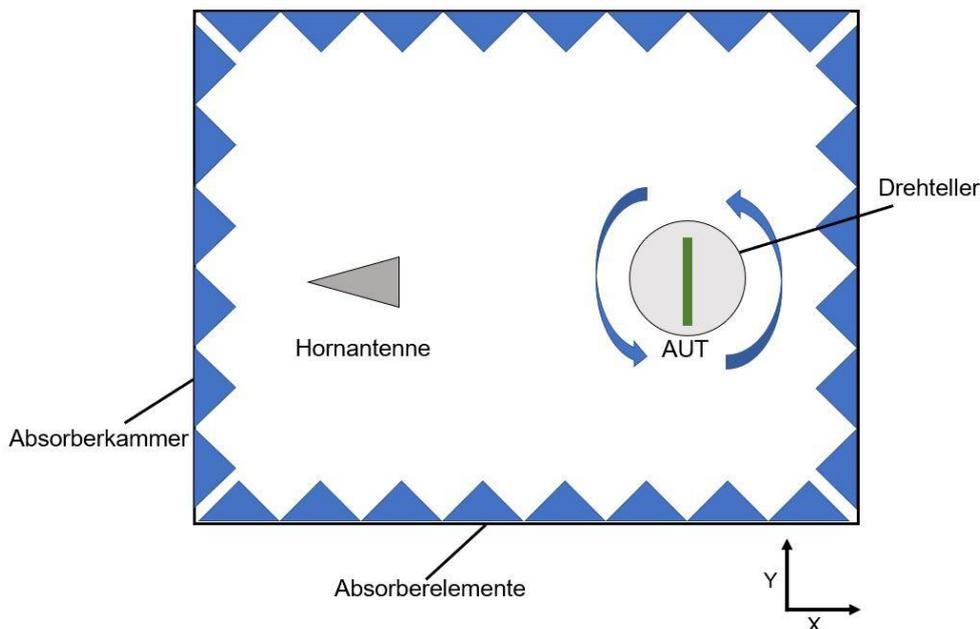


Abbildung 41 Versuchsaufbau Antennendiagramm, Absorberkammer in Vogelperspektive, Hornantenne und Drehteller dargestellt

Abbildung 41 zeigt die Absorberkammer aus der Z-Perspektive mit Blick auf die X-Y-Ebene. In dieser sind alle Oberflächen mit Absorberelementen bedeckt, sodass keine Reflexion der elektromagnetischen Wellen an den Oberflächen entsteht. Auf der rechten Seite befindet sich ein Drehteller, eingespannt ist die zu vermessende Antenne, also die AUT. Auf der linken Seite befindet sich ein Objektiv, auf dem eine Hornantenne befestigt ist. Die Parameter der Hornantenne sind bekannt. Die Hornantenne dient als Sendeantenne. Sende- und Empfangsantenne sind auf der Z-Achse auf derselben Höhe angeordnet. Zur Messung der Antennendiagramme wird der Drehteller in der X-Y-Ebene gradweise verfahren. Die Drehung erfolgt im Uhrzeigersinn um die Z-Achse.

Tabelle 6 Parameter Versuchsteil Antennendiagramm

Parameter		Einheit
Sweep Typ	Frequenz	-
Frequenz	5,86	GHz
Messpunkte	20001	1
Mittelfrequenzbandbreite	1	kHz

Tabelle 6 beschreibt die wichtigsten Parameter der Messung der Antennendiagramme. Es werden 20001 Messpunkt bei 5,86 GHz pro Grad aufgenommen. Ein Messpunkt ergibt sich aus dem arithmetischen Mittel der 20001 Messpunkte.

Der Antennengewinnfaktor der AUT ergibt sich aus dem Verhältnis der empfangenen Leistungen an der AUT zu der empfangenen Leistung an der Hornantenne. Der Antennengewinnfaktor der Hornantenne $G_{t,Horn}$ ist bekannt. Die gesendete Leistung, die Wellenlänge λ und der Abstand R sind ebenfalls bekannt.

$$\frac{P_{r,Horn} = P_{t,Horn} \cdot G_{t,Horn} \cdot G_{r,Horn} \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2}{P_{r,AUT} = P_{t,AUT} \cdot G_{t,AUT} \cdot G_{r,AUT} \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2} \quad (47)$$

Aus dieser Formel wird das Verhältnis

$$\frac{P_{r,Horn}}{P_{r,AUT}} = \frac{G_{t,Horn}}{G_{t,AUT}}$$

gebildet.

Logarithmiert man dieses Verhältnis und stellt nach dem unbekanntem Antennengewinnfaktor $G_{t,AUT}$ um, ergibt sich:

$$G_{t,Horn|dBi} + P_{r,AUT|dB} - P_{r,Horn|dB} = G_{t,AUT|dBi}$$

$G_{t,Horn}$ beträgt 10dBi, $P_{r,Horn}$ entspricht -5dBm und $P_{r,AUT}$ ergibt sich aus dem gemessenen Parameter S_{12} . Der Parameter $G_{t,AUT}$ wird in ein Antennendiagramm eingetragen, die Werte werden in dBi angegeben.

3.8 Versuchsaufbau Reflexion und Mehrwegeausbreitung

Der folgende Versuchsaufbau dient der Messung von Reflexion und Mehrwegeausbreitung in verschiedenen Räumen, in denen das RFID-System betrieben werden kann.

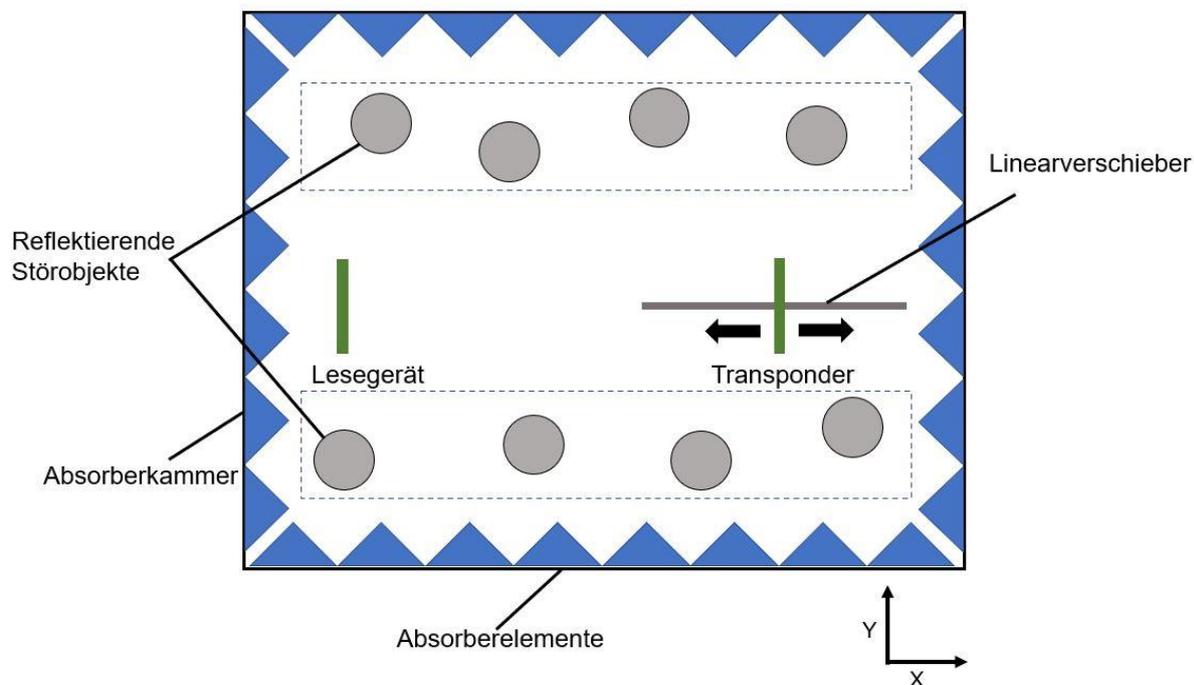


Abbildung 42 Versuchsaufbau Reflexion und Mehrwegeausbreitung, Absorberkammer in Vogelperspektive, Lesegerät, Transponder und Störobjekte eingezeichnet

Abbildung 42 zeigt die X-Y-Ebene der Absorberkammer. Auf der rechten Seite befindet sich der Linearverschieber auf dem der Transponder befestigt ist. Hierzu ist auf dem Linearverschieber eine Stange mit rechteckiger Grundfläche montiert, die orthogonal auf diesem steht. An der Seite der Stange ist ein Ausleger montiert, an dem der Transponder befestigt ist. Auf der linken Seite befindet sich das Lesegerät, dieses ist an einer runden Stange angebracht, sodass sowohl Transponder als auch Lesegerät auf derselben Höhe liegen. Das Lesegerät besteht aus einer Dipolantenne. Die Transponder sind die, in den vorherigen Kapiteln beschriebenen, retrodirektiven Antennenarrays. Der gestrichelte Bereich ist für Störobjekte vorgesehen und sollen die Mehrwegeausbreitung beeinflussen, indem sie die eintreffenden elektromagnetischen Wellen reflektieren. Zur Aufnahme der Messpunkte wird der Transponder mit Hilfe des Linearverschiebers schrittweise durch den Raum gefahren.

In diesem Abschnitt wird die Geometrie und Oberflächenbeschaffenheit der Störobjekte beschrieben.



Abbildung 43 Zylinderförmiges Störobjekt, Symmetrie in X-Y-Ebene

Abbildung 43 zeigt ein Störobjekt. Es handelt sich um eine zylinderförmige Struktur. Das Objekt besteht aus einem Rohr aus Kunststoff, welches flächendeckend mit handelsüblicher Aluminium-Folie beklebt wird. Die Objektform wird gewählt, da diese in Z-Achsen Richtung symmetrisch ist und somit unempfindlich gegenüber Rotation um die Z-Achse. Dies ist notwendig, da vermutet wird, dass eine hohe Empfindlichkeit der Mehrwegeausbreitung gegenüber einer solchen Rotation besteht.

Die Messräume für den Versuchsteil Mehrwegeausbreitung und Reflexion ergeben sich durch verschiedene Anordnungen der Störobjekte im Raum. Die Störobjekte stehen dabei nahe des direkten Weges zwischen Lesegerät und Transponder.

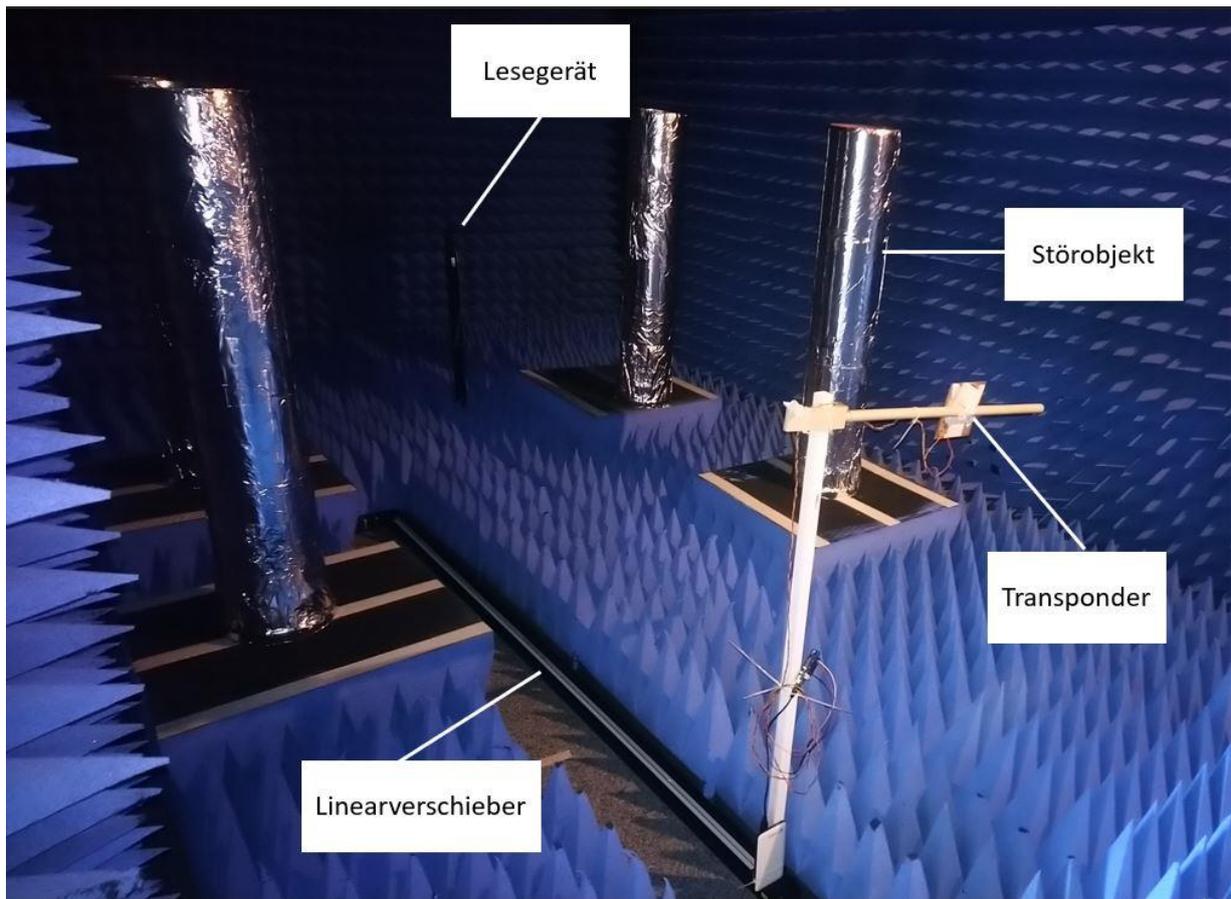


Abbildung 44 Beispielraum für den Versuchsteil Mehrwegeausbreitung und Reflexion

Abbildung 44 zeigt einen Beispielraum für den Versuchsteil Mehrwegeausbreitung und Reflexion. In blau sind die Absorberelemente mit denen der Raum ausgekleidet ist zu erkennen. Das Lesegerät steht dem Transponder gegenüber. Die Störobjekte sind nahe des direkten Ausbreitungsweges platziert.

Nun wird ein Überblick über alle Räume gegeben, in denen gemessen wird. Es werden Besonderheiten der Räume sowie Ähnlichkeiten der Räume zueinander herausgestellt.

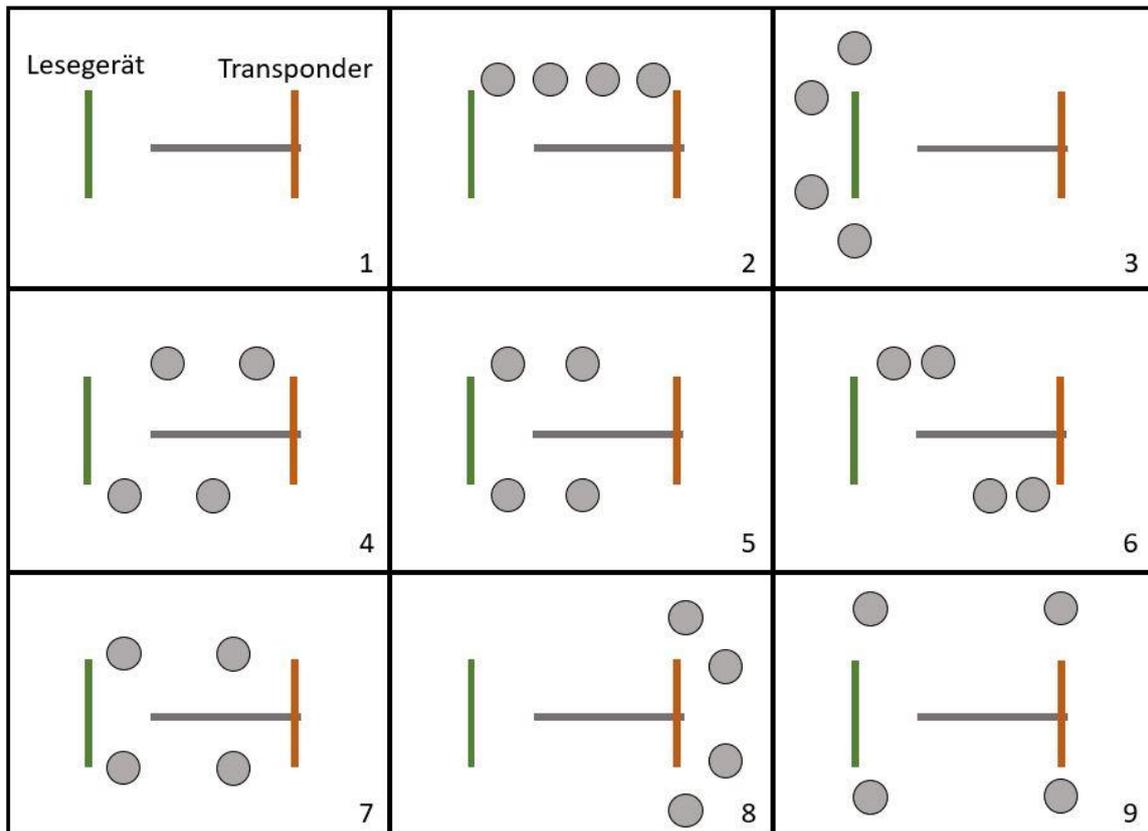


Abbildung 45 Übersicht über alle Messräume in der Absorberkammer

Abbildung 45 zeigt einen Überblick über die generierten Messräume. Insgesamt wurden neun verschiedene Räume mit Hilfe der Störobjekte erzeugt. In grün ist das Lesegerät gekennzeichnet, der Transponder ist orange markiert. Der graue Balken am Transponder stellt den Linearverschieber dar. Raum 1 entspricht einem leeren Raum, in diesem befinden sich keine Störobjekte. Räume 3 und 8 haben einen gleichartigen Aufbau, beide sind vertikal gespiegelt zueinander. Die Räume 4, 5 und 7 sind ebenfalls ähnlich zueinander.

In diesem Abschnitt wird auf die Messparameter des Netzwerkanalysators eingegangen.

Tabelle 7 Parameter Versuchsteil Fading

Parameter		Einheit
Sweep Typ	Continuous Wave	-
Sweep Zeit	145,21	ms
Messpunkte	20001	1
Mittenfrequenzbandbreite	10	kHz

Tabelle 7 zeigt die Parameter für den Versuchsteil Reflexion und Mehrwegeausbreitung. Die Art des Sweeps ist eine Continuous Wave (Abk.: CW, dt.: kontinuierliche Welle). Das bedeutet, dass eine Größe im Zeitbereich gemessen wird. Insgesamt wird mit diesen Einstellungen des Netzwerkanalysators der Parameter S_{11} an der Empfangsantenne gemessen.

4. Ergebnisse

4.1 Streuparameter S_{11} der Einzelemente

In diesem Kapitel wird der Streuparameter S_{11} ausgewertet. Dieser Parameter gibt Aufschluss darüber, ob die betrachtete Antenne die eingebrachte Leistung in den Freiraum abstrahlt. Die Darstellung erfolgt als logarithmische Darstellung und im Smith-Chart.

4.1.1 Messparameter

Die Messung des Streuparameters erfolgt mit dem N5222B Keysight. Dies ist ein 2-Port Mikrowellen Netzwerkanalysator (Abk.: NWA) [17].

Tabelle 8 Messparameter Versuchsteil Antennendiagramm

Anzahl der Messpunkte	4001	1
Frequenzbereich	5,5-6,1	GHz
Schrittweite	200	kHz

In Tabelle 8 sind die eingestellten Parameter des NWA zu sehen. Die Anzahl der Messpunkte entspricht dem Maximum des NWAs. Der Frequenzbereich ist symmetrisch, mit Δf von 0,3 GHz, um die erwartete Resonanzfrequenz von 5,8 GHz eingestellt. Die Schrittweite von 200 kHz ergibt sich aus den beiden ersten Parametern.

4.1.2 Streuparameter S_{11} der Patchantenne

Nun wird der Streuparameter S_{11} der Patchantenne vorgestellt. Zu diesem wird der Parameter S_{11} grafisch in logarithmischen Diagrammen und Smith-Charts dargestellt.

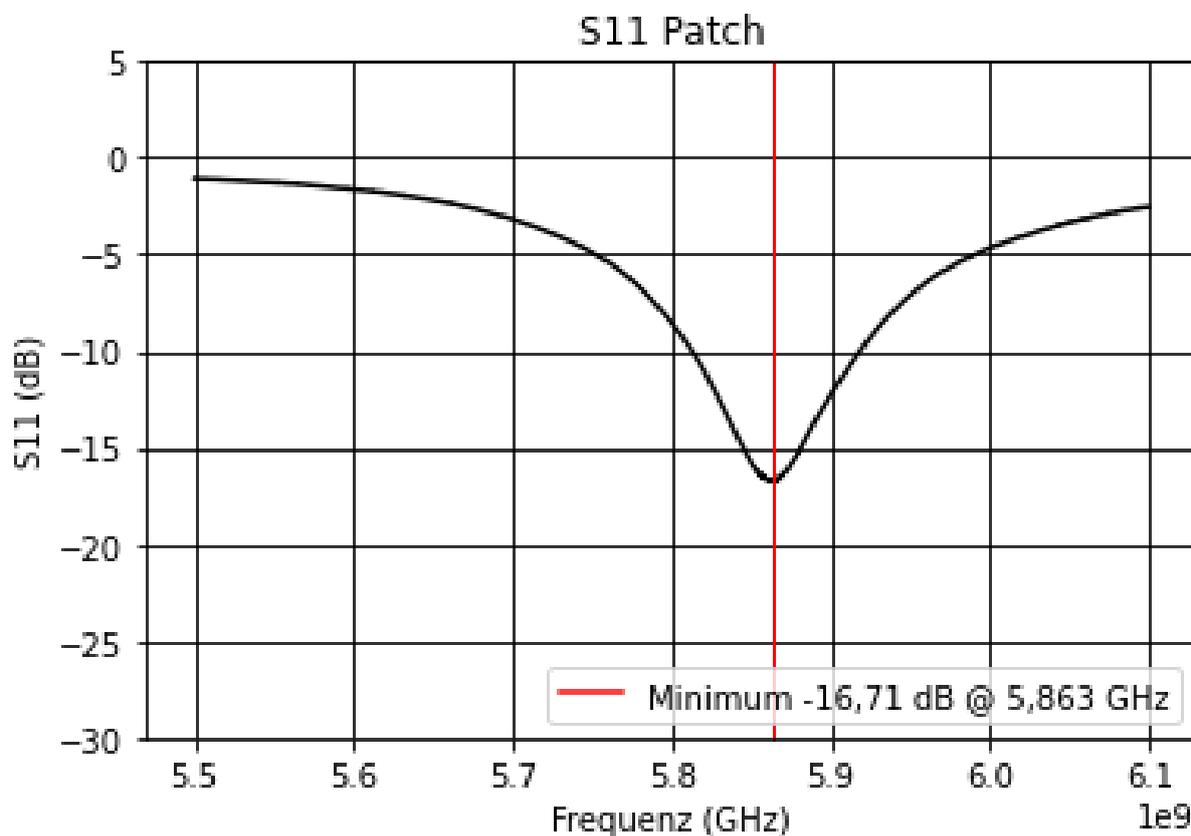


Abbildung 46 Parameter S_{11} Patchantenne logarithmische Darstellung

Abbildung 46 zeigt den Verlauf des Parameters S_{11} . Die Unterteilung der Y-Achse erfolgt in 5 dB-Schritten. Auf der X-Achse ist die Frequenz in GHz aufgetragen. Das Minimum der Kurve beträgt -16,71 dB und liegt bei 5,863 GHz. An dieser Stelle liegt die Resonanzfrequenz der Patchantenne. Die Bandbreite beträgt circa 52 MHz.

■ S11 Smith 1.000U/ 1.00U

> 1: 5.865 GHz 46.71 Ω
2.11 pF -12.87 Ω

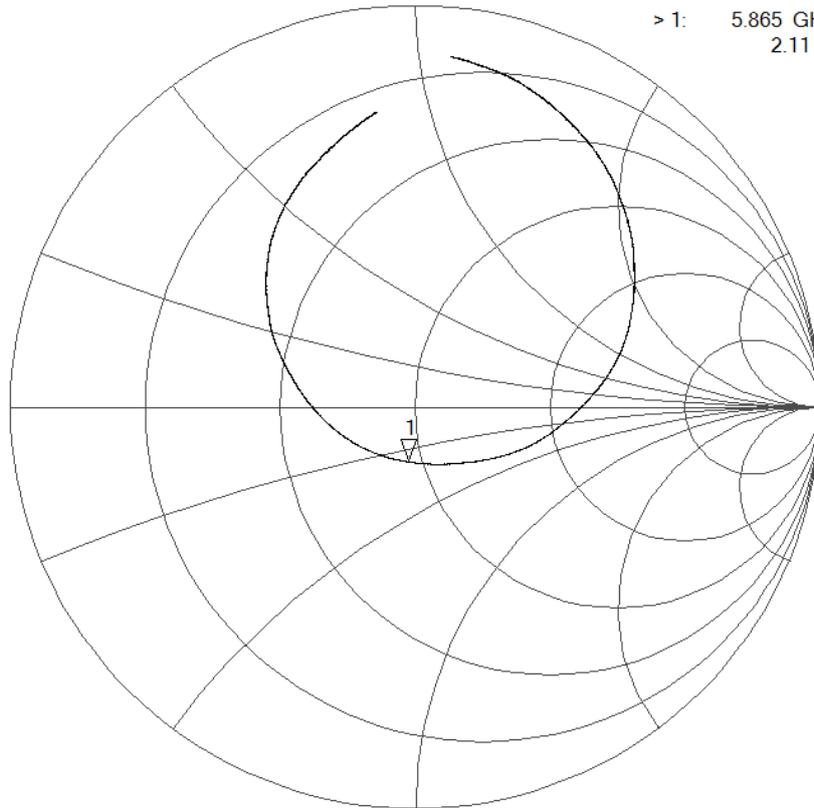


Abbildung 47 Parameter S_{11} Patchantenne Smith-Chart

In Abbildung 47 ist die Kurve des Parameters S_{11} in einem Smith-Chart dargestellt. Der Realteil der Antennenimpedanz beträgt im Minimum 46,71 Ω bei einer Frequenz von 5,865 GHz. Der Imaginärteil beträgt -12,87 Ω . Dieser Wert entspricht einem kapazitiven Anteil.

4.1.3 Streuparameter S_{11} der Dipolantenne

In diesem Unterkapitel wird auf den Streuparameter S_{11} der Dipolantenne eingegangen. Hierzu werden Diagramm und Smith-Chart angefertigt und beschrieben.

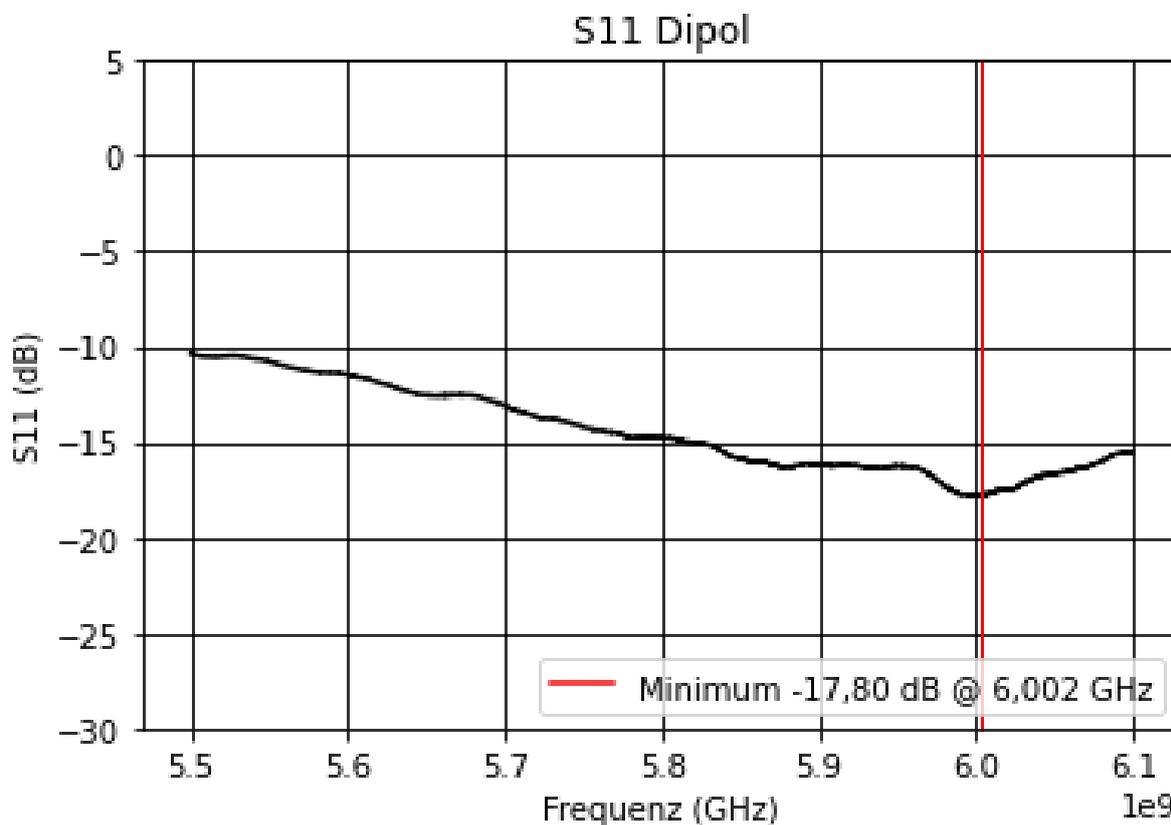


Abbildung 48 Parameter S_{11} Dipolantenne logarithmische Darstellung

Abbildung 48 zeigt den Verlauf des Parameters S_{11} der Dipolantenne in dB. Die Schrittweite in Richtung der Y-Achse beträgt 5 dB/Div. Das Minimum des Verlaufs liegt bei 6,002 GHz mit -17,8 dB. Insgesamt verläuft die Kurve flach, sodass sich ein konstant niedriger Pegel über einen weiten Frequenzbereich für den Parameter S_{11} ergibt.

■ S11 Smith 1.000U/ 1.00U

> 1: 5.822 GHz 44.08 Ω
426.09 pH 15.59 Ω

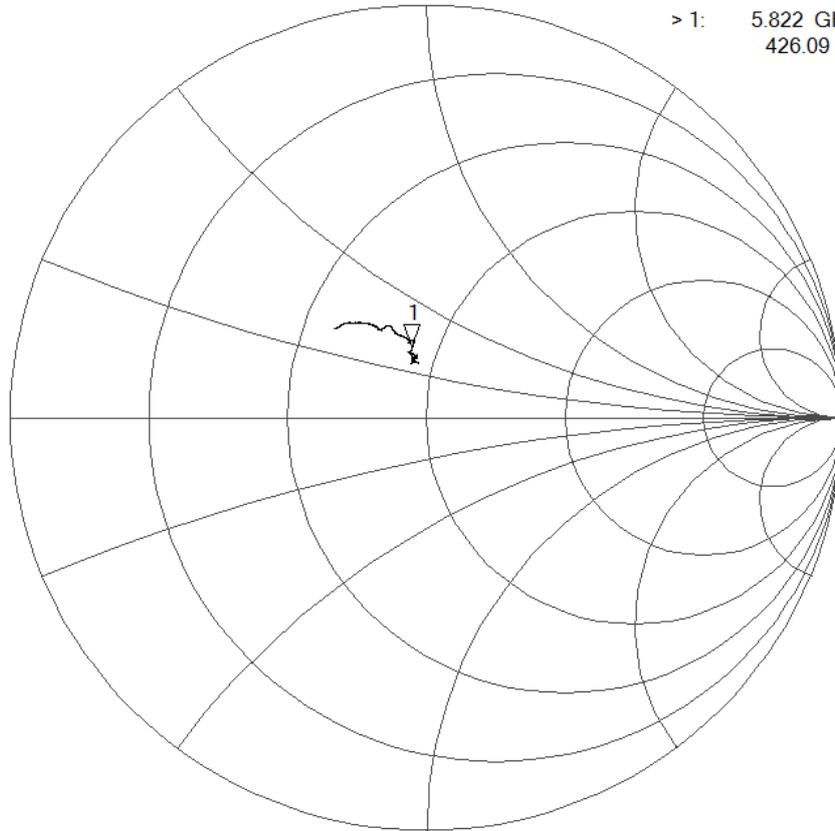


Abbildung 49 Parameter S_{11} Dipolantenne Smith-Chart

Abbildung 49 zeigt das Smith-Chart des Parameters S_{11} der Dipolantenne. Der Realteil der Impedanz bei 5,822 GHz beträgt 44,08 Ω. Der Imaginärteil ist mit 15,59 Ω positiv, das entspricht einem induktiven Anteil. Der Radius, um den sich die Kurve bewegt, ist klein, sodass sich keine großen Veränderungen der Impedanz über die Kurve ergibt.

4.2 Antennendiagramme

In diesem Kapitel werden die Antennendiagramme vorgestellt. Zuerst wird auf das Diagramm der Patchantenne eingegangen, anschließend auf den Dipol.

4.2.1 Antennendiagramm Patchantenne

Als erstes wird das Antennenrichtdiagramm des Patches vorgestellt und erläutert.

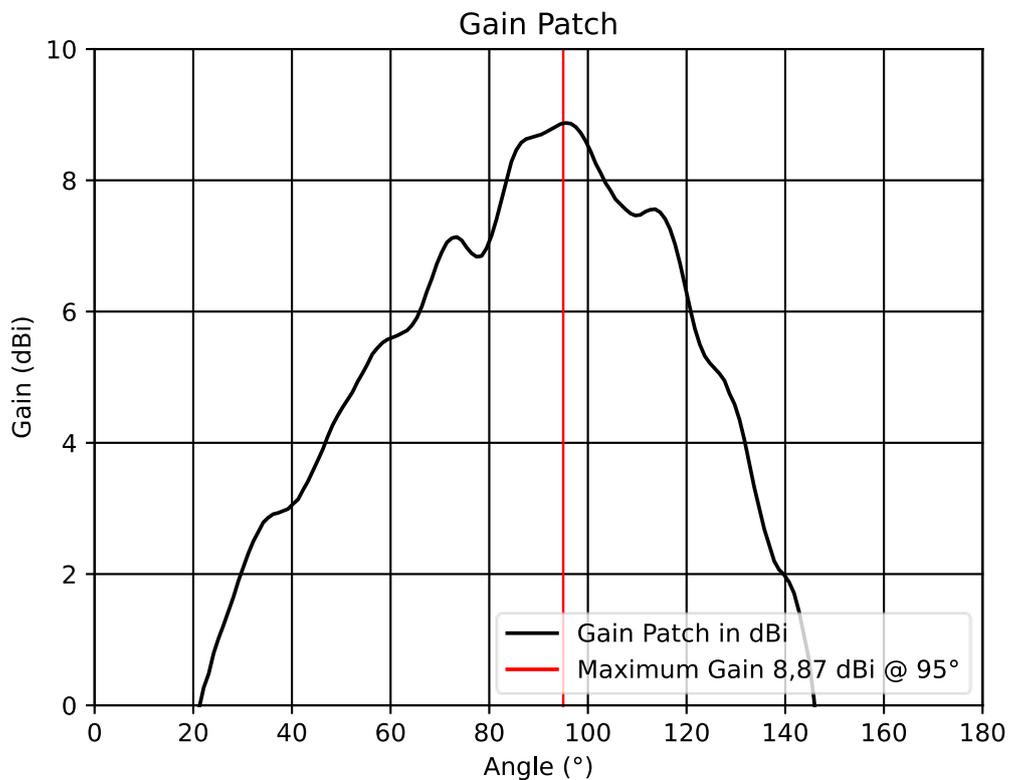


Abbildung 50 Antennengewinnfaktor der entworfenen Patchantenne

Abbildung 50 zeigt den Antennengewinnfaktor des entworfenen Patchantennen-Elements. Auf der Y-Achse ist der Antennengewinnfaktor in dBi aufgetragen, die Unterteilung erfolgt in 2 dBi/div. Auf der X-Achse ist der Winkel in Grad aufgetragen. Der Verlauf des Gewinnfaktors erfolgt von den beiden Rändern aus stark monoton steigend bis zur 95° Stelle. Dort liegt das Maximum des Gewinnfaktors mit 8,87 dBi. An dieser Stelle liegt die Hauptabstrahlrichtung. In den Bereichen von 0 bis ca. 21° und 142° bis 180° strahlt die Antenne nicht ab.

4.2.2 Antennendiagramm Dipol

Nun wird das Antennendiagramm des entworfenen Dipols vorgestellt. Es wird das zugehörige Diagramm erläutert und die wichtigsten Beobachtungen benannt.

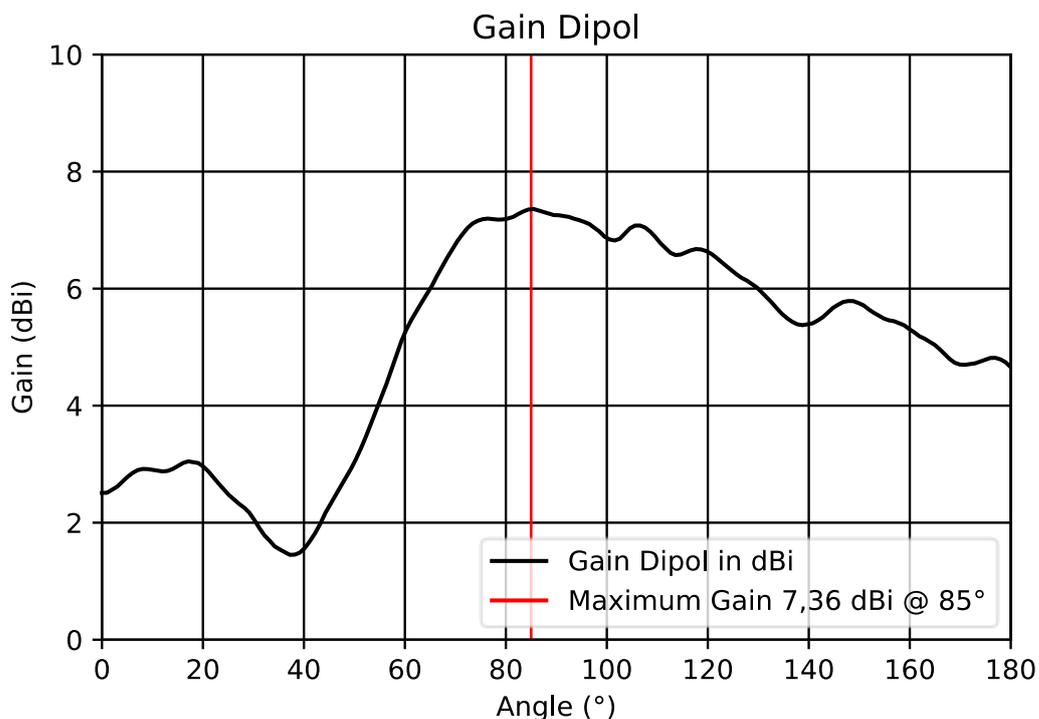


Abbildung 51 Antennengewinnfaktor des entworfenen Dipols

Abbildung 51 zeigt den Antennengewinnfaktor des entworfenen Dipols. Auf der Ordinate ist der Antennengewinnfaktor in 2 dBi/div aufgetragen. Auf der Abszisse ist der Winkel aufgetragen. Die schwarze Linie kennzeichnet den Antennengewinnfaktor, in rot wird das Maximum des Antennengewinns abgelesen. Im Bereich 0 bis 40° befindet sich ein Bereich in dem die Intensität ca. ein Viertel so stark wie im Maximum fokussiert wird. Dieser Fokus bricht bei 40° ein, um dann monoton bis circa 78° zu steigen. Die Kennlinie verharrt dann etwa auf dem Maximum von 7,36 dBi, um dann langsam auf etwa 5 dBi zwischen 85° und 180° abzusinken.

4.3 Reflexion und Mehrwegeausbreitung

In diesem Kapitel werden die Messergebnisse des Versuchsteils Reflexion und Mehrwegeausbreitung beschrieben. Zuerst werden die Ergebnisse der Leerräume dargestellt. Anschließend werden die entstandenen Histogramme dargestellt. Dann wird auf zwei Räume etwas genauer eingegangen. Abschließend werden die Messungen im Konferenzraum 256 des Fraunhofer-Instituts vorgestellt.

4.3.1 Räume

In diesem Abschnitt werden die Messergebnisse des leeren Raums vorgestellt. Leerer Raum bedeutet in diesem Zusammenhang, dass kein Störobjekt im Raum vorhanden ist.

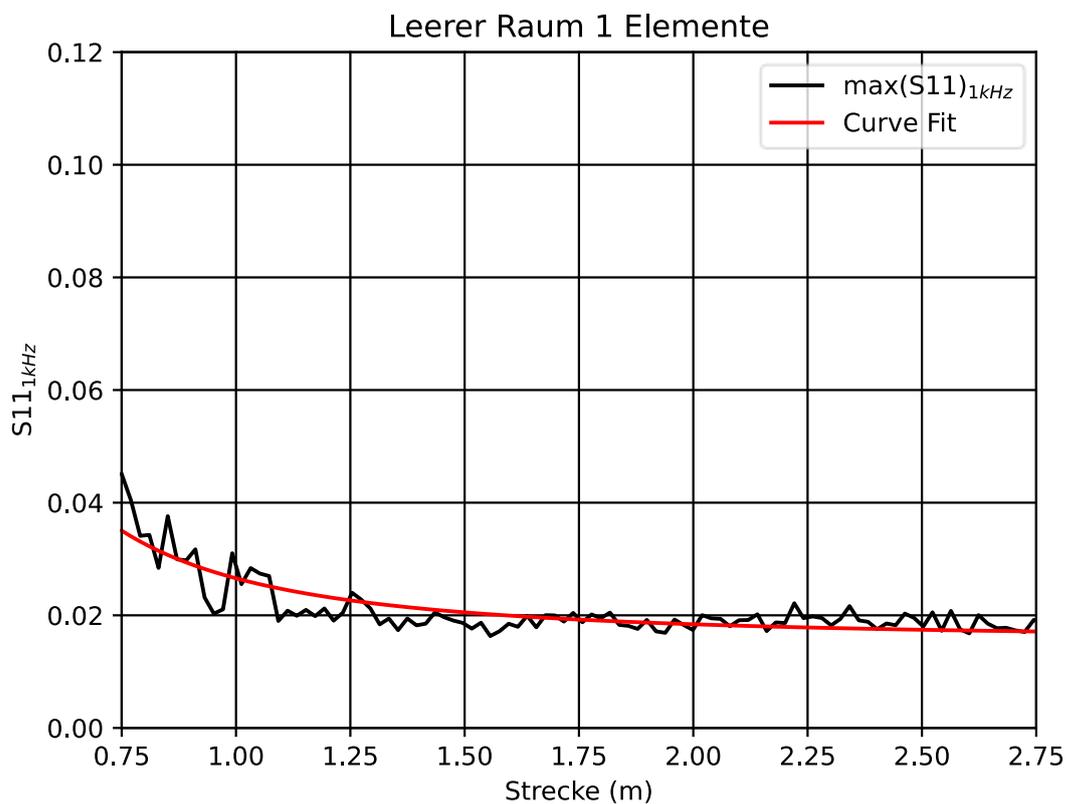


Abbildung 52 Messkurve leerer Raum, die Messung erfolgt mit dem Transponder bestehend aus einem Antennen-Element

Abbildung 52 zeigt die Messkurve des leeren Raumes des Arrays mit nur einem Antennenelement. Auf der Y-Achse wird der Parameter $S_{11,1\text{kHz}}$ aufgetragen. Auf der X-Achse wird der räumliche Abstand zwischen Lesegerät und Transponder aufgetragen. Die schwarze Linie bildet den Parameter $\max(S_{11})$ bei 1 kHz ab. Die rote Kurve ist an den Verlauf der Kennlinie S_{11} angepasst. Die schwarze Kurve startet bei 0,75 m mit einem Wert von etwa 0,04 für S_{11} . Die Kurve flacht dann schnell ab und erreicht bei etwa 1,1 m den finalen Wert von 0,02 und beharrt auf diesem. Die rote Kurve fällt zwischen 0,75 m und 1,5 m hyperbelförmig ab und bleibt dann kontinuierlich bei etwa 0,02.

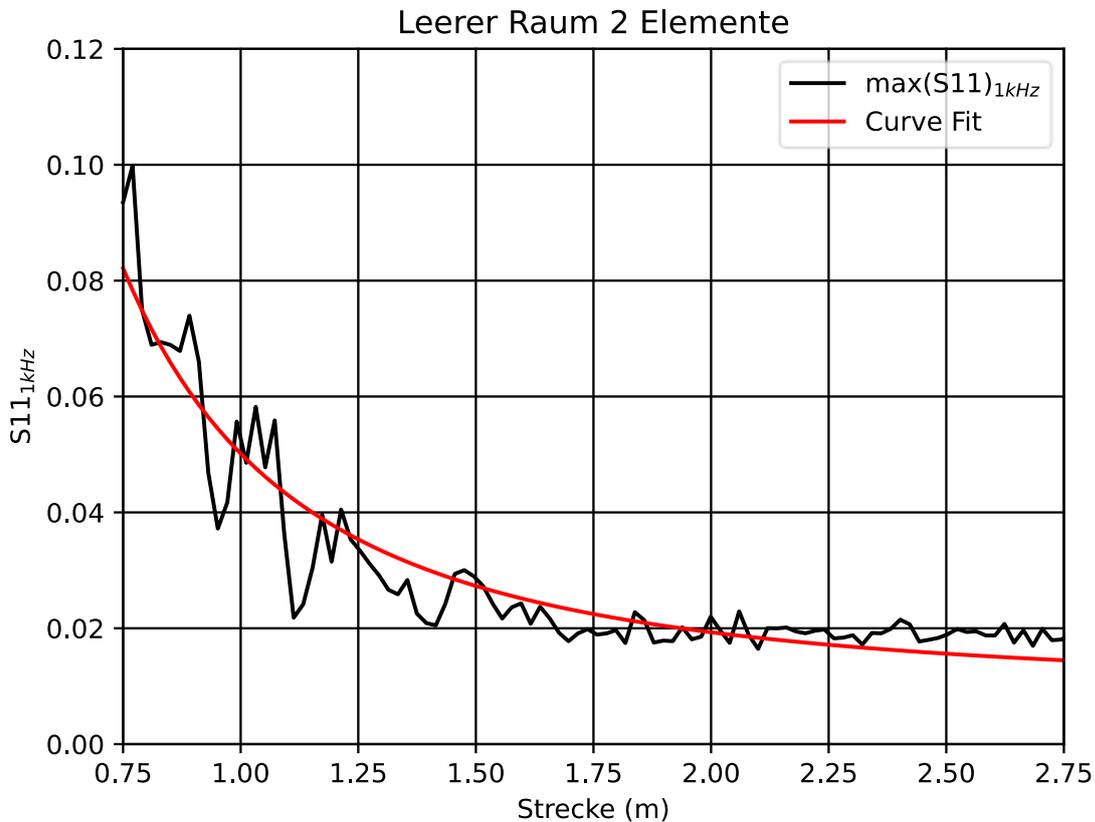


Abbildung 53 Messkurve leerer Raum, die Messung erfolgt mit dem Transponder bestehend aus zwei Antennen-Elementen

Abbildung 54 zeigt die Messkurve des leeren Raums, vermessen wird der Transponder bestehend aus zwei Antennenelementen. Auf der X-Achse ist die Strecke in Metern aufgetragen. Auf der Y-Achse ist der Parameter S_{11} bei 1 kHz eingezeichnet. Der Parameter Maximum von S_{11} bei 1 kHz ist in schwarz gekennzeichnet. Die an diesen Parameter angepasste Kurve ist in rot zu erkennen. Die Anpassung erfolgt dabei mit der quadratischen Regressionsformel

$$f_{\text{fit}}(x) = a \frac{1}{x} + b \tag{48}$$

Die Kurve bildet dann die Werte des minimalen quadratischen Fehlers ab.

Die schwarze Kurve beginnt auf der linken Seite bei einem Wert von 0,1. Es zeigen sich deutliche Ausschläge im Verlauf der Kurve, diese liegen bis 1,5 m bei circa 0,02. Ab 1,5 m verhardt die Kurve auf etwa 0,02, die Ausschläge ab dieser Stelle klein. Die rote Kurve folgt einem hyperbelförmigen Verlauf zwischen 0,75 m und 2 m. Der Fall beginnt bei einem Wert von ca. 0,08 und endet bei 0,02.

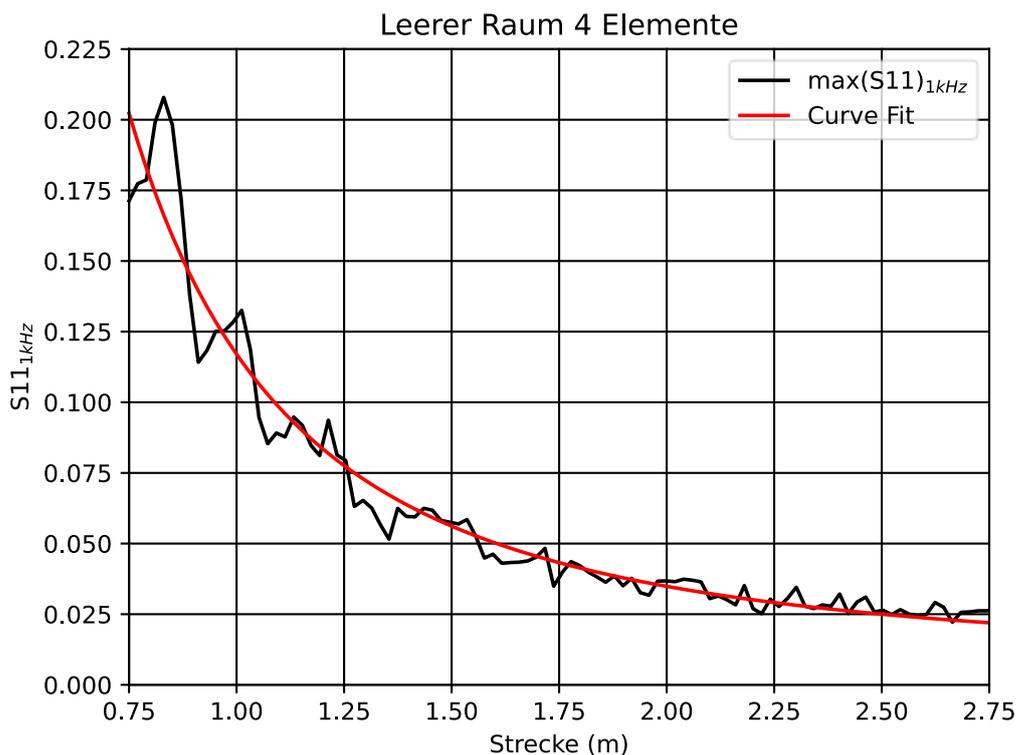


Abbildung 54 Messkurve leerer Raum, die Messung erfolgt mit dem Transponder bestehend aus vier Antennen-Elementen

Abbildung 55 zeigt die Messkurve des leeren Raums mit einem Transponder, der aus vier Antennenelementen besteht. Auf der Y-Achse ist der Parameter S_{11} bei 1 kHz aufgetragen. Die X-Achse beschreibt die Strecke in Meter. Die schwarze Kurve zeichnet das Maximum des Parameters S_{11} bei 1 kHz ab. Die rote Kurve ist an diese angepasst. Die schwarze Kurve beginnt bei etwa 0,175 und hat einen deutlichen Ausschlag nach oben auf den Wert 0,2. Dieser fällt dann schlagartig ab auf 0,125, dieser Wert liegt bei 1 Meter. Ab dieser Stelle sind die Ausschläge deutlich kleiner. Die Kurve fällt ab bis 2,75 m, an dieser Stelle liegt der Wert von S_{11} bei 0,025. Die rote Kurve fällt auf der ganzen Länge hyperbelförmig von 0,2 auf 0,025 ab.

4.3.2 Ergebnisse eines Raums im Vergleich

Nun wird das Messergebnis von Raum 2 vorgestellt. Dazu wird das Diagramm, welches mit dem Transponder bestehend aus zwei Elementen aufgenommen wurde sowie die Normierung erklärt und anschließend in die Methodik eingeordnet.

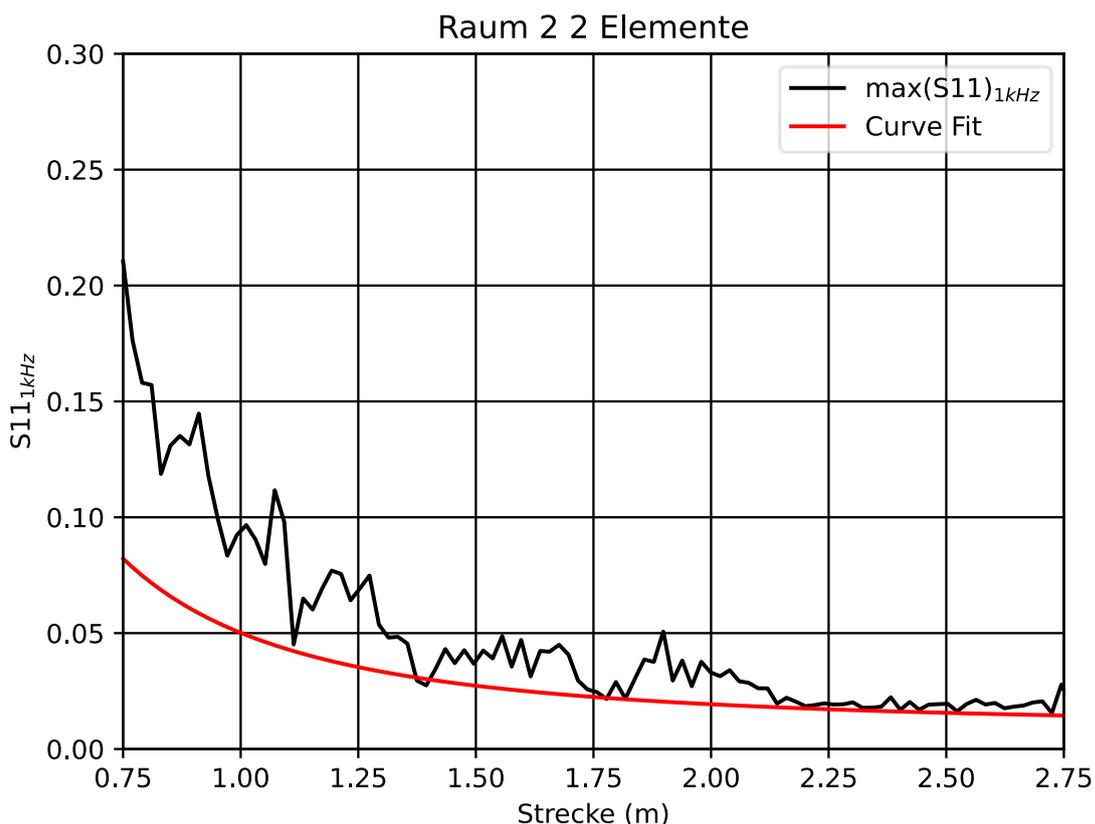


Abbildung 55 Raum 2 mit Transponder bestehend aus 2 Antennen-Elementen

Abbildung 56 zeigt die Messergebnisse für den Raum 2, aufgenommen werden die Werte für einen Transponder bestehend aus zwei Antennenelementen. Auf der Y-Achse ist der Parameter S_{11} bei 1 kHz aufgetragen. Die X-Achse zeigt die Strecken an. Die schwarze Kurve zeichnet das Maximum für den Parameter S_{11} an. Die rote Kurve ist in diesem Diagramm die auf den leeren Raum angepasste Kurve. Die schwarze Kurve beginnt bei 0,2 und fällt dann bis 1,75 m auf einen Wert von circa 0,025 ab. Die rote Kurve verläuft deutlich darunter und beginnt bei etwa 0,08 hyperbelförmig auf den Wert 0,02 bei 2 Metern abzufallen.

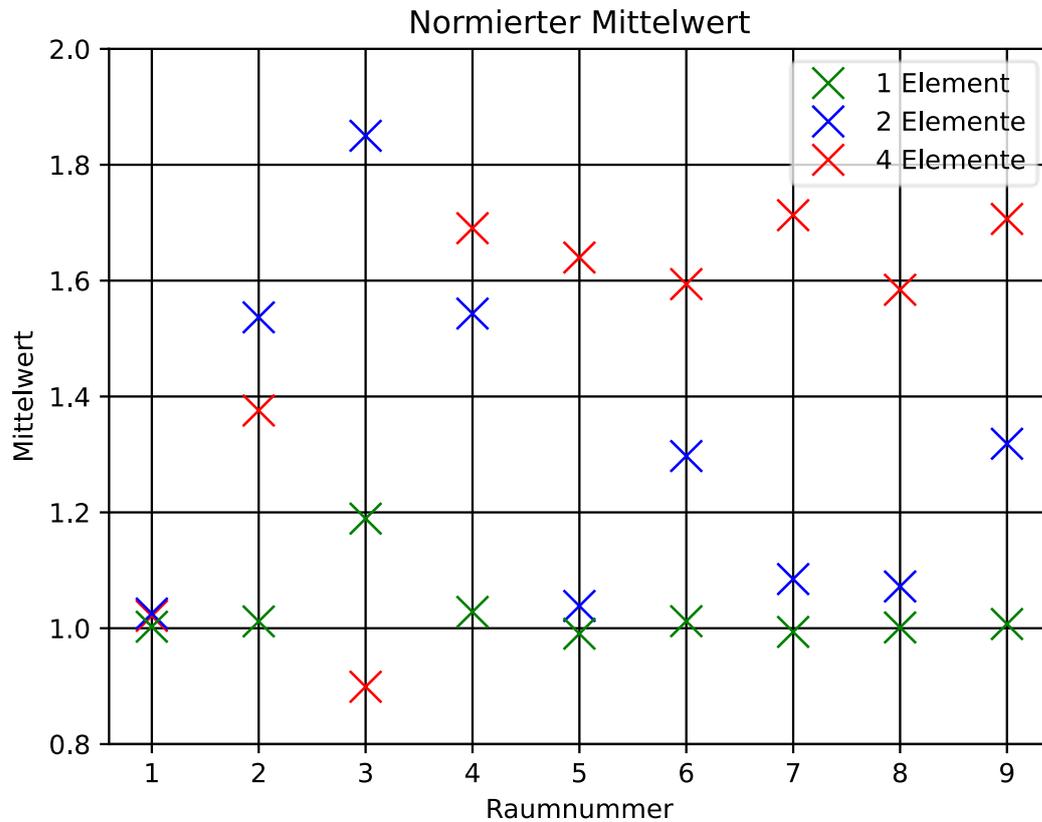


Abbildung 56 Normierter Mittelwert, normiert auf die Curve Fits der leeren Räume, 1- 2- und 4-Elemente Transponder

Abbildung 57 zeigt den normierten Mittelwert aller gemessenen Räume. Der Mittelwert ist dabei auf den leeren Raum der jeweils zugehörigen Elementanzahl normiert. Auf der Y-Achse ist zu diesem Zweck der Mittelwert aufgetragen. Die X-Achse kennzeichnet die zugehörige Raumnummer. Raumnummer 1 entspricht den leeren Räumen, entsprechend liegen die Mittelwerte bei etwa 1. Raum 3 wird später genauer betrachtet und wird an dieser Stelle ignoriert. Der Transponder mit einem Element (grün) hat in allen Räumen einen Mittelwert nahe 1. Der Transponder aus zwei Elementen (blau) befindet sich im Bereich zwischen den beiden anderen Transpondern. Der Mittelwert beträgt bei diesem Transponder in allen Räumen 2 beziehungsweise 1,5. In den Räumen 6 und 9 etwa 1,3. Nahe 1 sind die Werte in den Räumen 5,7 und 8. Der Transponder bestehend aus vier Elementen (rot) hat in den Räumen 4 bis 9 einen Mittelwert von circa 1,6 bis 1,7. Im Raum 2 einen Mittelwert von 1,4. In Raum 3 liegt der Wert bei 0,9.

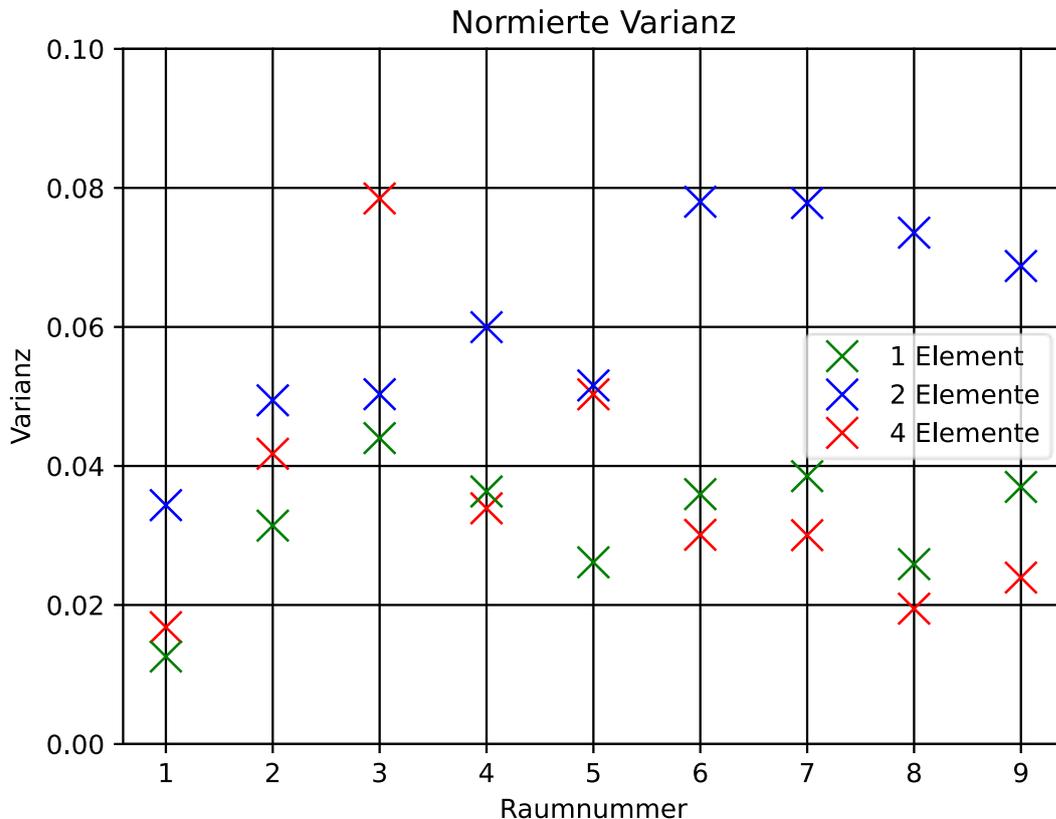


Abbildung 57 Normierte Varianz, normiert auf die Curve Fits des jeweiligen zugehörigen Raums

Abbildung 58 zeigt die normierte Varianz der Transponder bestehend aus zwei Elementen. Die Normierung erfolgt zur Betrachtung der Varianz auf den jeweiligen Curve Fit des Raums. Es werden also die Curve Fits für den jeweiligen einzelnen Raum gebildet, die Werte des jeweiligen einzelnen Raums werden dann auf diesen Curve Fit angepasst. Insgesamt ergeben sich neun unterschiedliche Curve Fits. Es findet eine Normierung auf den jeweiligen Raum statt. Betrachtet werden die Transponder bestehend aus zwei Elementen (blau) und vier Elementen (rot). Die Varianz des Zwei-Elementen-Transponders unterscheidet sich in jedem Raum um etwa den Faktor 2. Diese Tendenz lässt sich in den Räumen 6 und 7 beobachten, aber auch in den Räumen 8 und 9. In den Räumen 2 und 5 liegen die Varianzen nah beieinander. In Raum 3 ist dieser Effekt umgekehrt, sodass die Varianz des vier-Elemente-Transponders höher ist. Die Varianz des Einzelements befindet sich meist fast mittig zwischen den Werten der beiden anderen Arrays.

4.3.3 Histogramme der Arrays

Nun werden die Histogramme vorgestellt, dies erfolgt anhand von zwei Beispielräumen, Raum 6 und Raum 3. Abschließend wird Raum 256 betrachtet. Die Histogramme bilden die Werte normiert auf die Curve Fits des jeweiligen Raums ab, sodass sich Abweichungen vom Mittelwert betrachten lassen.

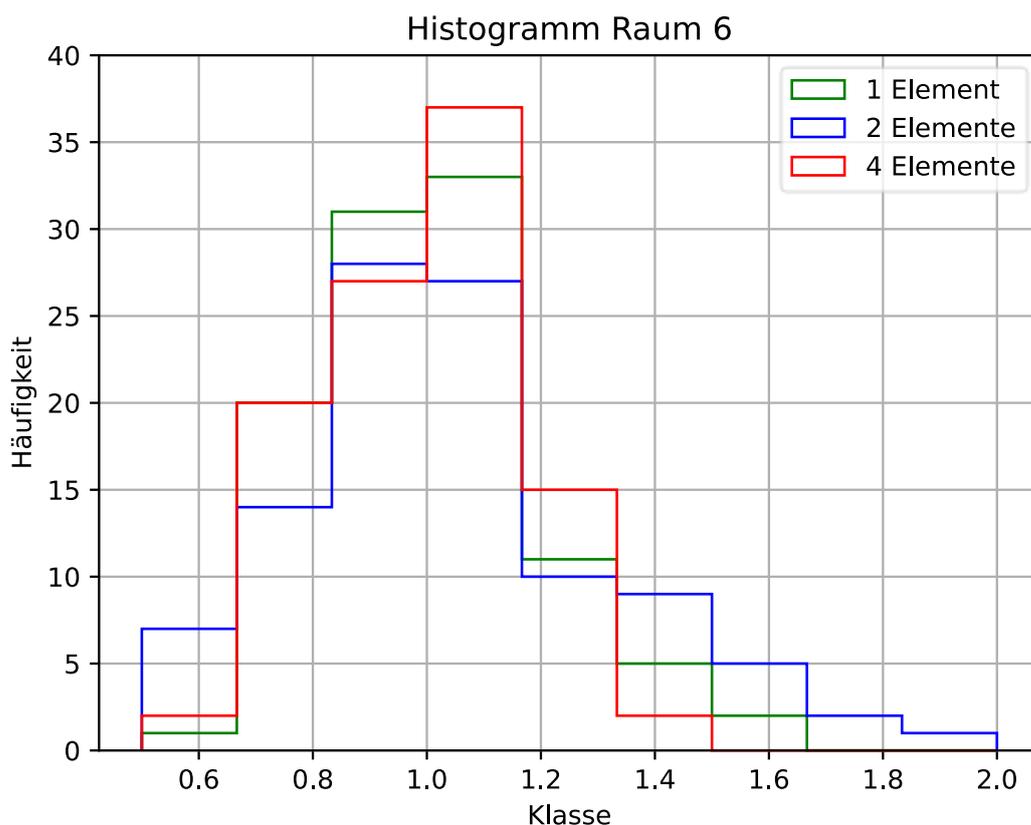


Abbildung 58 Histogramm Raum 3 auf den Raum normierte Werte, alle Arrays

Abbildung 59 bildet das Histogramm des Raum 6 über alle Elemente ab. Die Werte aller Elemente werden dazu auf den betrachteten Raum bezogen. Auf der x-Achse werden die Klassen aufgetragen. 1 stellt dabei den Mittelwert dar, da die Werte normiert sind. Auf der Y-Achse wird die Häufigkeit aufgetragen. Das Array bestehend aus vier Elementen (rot) hat die höchste Häufigkeit am Mittelwert. Die Abweichungen der roten Kurve hin zu Werten kleiner als

der Mittelwert, ist weniger stark ausgeprägt als bei den anderen Elementen. Deutlich wird dies bei der Klasse 0,6. Insgesamt neigt das rote Histogramm mehr zum Mittelwert als die beiden anderen Arrays. Das blaue Histogramm hat eine größere Häufigkeit zu den Werten 1,4 bis 2 als die beiden anderen Arrays. Das Einzelement liegt in etwa zwischen den beiden Arrays.

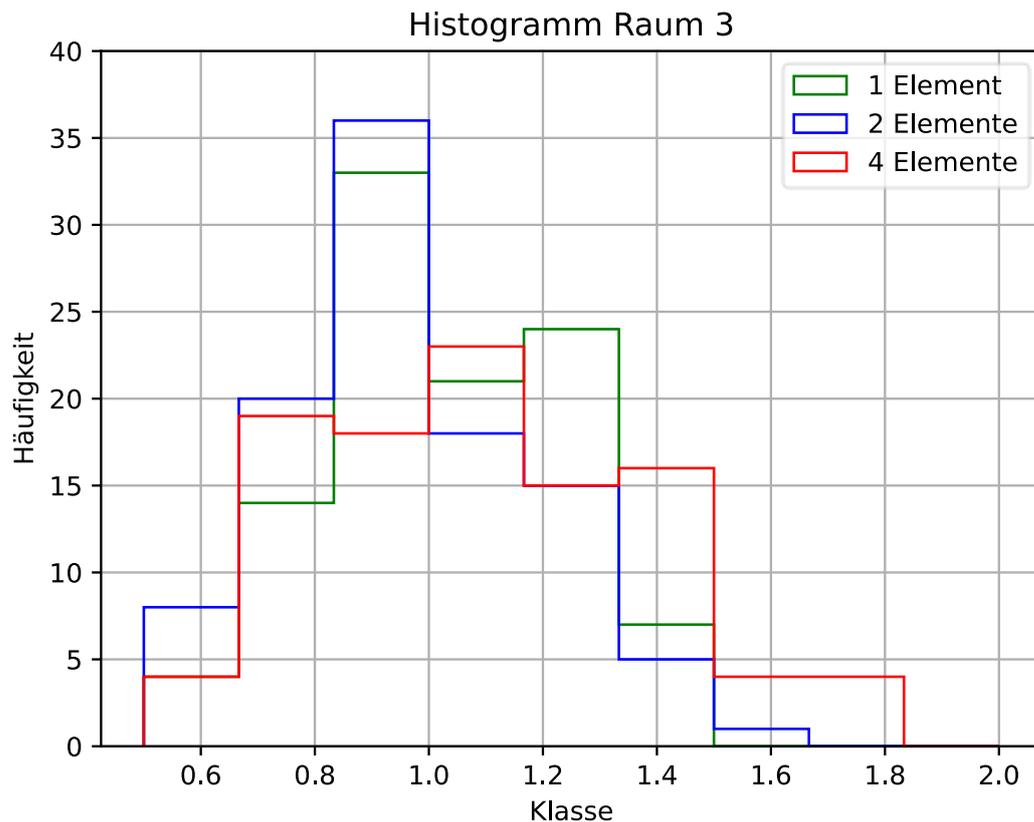


Abbildung 59 Histogramm Raum 3, auf den Raum normierte Werte, alle Arrays

In Abbildung 60 wird das Histogramm des dritten Raums ersichtlich. Die Y-Achse zeigt die Klassenhäufigkeit, die X-Achse die Klasse. Die rote Kennlinie liegt im Bereich des Mittelwerts und umliegenden Werte bei einer Häufigkeit von etwa 2. Die blaue Kennlinie hat eine deutliche Ausprägung der Häufigkeit in direkter Nähe des Mittelwerts. Die grüne Kennlinie hat in der gleichen Klasse eine große Häufigkeit. Insgesamt verläuft das Histogramm der blauen Kennlinie deutlich steiler über alle Klassen als die der roten Kennlinie.

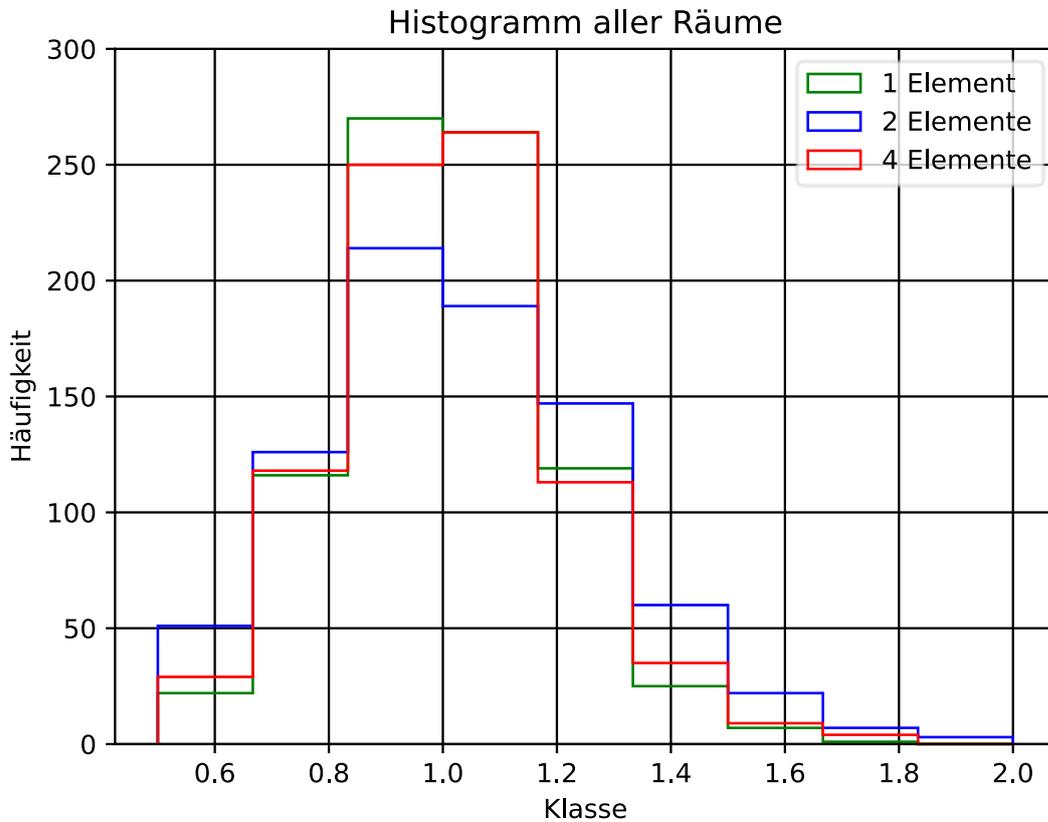


Abbildung 60 Histogramm aller Räume, auf den Raum normierte Werte, alle Arrays

Abbildung 61 zeigt das Histogramm aller Werte aus allen Räumen. Die Werte sind dabei auf den jeweiligen Raum normiert, sodass der Mittelwert 1 entspricht. Auf der X-Achse werden die Klassen aufgetragen, auf der Y-Achse die Häufigkeit. Betrachtet man die rote Kennlinie, so ist diese gegenüber den anderen beiden Kennlinien deutlich gestaucht mit einem Maximum bei einem Mittelwert von 1. Die Säule bei dem Mittelwert ist deutlich zu erkennen. Die blaue Kennlinie hat um den Mittelwert ein Plateau mit einer Häufigkeit von etwa 200, das Plateau flacht bei den Werten 0,75 und 1,25 deutlich ab. Die Ausprägung der roten Kurve erfolgt deutlich steiler, es ist kein Plateau zu sehen, sondern eine Spitze an der eine maximale Häufigkeit auszumachen ist. Die Ränder der blauen Kennlinie sind deutlich weiter gefasst als bei der roten und grünen Kennlinie. Die Blaue reicht bis zu Werten von 2 und etwa 0,3, während die Rote ihre höchste Abweichung vom Mittelwert mit der Klasse von 1,75 hat. Die rote Kurve hat eine Untergrenze bei einem Wert von circa 0,4.



Abbildung 61 Konferenzraum 256 im Fraunhofer IMS in Duisburg, 2.Etage

Abbildung 62 zeigt den Konferenzraum 256, im Fraunhofer-Institut für mikroelektronische Systeme. Der Konferenzraum befindet sich in der 2. Etagen des Gebäudes. Mittig ist der Versuchsaufbau erkennbar. Im Raum befinden sich einige Tische und Stühle sowie mehrere Tafeln an den Wänden. An der Decke befinden sich einige Beleuchtungs-Elemente, die zum Zeitpunkt der Messung teilweise angeschaltet sind.

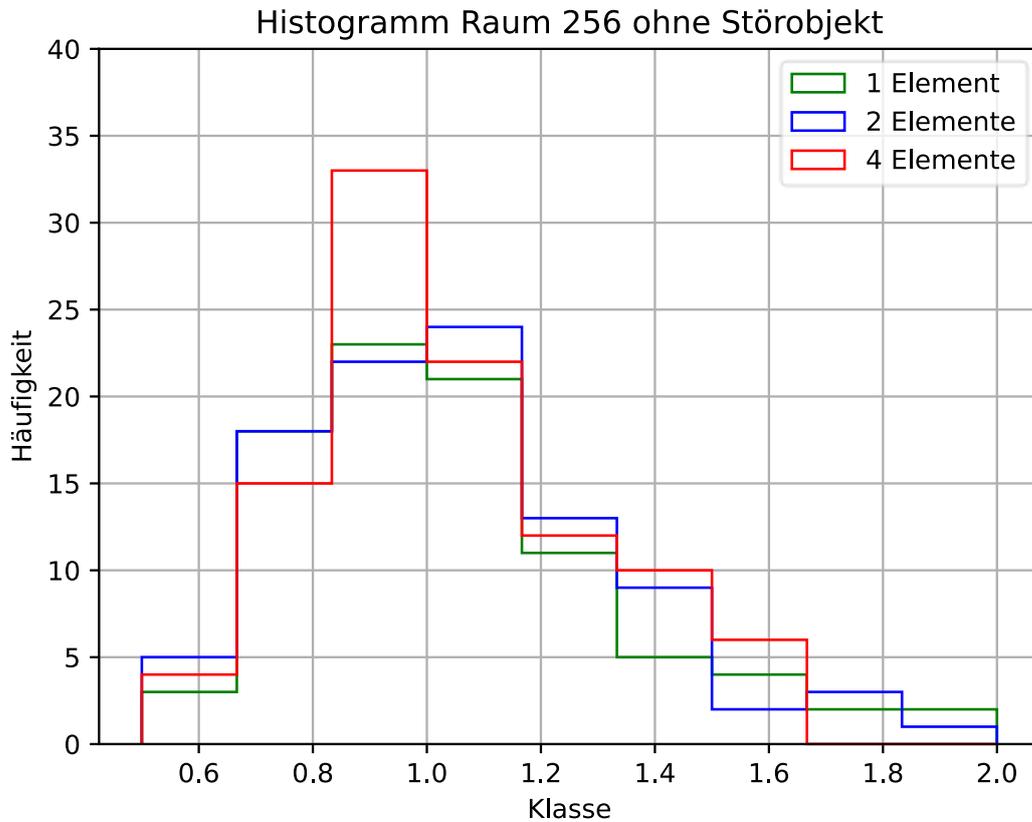


Abbildung 62 Histogramm Konferenzraum 256, auf den Raum normierte Werte, alle Arrays, ohne Störobjekt

Abbildung 63 zeigt das Histogramm der normierten Werte des Konferenzraums 256. Die Ordinate bildet die Klassen ab. Die Abszisse die Klassenhäufigkeit. Die grüne Kennlinie zeigt das Array mit einem Antennenelement, die Blaue das Array mit zwei Elementen und die rote Kennlinie das vier-Elemente-Array. Die rote Linie neigt deutlich zum Mittelwert mit einer Häufigkeit von ca. 33 und überwiegt somit der blauen Kennlinie. Die rote Kennlinie hat bei Werten, die kleiner als der Mittelwert sind, eine geringere Häufigkeit als die blaue Linie. Allerdings sind die Werte der blauen Kennlinie bei höheren Werten ausgeprägter als bei der Roten. Die grüne Messlinie befindet sich zwischen den beiden anderen Kennlinien.

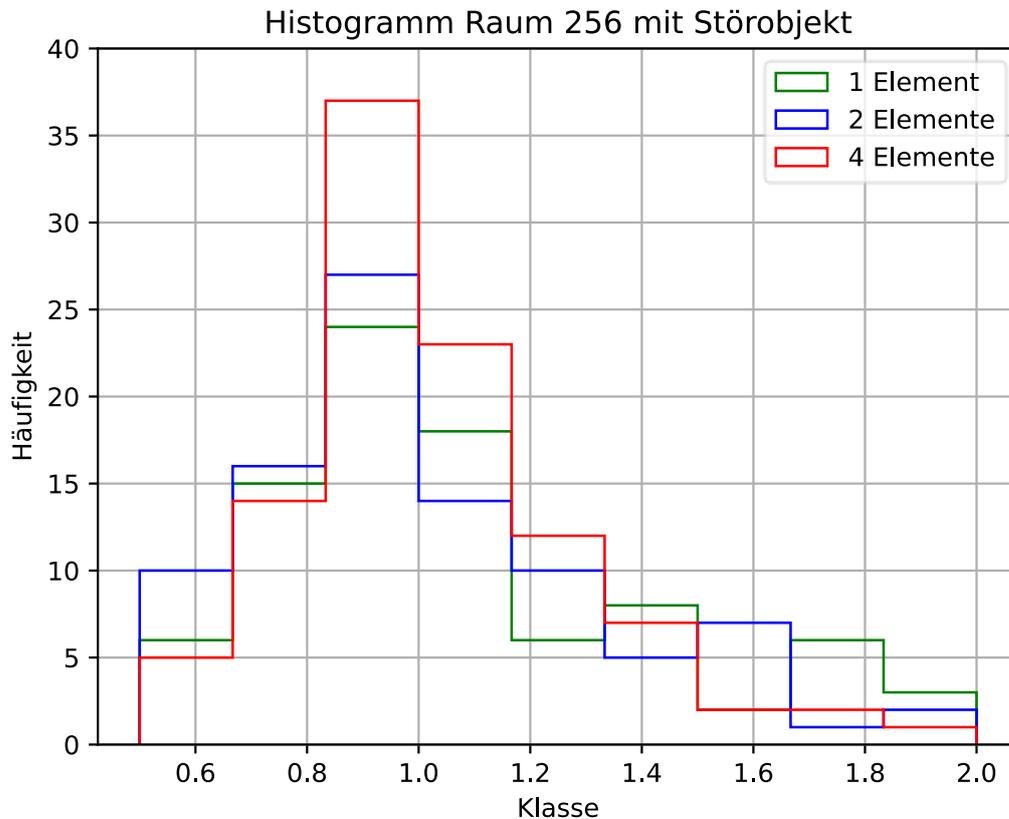


Abbildung 63 Histogramm Konferenzraum 256, auf den Raum normierte Werte, alle Arrays mit einem Störobjekt

Abbildung 64 zeigt das Histogramm des Konferenzraums 256, des Fraunhofer-Institut für mikroelektronische Systeme mit einem Störobjekt im Funkkanal. Auf der X-Achse befinden sich die Klassen, auf der Y-Achse die Klassenhäufigkeit. Alle Werte sind auf den Raum normiert, sodass der Mittelwert 1 entspricht. Das vier-Element-Array hat eine deutlichere Ausprägung der Häufigkeit beim Mittelwert als die blaue und grüne Kennlinie. Diese beiden wiederum haben eine höhere Streuung in Richtung der Werte, die größer als der Mittelwert sind. Bei den Werten, die kleiner als der Mittelwert sind, hat die blaue Kennlinie stets eine größere Häufigkeit als die anderen beiden Kennlinien.

5. Auswertung

Gemessen wird der Leistungspegel, der von dem Transponder und der Umgebung zurückgestrahlten elektromagnetischen Welle am Lesegerät. Der Leistungspegel wird durch die Interferenz der empfangenen Wellen beeinflusst. Dies kann sowohl zu einer Verbesserung als auch zu einer Verschlechterung des Leistungspegels führen, der Effekt ist das Fading.

5.1 Auswertung Antennendiagramm

In diesem Abschnitt werden die Antennendiagramme ausgewertet. Zu diesem Zweck wird auf die Simulation des Fernfeldes mit CST Studio Suite 2022 und den Streuparameter S_{11} eingegangen. Der Vergleich erfolgt zuerst für die Patch Antennen, anschließend für den Dipol.

Die Fernfeld-Simulation für die Patch-Antenne mit Hilfe von CST Studio Suite 2022 hat gezeigt, dass für die Messung der Antennendiagramme, maximaler Antennengewinnfaktor von 5,93 dBi in die Hauptabstrahlrichtung zu erwarten ist. Die Messung weist einen Antennengewinnfaktor von 8,81 dBi bei 95° auf. Die Hauptabstrahlrichtung liegt nicht direkt orthogonal auf der X-Y-Ebene der Patchantenne. Die Differenz des Gewinnfaktors der Simulation und des Entwurfs beträgt 2,88 dBi. Die Form des gemessenen Antennendiagramms entspricht jedoch den Erwartungen einer klar bevorzugten Richtung mit einer insgesamt halbkugelförmigen Abstrahlcharakteristik. In die der Hauptabstrahlrichtung entgegengesetzten Richtung, gibt es keine Abstrahlung. Der Parameter S_{11} der Patch-Antenne zeigt, dass die tatsächliche Resonanzfrequenz von 5,86 GHz um 60 MHz von der angestrebten Resonanzfrequenz von 5,8 GHz abweicht. Der erhöhte Antennengewinnfaktor kann durch Ungenauigkeiten in der Simulation und Toleranzen in der Fertigung erklärt werden. Die Abweichung von 5° der Hauptabstrahlrichtung und der Resonanzfrequenz kann ebenfalls durch Toleranzen in der Fertigung erklärt werden. Der für die Fertigung genutzte Fräsplotter hat eine Fräsungenauigkeit von 0,2 mm gegenüber dem angestrebten Parameter. Insgesamt lässt sich feststellen, dass das Patch-Antennen-Design gut geeignet ist, um daraus die Arrays zu bilden. Um die Versuchsteile an die abweichende Resonanzfrequenz von 5,86 GHz anzupassen, wird die Trägerfrequenz von ursprünglich 5,8 GHz auf 5,86 GHz angehoben. Der Parameter S_{11} liegt schmalbandig um die Frequenz 5,86 GHz, sodass die eingebrachte Leistung bei 5,86 GHz von der Antenne gut aufgenommen wird. Das Fernfeld hat dabei die typische halbkugelförmige Abstrahlcharakteristik.

Die Dipolantenne zeigt bereits in der Simulation eine deformierte „Donut“-Abstrahlcharakteristik im Fernfeld. Die bevorzugte Abstrahlcharakteristik scheint ebenfalls mit einem maximalen Antennengewinnfaktor von 5,32 dBi orthogonal auf der X-Y-Ebene zu liegen. Der Gewinnfaktor flacht schnell ab und bildet mittig die erwarteten deutlich negativen Gewinnfaktoren aus. Das gemessene Antennendiagramm zeigt ebenfalls keine homogene Abstrahlungscharakteristik auf. Der Gewinnfaktor weicht gegenüber der Simulation um 2,04 dBi ab. Die bevorzugte Abstrahlrichtung ist im Bereich von 70° bis 180° in etwa homogen mit einem Gewinnfaktor von circa 5 bis 7 dBi, das Maximum liegt bei 85°. Der Parameter S_{11} ist breitbandig. Auch bei der Dipolantenne entstehen Abweichungen von der Simulation. Die Abweichung des Gewinnfaktors lässt sich auf die Fertigungstoleranzen zurückführen, die Tendenz in der Praxis geht ebenfalls zu einem höheren Faktor.

Die bevorzugte Abstrahlcharakteristik lässt sich durch Interferenz im Fernfeld erklären. Aufgrund der großen Masseplatte auf der Rückseite kann diese durch die elektromagnetische Schwingung der beiden Pole ebenfalls in Schwingung geraten, da die Masseplatte im Fernfeld liegt. Die Bedingung für das Fernfeld lautet

$$r_{EM} = \frac{2D_{Ant}^2}{\lambda} = \frac{2 \cdot (11,45 \text{ mm})^2}{51 \text{ mm}} = 5,14 \text{ mm}$$

Die Länge der Speiseleitung liegt bei etwa 2 mm. Die Masseplatte erzeugt dann ihr eigenes Fernfeld und interferiert so mit dem Fernfeld der beiden Pole. Dabei scheint es zu einer konstruktiven Überlagerung der Felder in eine Abstrahlrichtung zu kommen, bei allen anderen Richtungen liegt destruktive Überlagerung vor. Die Masseplatte wirkt wie ein Reflektor. Insgesamt kann festgestellt werden, dass dieser Dipol, aufgrund der nicht-homogenen Abstrahlcharakteristik, ungeeignet für den Versuchsteil Reflexion und Mehrwegeausbreitung ist, sodass ein Ersatz dieses Dipols notwendig ist.

5.2 Auswertung Reflexion und Mehrwegeausbreitung

Nun wird der Versuchsteil Reflexion und Mehrwegeausbreitung ausgewertet. Zuerst wird auf die Messungen der leeren Räume und deren Pegelverlauf des Parameters $\max(S_{11})_{1\text{kHz}}$ eingegangen.

Betrachtet man die Kennlinien für den Parameter $\max(S_{11})_{1\text{kHz}}$ der leeren Räume, fällt auf, dass mit steigender Arraygröße der Pegel beim Minimalabstand zwischen Lesegerät und Transponder ebenfalls steigt. Beim kleinsten Array, dem Einzelement, liegt der Pegel bei etwa 0,05, bei zwei Elementen bei 0,1 und beim größten Array bei 0,2. Mit inkrementierender Arrayanzahl steigt also der Pegel um den Faktor 2. Die Curve-Fits der leeren Räume verlaufen alle hyperbelförmig mit einem Versatz gegenüber der X-Achse.

Die unterschiedlichen Anfangspegel lassen sich durch die unterschiedlichen Rückstreuquerschnitte erklären. Diese Größe wird durch die Geometrie und ihrer Abmessung beeinflusst. Die vom Transponder zurückgestrahlte Leistung lässt sich durch Formel 14 beschreiben, sie lautet:

$$P_s = \sigma \cdot S$$

Die Arrays werden aus einer Vielzahl derselben Patchantennen-Elemente gebildet, welche immer den gleichen Rückstreuquerschnitt haben. Das größte Array besteht aus vier Elementen, hat also eine 4-mal größere zurückgestrahlte Leistung P_s als das Einzelement und den doppelten P_s gegenüber dem mittleren Array. Diese Beobachtung spiegelt sich in den Messwerten wider.

Der hyperbelförmige Verlauf der Messkurven kann durch eine Betrachtung des Hin- und Rückwegs des Signals durch denselben Funkkanal erklärt werden. Zu diesem Zweck wird die Friis Übertragungsgleichung genutzt.

Die Friis Übertragungsgleichung liefert das Verhältnis der empfangenen- zur gesendeten Leistung innerhalb eines Übertragungskanal im Freiraum, sie lautet für einen Kanal:

$$\frac{P_r}{P_t} = G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2$$

Diese Gleichung gilt für den Hin- und Rückweg, sodass sich durch Multiplikation die folgende Gleichung ergibt:

$$\frac{P_r}{P_t} = G_t^2 G_r^2 \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^4$$

Der Parameter $\max(S_{11})_{1\text{kHz}}$ bildet das Spannungsverhältnis von empfangener Spannung zu übertragener Spannung am Port 1 des Netzwerkanalysators ab. Die Beziehung zwischen Leistung und Spannung lässt sich über das Ohm'sche Gesetz darstellen:

$$\sqrt{P} = \frac{U}{\sqrt{R}}$$

Setzt man dieses Verhältnis ein, so ergibt sich für den Rückstreukanal:

$$\frac{U_r}{U_t} = \sqrt{\frac{P_r}{P_t}} = G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2$$

Die Parameter G_t , G_r und λ sind konstant, sodass sich eine Proportionalität des Spannungsverhältnisses gegenüber des Abstandes zwischen Lesegerät und Transponder r von

$$\frac{U_r}{U_t} \sim \frac{1}{r^2}$$

ergibt. Daraus folgt der hyperbelförmige Verlauf der Messkurve. Der in der Messkurve ersichtliche Versatz gegenüber der X-Achse ergibt sich durch das Rauschen im Übertragungskanal.

Als Nächstes wird mit Hilfe dieser beiden Beobachtungen die Abbildung der normierten Mittelwerte erörtert. Im Allgemeinen werden die normierten Mittelwerte herangezogen, um die Signalstärke in den zufälligen Räumen gegenüber dem leeren Raum zu bewerten. Die Normierung der Mittelwerte erfolgt also auf die Werte des Curve-Fits der leeren Räume. Die Mittelwertbildung wird durchgeführt, um das thermische Rauschen des Kanals von den Messungen zu entfernen. Thermisches Rauschen ist mittelwertfrei für einen unendlich großen Beobachtungszeitraum, als Näherung lässt sich dieser Effekt auch auf endliche Beobachtungszeiträume beziehen. Betrachtet man nun Abbildung 57 lassen sich die Räume in drei Gruppen aufteilen. In Gruppe 1 befinden sich die Räume ohne Störobjekte. In Gruppe 2 befinden sich die Räume, bei denen sich die Störobjekte im Zwischenraum des Senders und des Empfängers befinden. Das sind die Räume 2 und 4 bis 7. Gruppe 3 besteht aus Raum 2 und 8, in diesen Räumen befinden sich alle Störobjekte entweder hinter der Sendeantenne oder hinter dem Array.

Der Mittelwert der Gruppe 1 entspricht den Normierungen, somit ist zu erwarten, dass diese Werte bei 1 sind. Die Differenz zum Wert von 1 ergibt sich zum einen aus dem endlichen Beobachtungszeitraum des Kanals und zum anderen aus dem Curve-Fit, dieser wird mit Hilfe numerischer Methoden durchgeführt, sodass sich Abweichungen von einem perfekten Curve-Fit ergeben. Die Betragsbildung der FFT führt dazu, dass das Rauschen nicht mittelwertfrei ist. Der Curve-Fit erfolgt mit Hilfe von numerischen Methoden und ist somit nur eine Annäherung an den tatsächlichen Verlauf der Kurve. In Gruppe 2 lässt sich, außer in Raum 2, beobachten, dass der Mittelwert mit steigender Elementanzahl ebenfalls steigt. Dies lässt sich dadurch erklären, dass durch die Eigenschaft der Retrodirektivität, räumlich mehr Ausbreitungskanäle für das Signal entstehen. Die Retrodirektivität wird zusätzlich durch den Antennenarrayfaktor verbessert. Das gesamte Feld eines Antennenarrays entspricht dem Feld eines Einzelelements multipliziert mit dem Arrayfaktor (vgl. Formel 12). Da die Arrays aus mehreren Patchantennen bestehen, die eine bevorzugte Abstrahlrichtung haben, wird dieser Arrayfaktor mit steigender Anzahl an Antennen höher. Die Abstrahlrichtung wird noch deutlicher bevorzugt. Die Abstrahlrichtung des Feldes wird durch den Antennengewinnfaktor G ausgedrückt. Mit steigender Elementanzahl erhöht sich in der Friis Übertragungsgleichung, abhängig von der Antennenanzahl des retrodirektiven Antennenarrays, also auch der Antennengewinnfaktor G_R für die Gleichung auf dem Hinweg und G_T auf dem Rückweg. Durch diese Beobachtung lässt sich erklären, dass der Mittelwert des größten Antennenarrays in

diese Gruppe am höchsten ist. Die Signalstärke in dieser Gruppe ist abhängig von der Arraygröße, da mit steigender Arraygröße die Retrodirektivität des jeweiligen Arrays verstärkt wird. Für Raum 7 gilt der beschriebene Mechanismus ebenfalls. In Raum 3 hat dieser Mechanismus den entgegengesetzten Effekt. Der höchste Arrayfaktor führt zum kleinsten Mittelwert, der Mittlere zum höchsten Mittelwert und das Einzelement hat in diesem Raum fast einen Mittelwert von 1,2 und liegt somit zwischen den beiden Arrays.

In diesem Abschnitt wird die Varianz aller Räume betrachtet. Zuerst wird dazu auf den Übertragungskanal eingegangen und der Effekt der Retrodirektivität auf diesen.

Aufgrund der bereits beschriebenen Mehrwegeausbreitung des ausgesendeten Signals (vgl. Kap. 4.3) erreicht eine Vielzahl von Kopien desselben Signals auf unterschiedlichen Wegen den Transponder. Diese Kopien haben unterschiedliche Phasenlagen mit unterschiedlichen Weglängen, die eine Kopie durch den Raum zum Transponder zurücklegt. Daher interferieren die Signale miteinander konstruktiv oder destruktiv am Transponder. Wenn dieser Transponder nun keine retrodirektiven Eigenschaften besitzt, wird das Signal, welches bereits die Interferenzerscheinungen enthält, ungerichtet in den Raum zurückreflektiert und erreicht das Lesegerät wiederum auf unterschiedlichen Wegen. Die Interferenz entspricht einer Addition der unterschiedlichen Signale am Transponder (vgl. [9]). Die Retrodirektivität in den Antennenarrays wird durch Konjugation der Phasenlage erreicht, sodass die abgestrahlte elektromagnetische Welle dieselbe Richtung wie die eintreffende EM-Welle hat (vgl. Kap. 2.2.3). Aufgrund des Arrayfaktors wird das zurückgestrahlte Signal gebündelt, um eine zusätzliche Richtcharakteristik zu erhalten. Das Signal wird also mit gleicher Phasenlage auf sich selbst zurückreflektiert, dabei entstehen keine zusätzlichen Interferenzerscheinungen. Insgesamt kann es durch andere Effekte Phasenabweichungen geben, auf diese wird nicht eingegangen. Anschaulich kann man sich dabei den Phasenunterschied aufgrund der unterschiedlichen Weglängen im Übertragungskanal anhand des Doppelspalt-Experiments vorstellen. Der retrodirektive Transponder befindet sich dabei am Schnittpunkt A der beiden Strecken $\overline{S_1A}$ und $\overline{S_2A}$, beide Strecken haben dabei den Gangunterschied Δs . Entlang der beiden Strecken bewegt sich die elektromagnetische Welle, die das Signal bildet. Das räumliche Zusammenlaufen der elektromagnetischen Wellen am Punkt A kann als Schlüsselloch-Charakteristik (vgl. [9], S.5846) des Übertragungskanals beschrieben werden. Der retrodirektive Transponder reflektiert die Signale aus den beiden Strecken auf sich selbst

zurück, sodass am Punkt A keine Interferenz der beiden Signale entsteht. Somit entsteht auch keine Addition der Signale und die Schlüsselloch-Charakteristik des Übertragungskanals wird durch räumliche Separierung der Übertragungsstrecke des jeweiligen Signals aufgelöst. Eine Interferenz der Signale kann dann nur noch am Lesegerät entstehen (vgl. Abbildung 14).

Die Interferenzeffekte lassen sich anhand der Varianz ablesen. Die Gruppenunterteilung der Räume aus der Betrachtung der normierten Mittelwerte bleibt bestehen. Gruppe 1 beinhaltet demnach die leeren Räume, Gruppe 2 die Räume 2, 4 bis 6 und 8 bis 9. In Gruppe 3 befinden sich die Räume 3 und 7. Allgemein erfolgt bei der Betrachtung der Varianz eine Normierung der Räume auf sich selbst. Die Varianz stellt die Abweichung vom Curve-Fit des jeweiligen Raumes dar. Das Einzelelement wird separat betrachtet. Die Gruppen 1 und 2 zeigen eine deutliche Tendenz bei der Varianz auf. Das Antennenarray mit zwei Elementen hat die doppelte Varianz gegenüber des vier-Elemente-Arrays. Besonders gut ist diese Tendenz in den Räumen 6 bis 8 zu erkennen. Diese Tendenz ist durch die bereits beschriebene Auflösung der Schlüsselloch-Charakteristik der retrodirektiven Antennenarrays zu erklären. Das größte Array hat den höchsten Arrayfaktor, somit ist die Vermeidung von Interferenzerscheinungen am besten. Die Retrodirektivität sorgt dafür, dass dieser in Richtung der einfallenden Welle wirkt. Raum 3 aus Gruppe 3 verhält sich gegensätzlich, durch mehr Elemente ist die Varianz höher. Aufgrund der homogenen Abstrahlcharakteristik der Dipolantennen des Lesegeräts, wird das Signal, welches sich in Richtung des Transponders bewegt, bereits durch Mehrwegeausbreitung von den Reflektoren, die sich hinter dem Lesegerät befindet, überlagert. Übertragen auf das Doppelspalt-Experiment drängen sich mehrere Signale mit unterschiedlichen Gangunterschieden durch denselben Spalt. Es entsteht bereits auf der Wegstrecke zum Schnittpunkt der beiden Strecken Interferenz. Die Retrodirektivität hat dann zwar immer noch Einfluss auf die räumliche Separierung der Übertragungsstrecke, kann aber nicht die Interferenz verhindern, da diese bereits auf dem Weg vom Lesegerät zum Transponder geschehen ist. Die größere Varianz kann dann durch den höheren Rückstreuquerschnitt erklärt werden, wie bei der Betrachtung der Mittelwerte bereits geschehen. Dieser ist bei dem Antennenarray mit vier Elementen am größten, somit hat dieses die größte Varianz. Die Werte der normierten Varianz für das Einzelelement liegen für fast alle Räume zwischen den Varianzen der beiden Arrays, die Varianz scheint stark von Rauschen überlagert zu sein aufgrund der niedrigen gesamten Signalstärke, die Werte werden in der Varianzbetrachtung nicht beachtet.

Nun werden exemplarisch zwei Räume ausgewählt, Raum 3 und Raum 6. Es wird zuerst auf die beiden Arrays eingegangen, anschließend wird das Histogramm des Einzelelements eingeordnet.

Die in die Histogramme eingetragenen Werte sind auf den Raum normiert. Der Mittelwert entspricht also 1. Die Varianz lässt sich durch die Abweichung von diesem ermitteln. Für Raum 6 kann die Tendenz des bereits beschriebenen Effektes der Retrodirektivität abgelesen werden. Das Array, welches aus 2 Patchantennen besteht, hat eine deutlich größere Ausprägung zu Werten die kleiner als der Mittelwert sind. Bei der Klasse 0,6 ist die Häufigkeit fast 4-mal so hoch. Diese Werte entsprechen aufgrund des damit verbundenen Verhältnisses der Spannungsamplituden bei 1 kHz, einer destruktiven Interferenz. Allerdings neigt dieses Array auch zu höheren Varianzen, bei diesen ist die Häufigkeit der Varianzen höher als die des vier-Elemente-Arrays. Die Werte größer als der Mittelwert entsprechen einer konstruktiven Interferenz der Mehrwegeausbreitung. Insgesamt lässt sich feststellen, dass das größte Array eine deutliche Tendenz zum Mittelwert 1 hat und somit eine höhere Stabilität des Signals besteht.

In Raum 6 lassen sich die vorherigen Beobachtungen bestätigen. Das größte Array zeigt eine deutliche Neigung zu den Mittelwerten, während das Array bestehend aus zwei Elementen höhere Tendenzen bei Werten über und unter dem Mittelwert ausprägt. Die Verteilung der Werte in diesem Raum scheinen einer Rice-Verteilungsfunktion zu entsprechen.

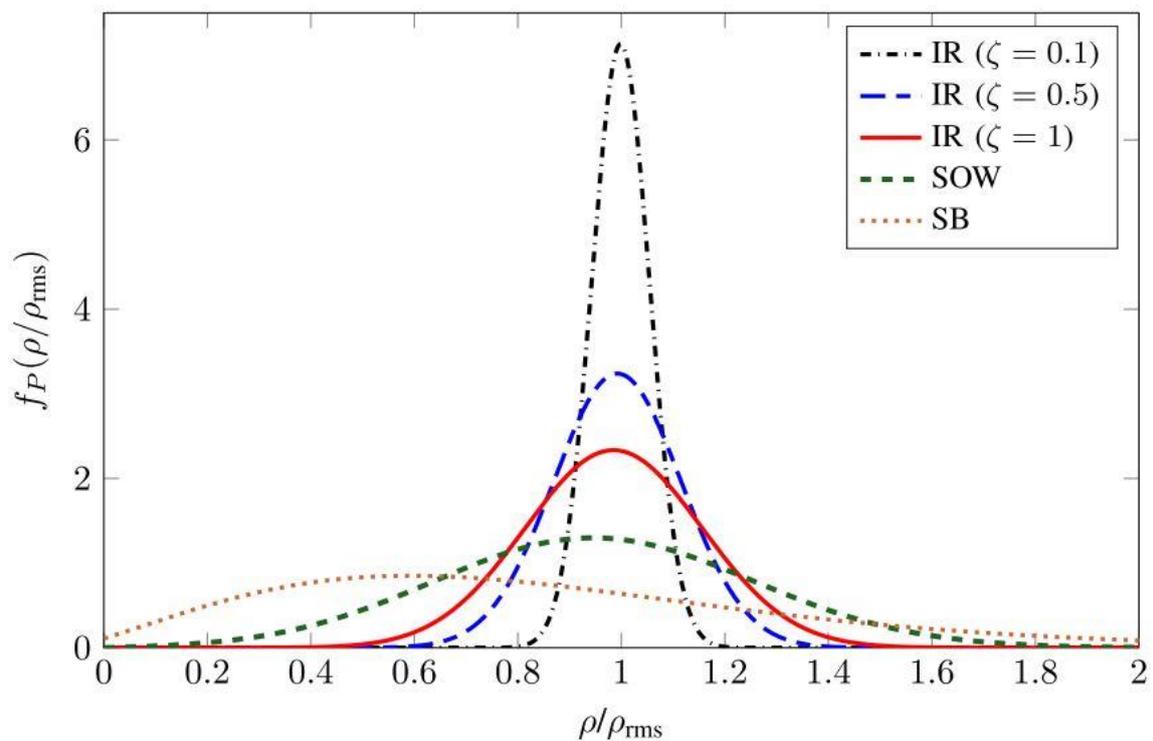


Abbildung 64 Rice-Verteilungsfunktion mit verschiedenen Varianzen und Mittelwert 1 [9]

Abbildung 65 zeigt die Rice-Verteilung mit dem Mittelwert 1 und unterschiedlichen Varianzen. Die Rice-Verteilung wird für die statistische Modellierung von Rückstreu-Systemen genutzt. Mit steigender Varianz lässt sich beobachten, dass die Ausprägung der Werte zum arithmetischen Mittel deutlicher wird. IR steht in der Abbildung für die ideale Retrodirektivität, SOW für den Standard-Einwege-Kanal und SB für den Standard-Backscatter-Kanal. Sie kann also zur Bewertung retrodirektiver Arrays herangezogen werden. Die Kurve für den IR ist mit verschiedenen Varianzen aufgetragen, mit sinkender Varianz tendieren die Werte deutlich zum Mittelwert und bilden einen steilen Kurvenverlauf mit einer Spitze in diesem Bereich. Die Ausprägung der Spitze der Verteilungsfunktion lässt sich in den Histogrammen beobachten (vgl. [9], S.5850). Mit sinkender Varianz neigen diese Systeme also zum Mittelwert, sodass sich eine höhere Stabilität des Kanals ergibt. Mit steigender Anzahl der Antennenelemente nähern sich die Systeme einer idealen Retrodirektivität an.

Im Raum 3 liefert das größte Array das schlechteste Ergebnis. Die Verteilung der Werte folgt eher einer Gauß-Verteilung. Somit zeigt die Retrodirektivität in diesem Übertragungskanal keine Wirkung auf die Mehrwegeausbreitung.

In diesem Histogramm kann eine bessere Aussage über alle Räume getroffen werden. Die Tendenzen der vier-Elemente und zwei-Elemente Arrays folgen deutlich der Rice-Verteilung und bestätigt die vorherigen Beobachtungen im Raum 6. Mit sinkender Varianz, welche durch steigende Arraygröße in einem Rückstreuungskanal mit Mehrwegeausbreitung entsteht, ähnelt die Verteilung deutlicher der Rice-Verteilung.

Raum 256 bildet ein Praxisbeispiel, um dieses mit den Beobachtungen in den Modellräumen zu vergleichen.

Es ist deutlich erkennbar, dass sich die Histogramme des Raums ohne und mit einem Störobjekt ähneln. Die deutlichere Tendenz des vierer-Arrays zum Mittelwert lässt sich beobachten. Das zwei-Elemente-Array hat in dem Raum mit Störobjekt die höchste Tendenz zu hohen Varianzen. Insgesamt lässt sich für diesen Raum auch die Rice-Verteilung feststellen.

6. Fazit

Der Entwurf der Patchantenne ist bezüglich der Parameter S_{11} und der Abstrahlcharakteristik gut gelungen. Die Resonanzfrequenz liegt bei 5,86 GHz, angestrebt wurden 5,8 GHz. Die Hauptabstrahlrichtung ist mit circa 8 dBi höher als der simulierte Wert. Beide Tendenzen lassen sich durch die Fertigungstoleranzen des Fräsplotters erklären.

Der Entwurf für den Dipol ist weniger gut gelungen, sodass für den vorgesehenen Versuchsteil ein bereits gefertigter Dipol herangezogen werden musste. Der Parameter S_{11} ist breitbandig. Die Abstrahlcharakteristik ist jedoch zu inhomogen. Diese Problematik kann durch das genutzte Design erklärt werden, da sich durch die Größe der Masseplatte ein Reflektor ergeben hat, der das Fernfeld destruktiv beeinflusst. Insgesamt sollte ein anderer Entwurf gewählt werden, da dieser Entwurf für die Anwendung im Versuchsteil Reflexion und Mehrwegeausbreitung nicht geeignet ist.

Es hat sich gezeigt, dass die retrodirektiven Antennenarrays, mit denen die Transponder ausgestattet sind, die Schlüsselloch-Charakteristik des Backscatter-Systems auflöst und so die Interferenz der Mehrwegeausbreitung am Transponder reduziert und für eine höhere Stabilität des Signals sorgt.

Die Signalstärke, die sich im arithmetischen Mittel ausdrückt, steigt wie erwartet mit einem höheren Rückstreuquerschnitt des Transponders. Das ließ sich anhand der Formel für die rückgestrahlte Leistung in einem Backscatter-System erklären. Der Zusammenhang zwischen der Größe des Rückstreuquerschnitts und der Leistung ist dabei proportional. Der hyperbelförmige Verlauf der Messkurve konnte über den Zusammenhang mit der Friis-Übertragungsgleichung hergestellt werden. Insgesamt wird der gemessene Verlauf der Signalstärke über den Abstand aus der Theorie deutlich.

Die Stabilität des Signals konnte über die Beobachtung der Varianz herausgearbeitet werden. Die zwei wichtigsten Einflussgrößen sind dabei die Raumbeschaffenheit und der Arrayfaktor des dazugehörigen retrodirektiven Antennenarrays. Es wird klar, dass die Retrodirektivität der Arrays die Schlüssellochcharakteristik des Rückstreusystems auflöst, indem diese das eintreffende Signal auf denselben Ausbreitungspfad wieder zurücksendet. So wird die Interferenz am Transponder reduziert und letztendlich die Varianz des gemessenen Signals

gesenkt. Die Histogramme folgen in Räumen, in denen die Retrodirektivität wirksam wird, einer Rice-Verteilungsfunktion. Die Retrodirektivität ist wirksam und effizienter bei Antennenarrays mit einer größeren Anzahl von Antennenelementen. Um diese Beobachtungen zu verdeutlichen, ist es sinnvoll, die gleichen Messungen mit größeren Arrays der gleichen Bauart durchzuführen oder neue retrodirektive Antennenarrays zu entwerfen und so den Arrayfaktor zu beeinflussen. Damit sollte die Tendenz der Histogramme zur Rice-Verteilungsfunktion noch deutlicher werden.

Abkürzungsverzeichnis

AUT	Antenne unter Test
EM(-Welle)	Elektromagnetische(-Welle)
HF	Hochfrequenz
IR	Ideal Retrodirective
ISM	Industrial Scientific Medical
NWA	Network Analyzer
PCB	Printed Circuit Board
RFID	Radio Frequency Identification
SB	Standard Backscatter
S-Parameter	Streuparameter
SOW	Standard One Way
UHF	Ultra High Frequency
USB	Universal Serial Bus

Verzeichnis der verwendeten Formelzeichen

A	Punkt A auf dem Schirm
AF	Antennenfaktor
a	Schirmbreite
a_n	Welle a an Port n
b_j	Klassenbreite der j-ten Klasse
b_n	Welle b an Port n
c_0	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum
D	Direktivität
D_{Ant}	größte Dimension einer Antenne
d	Spaltenabstand
d_m	Dicke des Mikrostreifens
d_{Zyl}	Durchmesser des Zylinders
E_{ges}	gesamtes elektrisches Feld
$E_{Referenzpunkt}$	elektrisches Feld am Referenzpunkt
e	Abstand Schirm zu Spalt
f	Frequenz
f_{max}	maximale Frequenz des Signals
f_{Tast}	Abtastfrequenz
G	Antennengewinnfaktor
G_r	Antennengewinnfaktor Empfänger
G_t	Antennengewinnfaktor Sender
h	Höhe des Substrats
h_{cu}	Höhe der Kupferschicht
h_j	Klassenhöhe der j-ten Klasse
h_s	Höhe der Leiterplatte
h_{Zyl}	Höhe des Zylinders
I_h	Strom hinlaufende Welle
I_r	Strom rücklaufende Welle
I_1	Strom an Tor 1
I_2	Strom an Tor 2

i, k, j	Index
J_b	Stromdichte an der Unterseite der Patchantenne
J_t	Stromdichte an der Oberseite der Patchantenne
K_j	j-te Klasse
l	Leitungslänge
L	Länge der Antenne
L_{eff}	effektive Länge
L_p	Länge der Antennen
$L_{p,eff}$	effektive Länge der Antennen
M	Mittelpunkt der Spalten
$\max(S_{11})_{1kHz}$	maximum des Parameters S_{11} bei 1kHz nach FFT
O	Punkt O auf dem Schirm
$P_{isotrop}$	abgestrahlte Leistung eines isotropen Strahlers
P_r	empfangene Leistung
P_{rad}	abgestrahlte Leistung
P_s	reflektierte Leistung
P_t	gesendete Leistung
R_1, R_2	Abstand zwischen Sender und Empfänger im Übertragungskanal
r	Abstand zwischen Sender und Empfänger im RFID-System
r_{EM}	Abstand vom Ursprung des elektromagnetischen Feldes
r_n	Reflexionsfaktor an Port n
S	Leistungsdichte
S_{BACK}	rückgestrahlte Leistungsdichte im Backscatter-System
S_{nn}	Streuparameter nn
S_{nm}	Streuparameter nm
S_1, S_2	Spalt 1, Spalt 2

\tilde{s}^2	Varianz
T_{\max}	Abtastdauer der maximalen Frequenz des Signals
T_{Tast}	Abtastdauer der Abtastfrequenz
$U(\varphi)$	Strahlungsintensität in Richtung des Winkels φ
U_h	Spannung hinlaufende Welle
U_{\max}	Maximale Strahlungsintensität
U_r	Spannung rücklaufende Welle
U_0	durchschnittliche Strahlungsintensität
U_1	Spannung an Tor 1
U_2	Spannung an Tor 2
V	Spannung in der Antenne aufgrund von elektromagnetischen Wellen
v_j	Obergrenze der j-ten Klasse
W	Breite der Antenne
W_f	Feedbreite
W_g	Breite der Masseplatte
W_p	Breite der Antennen
W_o	Breite der Mikrostreifen-Leitung
x_i	i-ter Wert des Datensatzes
\bar{x}	arithmetisches Mittel
Z_A	Abschlussimpedanz
Z_c	Impedanz der Mikrostreifen-Leitung
Z_L	Leitungsimpedanz
Z_{nm}	Impedanz zwischen Port n und m
Z_0	Eingangsimpedanz
z	normierte Impedanz
α	Winkel der parallelen Hilfslinien der Spalten

α_i, β_i	i-te bzw. l-te Betrag der elektromagnetischen Welle
Δs	Gangunterschied
Δs_{tast}	räumlicher Abstand der Abtastfrequenz
ϵ_r	materialabhängige Permittivität
$\epsilon_{r,\text{eff}}$	effektive materialabhängige Permittivität
ϵ_0	Permittivität Vakuum
ϑ	Winkel zwischen Z- und Y-Achse im kartesischen Koordinatensystem
λ	Wellenlänge der elektromagnetischen Welle
λ_n	normierte Leitungslänge
μ_r	materialabhängige Permeabilität
μ_0	Permeabilität Vakuum
σ	Rückstreuquerschnitt
σ_{Zyl}	Rückstreuquerschnitt des Zylinders
Φ, Ψ	Phasenlage des elektrischen Feldes eines Arrays
θ	Phasenlage im Fernfeld

Tabellenverzeichnis

Tabelle 1 Netzwerkanalysator Keysight N5222B Parameter	54
Tabelle 2 Parameter Zaber X-BLQ-2095-E01	55
Tabelle 3 Parameter der PCB.....	57
Tabelle 4 Parameter der entworfenen Dipolantenne.....	59
Tabelle 5 Parameter der Patchantenne	66
Tabelle 6 Parameter Versuchsteil Antennendiagramm.....	77
Tabelle 7 Parameter Versuchsteil Fading.....	83
Tabelle 8 Messparameter Versuchsteil Antennendiagramm	84

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1 Abstrahlung einer elektromagnetischen Welle anhand eines Dipols	9
Abbildung 2 Doppelspaltexperiment, Interferenzerscheinung elektromagnetischer Wellen durch Gangunterschied	11
Abbildung 3 Aufteilung der Strahlungsfeldes einer Antenne in Bereiche.....	15
Abbildung 4 Dipol mit kartesischem Koordinaten System	17
Abbildung 5 Dipol Abstrahlcharakteristik im Fernfeld, Toroid	17
Abbildung 6 Patchantenne Fernfeld Abstrahlcharakteristik in einer Ebene	18
Abbildung 7 Antennendiagramm eines Antennenarrays, normalisiert Leistung.....	20
Abbildung 8 Retrodirektives "Van-Atta"-Array, Phase der empfangenen und abgestrahlten elektromagnetischen Welle identisch.....	23
Abbildung 9 RFID-System Prinzipaufbau, Lesegerät und Transponder	24
Abbildung 10 Backscatter-System, Richtung der ausgestrahlten und rückreflektierten Leistung	26
Abbildung 11 Rückstreuungs-Übertragungskanal in monostatischem Aufbau eines RFID-Systems	27
Abbildung 12 Rückstreuungs-Übertragungskanal mit Störobjekt und resultierender Mehrwegeausbreitung.....	28
Abbildung 13 Signalfussdiagramm Schlüsselloch Charakteristik des Backscatter-Channels, nicht retrodirektiver Transponder	30
Abbildung 14 Signalfussdiagramm Schlüsselloch Charakteristik des Backscatter-Channels, retrodirektiver Transponder	31
Abbildung 15 Mikrostreifen-Patchantenne, geometrische Parameter eigenzeichnet.....	33
Abbildung 16 Hohlraummodell einer Patchantenne zur Veranschaulichung des Abstrahlmechanismus	34
Abbildung 17 Strom- und Spannungsrichtung Zweitor-Systems	36

Abbildung 18 S-Parameter anhand eines Zweitor-Systems, Richtung der hin- und rücklaufenden Welle	39
Abbildung 19 Transformation Impedanz- zu Reflexionsebene	41
Abbildung 20 Teiltransformationen Impedanz- zu Reflexionsebene	42
Abbildung 21 Smith-Chart mit Beschriftung der wichtigsten Punkte.....	43
Abbildung 22 Säule eines Histogramms	46
Abbildung 23 Beispiel einer Wahrscheinlichkeitsfunktion anhand der Normalverteilung	47
Abbildung 24 Netzwerkanalysator N5222B, Frontansicht der Bedienelemente und Anschlüsse	53
Abbildung 25 Beispielabbildung X-BLQ Linearverschieber	54
Abbildung 26 Frontansicht Arduino MKR Zero	56
Abbildung 27 Entwurf Dipolantenne Vorder- und Rückseite, nicht maßstabsgetreu (In Anlehnung an	58
Abbildung 28 Frontansicht des Dipols, Simuliertes Fernfeld in der X-Y Ebene mit Hilfe von CST-Studio Suite 2022.....	59
Abbildung 29 Seitenansicht des Dipols, simuliertes Fernfeld in der Z-Y Ebene mit Hilfe von CST-Studio Suite 2022.....	60
Abbildung 30 Patchantennen-Element Vorder- und Rückseite, maßstabsgetreu, Verhältnis 4:1	65
Abbildung 31 Frontansicht des Patchantennen-Elements, simuliertes Fernfeld in der X-Y Ebene mit Hilfe von CST-Studio Suite 2022	66
Abbildung 32 Seitenansicht des Patchantennen-Elements, simuliertes Fernfeld in der Y-Z Ebene mit Hilfe von CST-Studio Suite 2022	67
Abbildung 33 Patchantennen-Element mit äußerer Beschaltung, Grundelement der Arrays, Ansicht in Altium Designer.....	68
Abbildung 34 Frontansicht gefertigtes Grundelement der Patchantennen-Arrays.....	69

Abbildung 35 Retrodirektives Array mit 2 Patchantennen-Elementen, Ansicht in Altium Designer.....	70
Abbildung 36 Gefertigtes Antennenarray mit 2 Patchantennen-Elementen und nachträglich hinzugefügten DC-Block Kondensatoren.....	71
Abbildung 37 Retrodirektives Antennenarray bestehend aus 4 Patchantennen-Elementen, Ansicht in Altium Designer.....	72
Abbildung 38 Gefertigtes Antennenarray mit 4 Patchantennen-Elementen und nachträglich hinzugefügten DC-Block Kondensatoren.....	73
Abbildung 39 HMC536 HF-Schalter, Pinbelegung	74
Abbildung 40 Schaltplan HMC536 im Antennenarray mit 2 Patchantennen-Elementen.....	75
Abbildung 41 Versuchsaufbau Antennendiagramm, Absorberkammer in Vogelperspektive, Hornantenne und Drehteller dargestellt	76
Abbildung 42 Versuchsaufbau Reflexion und Mehrwegeausbreitung, Absorberkammer in Vogelperspektive, Lesegerät, Transponder und Störobjekte eingezeichnet.....	79
Abbildung 43 Zylinderförmiges Störobjekt, Symmetrie in X-Y-Ebene.....	80
Abbildung 44 Beispielraum für den Versuchsteil Mehrwegeausbreitung und Reflexion	81
Abbildung 45 Übersicht über alle Messräume in der Absorberkammer.....	82
Abbildung 46 Parameter S_{11} Patchantenne logarithmische Darstellung.....	85
Abbildung 47 Parameter S_{11} Patchantenne Smith-Chart	86
Abbildung 48 Parameter S_{11} Dipolantenne logarithmische Darstellung.....	87
Abbildung 49 Parameter S_{11} Dipolantenne Smith-Chart	88
Abbildung 50 Antennengewinnfaktor der entworfenen Patchantenne	89
Abbildung 51 Antennengewinnfaktor des entworfenen Dipols	90
Abbildung 52 Messkurve leerer Raum, die Messung erfolgt mit dem Transponder bestehend aus einem Antennen-Element	91
Abbildung 54 Messkurve leerer Raum, die Messung erfolgt mit dem Transponder bestehend aus zwei Antennen-Elementen	93

Abbildung 55 Messkurve leerer Raum, die Messung erfolgt mit dem Transponder bestehend aus vier Antennen-Elementen	94
Abbildung 56 Raum 2 mit Transponder bestehend aus 2 Antennen-Elementen	95
Abbildung 57 Normierter Mittelwert, normiert auf die Curve Fits der leeren Räume, 1- 2- und 4-Elemente Transponder	96
Abbildung 58 Normierte Varianz, normiert auf die Curve Fits des jeweiligen zugehörigen Raums.....	97
Abbildung 59 Histogramm Raum 3 auf den Raum normierte Werte, alle Arrays	98
Abbildung 60 Histogramm Raum 3, auf den Raum normierte Werte, alle Arrays	99
Abbildung 61 Histogramm aller Räume, auf den Raum normierte Werte, alle Arrays	100
Abbildung 62 Konferenzraum 256 im Fraunhofer IMS in Duisburg, 2.Etage	101
Abbildung 63 Histogramm Konferenzraum 256, auf den Raum normierte Werte, alle Arrays, ohne Störobjekt	102
Abbildung 64 Histogramm Konferenzraum 256, auf den Raum normierte Werte, alle Arrays mit einem Störobjekt	103
Abbildung 65 Rice-Verteilungsfunktion mit verschiedenen Varianzen und Mittelwert 1	112

Formelverzeichnis

(1) Wellenlänge einer elektromagnetischen Welle im Freiraum	7
(2) Ausbreitungsgeschwindigkeit elektromagnetische Welle im Medium	8
(3) Beziehung Abstand der Spalte und Schirmbreite, mit Sinussatz	12
(4) Annäherung des Winkels der Strecke	12
(5) Annäherung des Verhältnisses von Weglängenunterscheid zu Schirmabstand.....	13
(6) Modifizierte Abschätzung Interferenzbedingung	13
(7) Abschätzung Abstand des Fernfeldes, kleine Antennen.....	16
(8) Abschätzung Abstand des Fernfeldes, große Antenne	16
(9) Direktivität	18
(10) Gewinnfaktor einer Antenne	19
(11) Gesamtes elektrisches Feld, Antennenarray	21
(12) Antennenarrayfaktor.....	22
(13) Gitterkonstante des Antennenarrayfaktor	22
(14) Rückgestrahlte Leistung im Rückstreuungs-Kanal	26
(15) Leistungsdichte an Sendeantenne	26
(16) Bistatische Radargleichung	29
(17) Summe der Spannung aller elektromagnetischen Welle einer Antenne	29
(18) Friis-Übertragungsgleichung	32
(19) Leitungsimpedanz Mikrostreifenleitung, Verhältnis Breite zu Höhe kleiner 1	35

(20) Leitungsimpedanz Mikrostreifenleitung, Verhältnis Breite zu Höhe größer 1	
.....	35
(21) Impedanzmatrix für S-Parameter, Zweitor	37
(22) Elektromagnetische Welle a am Beginn der Leitung	37
(23) Elektromagnetische Welle b am Beginn der Leitung	37
(24) Reflexionsfaktor, abhängig der Leitungs- und Abschlussimpedanz	
.....	38
(25) Reflexionsfaktor, Zusammenhang der Wellen	38
(26) S-Parameter	39
(27) Normierte Wellenlänge	40
(28) Transformationsformel, Reflexionsfaktor zu Impedanz	40
(29) Normierte Impedanz	40
(30) Transformationsformel, Impedanz zu Reflexionsfaktor	40
(31) Reflexionsfaktor in Abhängigkeit von Abschluss- und Leitungsimpedanz	43
(32) Arithmetisches Mittel	44
(33) Varianz des arithmetischen Mittels	45
(34) Höhe der Säule eines Histogramms	46
(35) Nyquist-Shannon-Abtasttheorem, Frequenz	50
(36) Nyquist-Shannon Abtasttheorem, zeitlicher Abstand	50
(37) Räumliches Nyquist-Shannon-Abtasttheorem	50
(38) Rückstreuquerschnitt Zylinder, Werte eingesetzt	51
(39) Friis-Übertragungsgleichung, Werte eingesetzt	51
(40) Bistatische Radargleichung, Werte eingesetzt	52
(41) Breite der Patchantenne	61

(42) Permittivität und Permeabilität.....	61
(43) Effektive Permittivität der Patchantenne.....	62
(44) Verhältnis elektrische Länge zu Substrathöhe der Patchantenne.....	62
(45) Effektive Länge der Patchantenne	63
(46) Eingangsimpedanz der Patchantenne.....	64
(47) Verhältnis Friis-Gleichungen	77
(48) Ansatz Regressionskurve	
.....	93

Literaturangaben

- [1] Finkenzeller, K.: RFID-Handbuch. Grundlagen und praktische Anwendungen von Transpondern, kontaktlosen Chipkarten und NFC. Hanser eLibrary. München: Hanser 2015
- [2] Detlefsen, J. u. Siart, U.: Grundlagen der Hochfrequenztechnik. Technik 10-2012. München: Oldenbourg 2012
- [3] LEIFI Physik: Beugung und Interferenz, 2023. <https://www.leifiphysik.de/optik/beugung-und-interferenz/grundwissen/doppelspalt>, abgerufen am: 04.09.2023
- [4] Balanis, C. A.: Antenna Theory. Analysis and Design. Hoboken, N.J.: Wiley-Interscience 2005
- [5] Kark, K. W.: Antennen und Strahlungsfelder. Elektromagnetische Wellen auf Leitungen, im Freiraum und ihre Abstrahlung. Lehrbuch. Wiesbaden: Springer Vieweg 2014
- [6] Kristensson, G., Waller, P. u. Derneryd, A.: Radiation efficiency and surface waves for patch antennas on inhomogeneous substrates. IEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation 150 (2003) 6, S. 477
- [7] Chung, S.-J. u. Chang, K.: A retrodirective microstrip antenna array. IEEE Transactions on Antennas and Propagation 46 (1998) 12, S. 1802–1809
- [8] Wolff, C.: Passive linear Van Atta Array. <https://www.radartutorial.eu/17.bauteile/bt46.en.html>, abgerufen am: 08.06.2023
- [9] Alhassoun, M. u. Durgin, G. D.: A Theoretical Channel Model for Spatial Fading in Retrodirective Backscatter Channels. IEEE Transactions on Wireless Communications 18 (2019) 12, S. 5845–5854
- [10] Cherniakov, M. u. Moccia, A.: Bistatic radar. Emerging technology. Chichester: Wiley 2008
- [11] Siebert, K.: EMV- und Hochfrequenztechnik. Kapitel 2. Sommersemester 2022
- [12] Bosse, G. u. Glaab, A.: Grundlagen der Elektrotechnik III. Wechselstromlehre, Vierpol- und Leitungstheorie. Springer eBook Collection Computer Science and Engineering. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg 1996

- [13] Cramer, E. u. Kamps, U.: Grundlagen der Wahrscheinlichkeitsrechnung und Statistik. Eine Einführung für Studierende der Informatik, der Ingenieur- und Wirtschaftswissenschaften. Lehrbuch. Berlin, Heidelberg: Springer Spektrum 2020
- [14] Tseng, W.-J., Chung, S.-B. u. Chang, K.: A planar Van Atta array reflector with retrodirectivity in both E-plane and H-plane. IEEE Transactions on Antennas and Propagation 48 (2000) 2, S. 173–175
- [15] Alhassoun, M.: A model for non-ideal retrodirective channels in non-line-of-sight geometry. Electronics Letters 58 (2022) 10, S. 382–384
- [16] Griffin, J. D. u. Durgin, G. D.: Multipath Fading Measurements for Multi-Antenna Backscatter RFID at 5.8 GHz. IEEE International Conference on RFID (2009), S. 322–329
- [17] Keysight Technologies: Keysight 2-Port and 4-Port PNA Network Analyzer, abgerufen am: 12.06.2023
- [18] Zaber Technologies. Inc.: X-BLQ-2095-E01 Datasheet, 2023
- [19] Pollin Electronic GmbH: Arduino Board, MKR Zero, 2023. <https://www.pollin.de/p/arduino-board-mkr-zero-abx00012-i2s-bus-sd-f-sound-musik-digitale-audiodaten-811357>
- [20] Arduino: Dokumentation Arduino MKR Zero, 2023. <https://docs.arduino.cc/hardware/mkr-zero>
- [21] Qudrat-E-Maula, M. u. Shafai, L.: Low-Cost, Microstrip-Fed Printed Dipole for Prime Focus Reflector Feed. IEEE Transactions on Antennas and Propagation 60 (2012) 11, S. 5428–5433
- [22] Bahl, I. J. u. Trivedi, D. K.: A Designer's Guide to Microstrip Line. Microwaves 1977