

# **Retrodirektive Transponder für SHF-RFID-Systeme mit Lokalisierungsfunktion**

Von der Fakultät für Ingenieurwissenschaften,  
Abteilung Elektrotechnik und Informationstechnik  
der Universität Duisburg-Essen

zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor der Ingenieurwissenschaften

genehmigte Dissertation

von

Sebastian Böller

aus

Bergisch-Gladbach

Gutachter: Prof. Dr. rer. nat. Anton Grabmaier

Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Thomas Kaiser

Tag der mündlichen Prüfung: 14.10.2024

# DuEPublico

Duisburg-Essen Publications online

UNIVERSITÄT  
DUISBURG  
ESSEN

*Offen im Denken*

ub | universitäts  
bibliothek

Diese Dissertation wird via DuEPublico, dem Dokumenten- und Publikationsserver der Universität Duisburg-Essen, zur Verfügung gestellt und liegt auch als Print-Version vor.

**DOI:** 10.17185/duepublico/82764

**URN:** urn:nbn:de:hbz:465-20241218-102117-1



Dieses Werk kann unter einer Creative Commons Namensnennung - Weitergabe unter gleichen Bedingungen 4.0 Lizenz (CC BY-SA 4.0) genutzt werden.

# Abstract

For mobile robots positional awareness is essential to navigate successfully. Only then a route can be determined and followed on site. Potential applications include the transportation of goods by automated guided vehicles in warehouses or the autonomous landing of a multicopter.

This thesis investigates how super high frequency (SHF) radio-frequency identification (RFID) systems can be used for the localization of mobile robots. A method was developed that utilizes different backscatter modulations at the transponders. The reader emits a frequency modulated continuous wave (FMCW) signal. The signals backscattered by different transponders can be distinguished and separated from each other in the reader due to different modulation frequencies at the transponders. This makes it possible to determine the distances to several transponders simultaneously. A bandwidth of 10 MHz centered around the carrier frequency of 5.8 GHz is used for the implementation of the method presented here.

The range of a RFID system consists of the communication range and the energy range. In order to increase the range in RFID systems, which initially decreases with higher frequencies, in this work retrodirective arrays are combined with rectenna arrays to form retrodirective rectenna arrays. Transponders with retrodirective arrays can be used to increase the communication range of a RFID system. Transponders utilizing rectenna arrays can increase the energy range of such systems. The combination of both techniques to form retrodirective rectenna arrays makes it possible to construct transponders with which both energy range and communication range can be increased. As a result, the range of a RFID system using these transponders will increase.

Measurements have confirmed the benefits of retrodirective rectenna arrays for the transponders of SHF RFID systems. Measurements also show that simultane-

ous ranging with multiple transponders is possible below the range resolution of conventional FMCW radars due to the backscatter modulation.



# Zusammenfassung

Zur erfolgreichen Navigation mobiler Roboter ist es erforderlich, dass diese die eigene Position am Einsatzort bestimmen können. Nur so kann eine Route festgelegt und verfolgt werden und das Einsatzziel erreicht werden. Mögliche Einsätze können dabei z. B. der Warentransport durch autonome Flurfördergeräte in Lagerhallen oder der autonome Landevorgang eines Multicopters sein.

In dieser Arbeit wurde untersucht, wie Zentimeterwellen (engl. *super high frequency*, SHF)-*radio-frequency identification* (RFID)-Systeme zur Lokalisierung mobiler Roboter genutzt werden können. Dazu wurde ein Verfahren entwickelt, das unterschiedliche Modulationen bei der Rückstreuung an den Transpondern ausnutzt. Das Lesegerät emittiert ein frequenzmoduliertes Dauerstrich (engl. *frequency modulated continuous wave*, FMCW)-Signal. Durch die Modulation an den Transpondern können die Signale, die von verschiedenen Transpondern zurückgestreut werden, im Lesegerät unterschieden und voneinander getrennt werden. Dies ermöglicht eine simultane Entfernungsbestimmung zu mehreren Transpondern. Dazu wird für die vorgestellte Implementierung des Verfahrens eine Bandbreite von 10 MHz bei einer Trägerfrequenz von 5,8 GHz genutzt.

Die Reichweite eines RFID-Systems setzt sich aus der Kommunikationsreichweite und der Energiereichweite zusammen. Um die mit steigender Frequenz zunächst abnehmende Reichweite in RFID-Systemen zu vergrößern, wurden in dieser Arbeit retrodirektive Arrays mit Rectenna-Arrays zu retrodirektiven Rectenna-Arrays vereint. Transponder mit retrodirektiven Arrays können genutzt werden, um die Kommunikationsreichweite eines RFID-Systems zu vergrößern. Transponder mit Rectenna-Arrays vergrößern die Energiereichweite eines RFID-Systems. Die Verbindung zu retrodirektiven Rectenna-Arrays ermöglicht es, Transponder zu konstruieren, mit denen sich sowohl Energie- als auch Kommunikationsreich-

weite vergrößern lassen. Damit steigt letztlich die Reichweite eines RFID-Systems, in dem diese Transponder genutzt werden.

Die messtechnische Untersuchung hat den Nutzen retrodirektiver Rectenna-Arrays für die Transponder eines SHF-RFID-Systems bestätigt und gezeigt, dass die simultane Entfernungsbestimmung zu mehreren Transpondern aufgrund der modulierten Rückstreuung auch unterhalb der Entfernungsauflösung eines konventionellen FMCW-Radars möglich ist.

# Danksagung

Diese Arbeit entstand im Rahmen meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Fraunhofer-Institut für Mikroelektronische Schaltungen und Systeme IMS. Ich möchte an dieser Stelle allen Danken, die zum Erfolg dieser Arbeit beigetragen haben.

Zuerst möchte ich Herrn Prof. Dr. rer. nat. Anton Grabmaier dafür danken, dass er die Arbeit als Doktorvater betreut hat. Seine fachliche Kritik lieferte stets wertvolle Impulse und Anregungen. Herrn Prof. Dr.-Ing. Thomas Kaiser möchte ich für sein Interesse an meiner Arbeit danken und für die Bereitschaft zur Übernahme des Zweitgutachtens. Frau Prof. rer. nat. Franziska Muckel danke ich für die Übernahme des Vorsitzes der Prüfungskommission. Herrn Prof. Dr. rer. nat. Roland Schmechel danke ich für die Tätigkeit als Mitglied der Prüfungskommission.

Thorben Grenter danke ich dafür, dass er mir trotz Termindruck die zeitliche Freiheit gegeben hat, die zum Erstellen dieser Arbeit erforderlich war. Darüber hinaus danke ich ihm für seinen fachlichen Rat. Mein Dank gilt auch Felix Essingholt für die fachlichen Diskussionen und Alexander Litke für das Korrekturlesen dieser Arbeit. Daniel Hoffmann, Kai Grundmann und Maik Elter danke ich für die Unterstützung bei der praktischen Umsetzung.

Nicht zuletzt danke ich meiner Frau Esther von der Weiden für ihre emotionale Unterstützung und Geduld während dieser anstrengenden Zeit.



# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1	Motivation . . . . .	1
1.2	Ziel und Aufbau der Arbeit . . . . .	2
<b>2</b>	<b>Grundlagen und Stand der Technik</b>	<b>5</b>
2.1	Grundlagen der RFID-Technik . . . . .	5
2.1.1	Kommunikation durch modulierte Rückstreuung . . . . .	7
2.1.2	Kabellose Energieübertragung . . . . .	9
2.1.3	Fernfeldgekoppelte RFID-Systeme . . . . .	10
2.2	Verfahren zur Ortung und Lokalisierung . . . . .	11
2.2.1	Funkbasierte Ortung und Lokalisierung . . . . .	12
2.2.2	Ortung und Lokalisierung in RFID-Systemen . . . . .	17
2.3	Verbindung von RFID und Radar . . . . .	20
<b>3</b>	<b>Lokalisierungsverfahren für RFID-Systeme</b>	<b>23</b>
3.1	FMCW-basierte Entfernungsbestimmung . . . . .	24
3.2	Simultane Entfernungsbestimmung für mehrere Transponder . . . . .	28
3.3	Entwurf eines Lokalisierungssystems . . . . .	34
3.4	Genauigkeit der simultanen Entfernungsbestimmung . . . . .	38
3.4.1	Einfluss von thermischem Rauschen . . . . .	38
3.4.2	Einfluss benachbarter Transponder . . . . .	41
3.4.3	Einfluss ungenauer Modulationssignale . . . . .	42
3.4.4	Einfluss von Mehrwegeausbreitung . . . . .	43
3.5	Zusammenfassung zum Lokalisierungsverfahren . . . . .	44

<b>4</b>	<b>Erhöhung der Reichweite von RFID-Systemen</b>	<b>47</b>
4.1	Erhöhung der Kommunikationsreichweite . . . . .	48
4.2	Erhöhung der Energiereichweite . . . . .	56
4.3	Retrodirektive Rectenna-Arrays für SHF-Transponder . . . . .	59
4.4	Auswirkung der Retrodirektivität im Mehrwegekanal . . . . .	66
4.5	Zusammenfassung der Technik zur Erhöhung der Reichweite . . . . .	68
<b>5</b>	<b>Technische Umsetzung und Untersuchungsmethodik</b>	<b>71</b>
5.1	Realisierte SHF-Transponder . . . . .	71
5.1.1	Symmetrischer 2×1 Transponder . . . . .	72
5.1.2	Asymmetrischer 2×2 Transponder . . . . .	73
5.2	Realisierung des Lesegeräts zur Entfernungsbestimmung . . . . .	75
5.3	Untersuchungsmethodik . . . . .	75
5.3.1	Untersuchung der Kommunikationsreichweite . . . . .	75
5.3.2	Untersuchung der Energiereichweite . . . . .	77
5.3.3	Untersuchung der Entfernungsbestimmung . . . . .	78
5.3.4	Simulation der Mehrwegeausbreitung . . . . .	79
<b>6</b>	<b>Untersuchungsergebnisse</b>	<b>83</b>
6.1	Kommunikationsreichweite . . . . .	83
6.1.1	Symmetrischer 2×1 Transponder . . . . .	84
6.1.2	Asymmetrischer 2×2 Transponder . . . . .	85
6.2	Energiereichweite . . . . .	86
6.3	Genauigkeit der Entfernungsbestimmung . . . . .	89
6.3.1	Ein Transponder in Hochfrequenz-Messkammer . . . . .	89
6.3.2	Drei Transponder in Hochfrequenz-Messkammer . . . . .	91
6.4	Zuverlässigkeit im Mehrwegekanal . . . . .	94
6.4.1	Messergebnisse . . . . .	94
6.4.2	Simulationsergebnisse . . . . .	96
<b>7</b>	<b>Diskussion</b>	<b>101</b>
7.1	Fazit . . . . .	101
7.2	Ausblick . . . . .	103

<b>Anhang</b>	<b>107</b>
A Zusammenhang von Antennengewinn und Öffnungswinkel . . . . .	107
B Herleitung von $F_{\text{Rx}}$ . . . . .	108
C Herleitung von $F_{\text{Tag}}$ . . . . .	110
<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>111</b>
<b>Tabellenverzeichnis</b>	<b>115</b>
<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>117</b>
<b>Veröffentlichungen</b>	<b>125</b>





# Glossar

## Abkürzungen

<b>AoA</b>	Einfallswinkel (engl. <i>angle of arrival</i> )
<b>AoD</b>	Ausfallswinkel (engl. <i>angle of departure</i> )
<b>C1G2</b>	Klasse-1 Generation-2 (engl. <i>Class-1 Generation-2</i> )
<b>DFT</b>	diskrete Fourier-Transformation
<b>DLoS</b>	Sichtverbindung (engl. <i>direct-line-of-sight</i> )
<b>DuT</b>	Prüfling (engl. <i>device under test</i> )
<b>EIRP</b>	äquivalente isotrope Strahlungsleistung (engl. <i>equivalent isotropically radiated power</i> )
<b>EPC</b>	elektronischer Produktcode
<b>ERP</b>	effektive Strahlungsleistung (engl. <i>effective radiated power</i> )
<b>EU</b>	Europäischen Union
<b>FMCW</b>	frequenzmodulierter Dauerstrich (engl. <i>frequency modulated continuous wave</i> )
<b>GNSS</b>	globales Navigationssatellitensystem (engl. <i>global navigation satellite system</i> )
<b>GPS</b>	globales Positionsbestimmungssystem (engl. <i>global positioning system</i> )
<b>HFF</b>	Hochfrequenz-Frontend
<b>ID</b>	Identifikator
<b>IMS</b>	Institut für Mikroelektronische Schaltungen und Systeme
<b>ISM</b>	Industrie, Wissenschaft und Medizin (engl. <i>Industrial, Scientific and Medical</i> )
<b>JC&amp;S</b>	gemeinsame Funkkommunikation und Sensorik (engl. <i>Joint Communications and Sensing</i> )

<b>MLE</b>	Maximum-Likelihood-Schätzer (engl. <i>maximum likelihood estimator</i> )
<b>NLoS</b>	Nicht-Sichtverbindung (engl. <i>non-line-of-sight</i> )
<b>NWA</b>	Netzwerkanalysator
<b>PCB</b>	gedruckte Schaltung (engl. <i>printed circuit board</i> )
<b>RFID</b>	<i>radio-frequency identification</i>
<b>RSSI</b>	Indikator der Empfangsfeldstärke (engl. <i>received signal strength indicator</i> )
<b>SDR</b>	<i>software defined radio</i>
<b>SHF</b>	Zentimeterwellen (engl. <i>super high frequency</i> )
<b>SMA</b>	<i>SubMiniature A</i>
<b>ToF</b>	Signallaufzeit (engl. <i>time of flight</i> )
<b>UHF</b>	Dezimeterwellen (engl. <i>ultra high frequency</i> )
<b>UWB</b>	Ultra-Breitband-Technologie (engl. <i>ultra wide band</i> )
<b>WGN</b>	weißes gaußsches Rauschen (engl. <i>white Gaussian noise</i> )
<b>WLAN</b>	<i>wireless local area network</i>

# Formelzeichen

Formelzeichen	Beschreibung
$a$	Amplitude der einfallenden leitungsgebundenen Welle
$A_{\text{Bx}}$	Wirkfläche eines Antennenelements am Transponder
$A_{\text{O}}$	Kugeloberfläche
$b$	Amplitude der rücklaufenden leitungsgebundenen Welle
$B$	Bandbreite
$B_{\text{FMCW}}$	Bandbreite des FMCW-Signals
$d$	Abstand zwischen Lesegerät und Transponder/Ziel
$\Delta d_{\text{min}}$	Entfernungsaufösung eines FMCW-Radars
$d_n$	Abstand zwischen Lesegerät und $n$ -tem Transponder/Ziel
$d_{\text{res}}$	Auflösung der Entfernungbestimmung
$d_{\text{res,Pad}}$	Auflösung der Entfernungbestimmung nach <i>zero padding</i>
$d_{\text{Rx}}$	Kommunikationsreichweite
$d_{\text{Tag}}$	Energierreichweite
$\mathbf{e}_{\text{in}}$	Einheitsvektor in Einfallrichtung
$\mathbf{e}_{\text{out}}$	Einheitsvektor in Ausfallrichtung
$f$	Frequenz eines harmonischen Signals
$f_c$	Trägerfrequenz
$f_{mn}$	Modulationsfrequenzen des $n$ -ten Transponders
$\Delta f_m$	Differenz der Modulationsfrequenzen von zwei Transpondern
$f_{\text{res}}$	Frequenzaufösung der DFT
$f_s$	Abtastrate
$f_\tau$	Laufzeitabhängige Differenzfrequenz
$F_{\text{Rx}}$	Gruppengewinn eines retrodirektiven Arrays
$F_{\text{Rx,max}}$	Max. Gruppengewinn eines retrodirektiven Arrays
$F_{\text{Tag}}$	Gruppengewinn eines Rectenna-Arrays
$F_{\text{Tag,max}}$	Max. Gruppengewinn eines Rectenna-Arrays
$G$	Antennengewinn
$G_{\text{max}}$	Max. Antennengewinn
$G_{\text{Bx}}$	Gewinn eines Antennenelements am Transponder
$G_{\text{Rx}}$	Gewinn der Empfangsantenne am Lesegerät
$G_{\text{Tx}}$	Gewinn der Sendeantenne am Lesegerät
$h(t)$	Impulsantwort

$h_{\text{Clutter}}(t)$	Clutterkomponente der Impulsantwort
$I_{\text{Bx}}$	Strahlungsintensität an der Sendeantenne des Transponder
$I_{\text{Ix}}$	Strahlungsintensität an der Empfangsantenne des Transponder
$I_{\text{Rx}}$	Strahlungsintensität an der Empfangsantenne des Lesegeräts
$I_{\text{Tx}}$	Strahlungsintensität an der Sendeantenne des Lesegeräts
$k$	Laufindex der Clutterkomponenten
$K$	Anzahl der Clutterkomponenten
$l$	Laufindex der Antennenelemente einer Gruppenantenne
$L$	Anzahl der Antennenelemente einer Gruppenantenne
$L_x$	Anzahl der Elemente einer Gruppenantenne in x-Richtung
$L_y$	Anzahl der Elemente einer Gruppenantenne in y-Richtung
$m_n(t)$	Modulationssignal am $n$ -ten Transponder
$n$	Laufindex der Transponder/Anker
$N$	Anzahl der Transponder/Anker
$N_{\text{max}}$	Max. Anzahl der Transponder
$p$	Parameter zur Wahl des Sicherheitsabstands
$\mathbf{p}_l$	Position des $l$ -ten Antennenelements
$P_{\text{Tag}}$	Empfangsleistung am Transponder
$P_{\text{Tag,DC}}$	Gleichgerichtete Leistung am Transponder
$P_{\text{Tag,DC,min}}$	Min. erforderliche Leistung am Transponder
$P_{\text{Tx}}$	Sendeleistung am Lesegerät
$P_{\text{Rx}}$	Empfangsleistung am Lesegerät
$P_{\text{Rx,min}}$	Min. erforderliche Empfangsleistung am Lesegerät
$P_{\text{N}}$	Rauschleistung
$q$	Laufindex der Abtastwerte
$Q$	Anzahl der Abtastwerte
$\mathbf{S}$	Streuparametermatrix eines Hochfrequenznetzwerks
$\mathbf{S}_1$	Erster Quadrant der Streuparametermatrix
$\mathbf{S}_2$	Zweiter Quadrant der Streuparametermatrix
$\mathbf{S}_3$	Dritter Quadrant der Streuparametermatrix
$\mathbf{S}_4$	Vierter Quadrant der Streuparametermatrix
$\mathbf{S}_{\text{Rx}}$	Streuparametermatrix eines retrodirektiven Netzwerks
$\mathbf{S}_{\text{Tag}}$	Streuparametermatrix eines Netzwerks im Rectenna-Array
$S_{11}$	Eingangsreflexionsfaktor

$S_{21}$	Vorwärts-Transmissionsfaktor
$t$	Zeit
$T_{\text{FMCW}}$	Periode des FMCW-Signals
$w_{\text{N}}(t)$	WGN-Signal
$\mathbf{x}_{\text{Lesegerät}}$	Position des Lesegeräts
$\mathbf{x}_{\text{Ankern } n}$	Position des $n$ -ten Ankers
$y_{\text{b}}(t)$	Schwebungssignal
$y_{\text{b,DLoS}}(t)$	DLoS-Komponente im Schwebungssignal
$y_{\text{b,NLoS}}(t)$	NLoS-Komponente im Schwebungssignal
$y_{\text{b,DNLoS}}(t)$	DNLoS-Komponente im Schwebungssignal
$y_{\text{b,Clutter}}(t)$	Clutterkomponente im Schwebungssignal
$y_{\text{b,Tag } n}(t)$	Komponente des $n$ -ten Transponders im Schwebungssignal
$y_{\text{b,Tag } n, \text{LP}}(t)$	Tiefpassgefilterte Komponente des $n$ -ten Transponders
$y_{\text{Tx}}(t)$	Sendesignal am Lesegerät
$y_{\text{Rx}}(t)$	Empfangssignal am Lesegerät
$y_{\text{Rx,Clutter}}(t)$	Clutterkomponente im Empfangssignal am Lesegerät
$y_{\text{Rx,Tag } n}(t)$	Komponente des $n$ -ten Transponders
$\alpha_{\text{SNR}}$	Signal-Rausch-Verhältnis
$\beta$	Dämpfung eines Funkkanals
$\beta_{\text{Clutter } k}$	Dämpfung der $k$ -ten Clutter-Komponente
$\beta_{\text{Tag } n}$	Dämpfung der Komponente des $n$ -ten Transponders
$\beta_{\text{DLoS}}$	Dämpfung des DLoS-Pfads
$\beta_{\text{NLoS}}$	Dämpfung des NLoS-Pfads
$\phi$	Azimutwinkel
$\phi_{\text{in}}$	Azimutwinkel der Einfallsrichtung
$\phi_{\text{out}}$	Azimutwinkel der Ausfallsrichtung
$\varphi$	Phase eines harmonischen Signals
$\varphi_{\text{in}, l}$	Phase des Empfangssignals an der $l$ -ten Transponderantenne
$\varphi_{\text{out}, l}$	Phasenverschiebung am Lesegerät durch $l$ -te Transponderantenne
$\varphi_{\text{mn}}$	Phase des Modulationssignals des $n$ -ten Transponders
$\varphi_{\tau}$	Laufzeitabhängige Phase des Schwebungssignal
$\varphi_{\tau, \text{Clutter } k}$	Phase der $k$ -ten Clutterkomponente
$\varphi_{\tau, \text{Tag } n}$	Phase der Komponente des $n$ -ten Transponders/Ziels
$\Gamma_{\text{Boden}}$	Reflexionsfaktor des Bodens

$\Gamma_{\text{Bx}}$	Eingangsreflexionsfaktor eines Hochfrequenz-Frontends
$\eta_{\text{PCE}}$	Wirkungsgrad des Gleichrichters eines Hochfrequenz-Frontends
$\kappa_{\text{Pad}}$	Länge des <i>zero padding</i>
$\lambda$	Wellenlänge
$\theta$	Polarwinkel
$\theta_{\text{in}}$	Polarwinkel der Einfallsrichtung
$\theta_{\text{out}}$	Polarwinkel der Ausfallsrichtung
$\Theta_{\text{max}}$	Öffnungswinkel einer Antenne
$\rho_{\text{Rx}}$	Normierte Wurzel des Gruppengewinns retrodirektiver Arrays
$\sigma_{\text{N}}$	Standardabweichung des WGN-Signals
$\tau$	Signallaufzeit
$\tau_{\text{DLoS}}$	Laufzeit des DLoS-Pfads
$\tau_{\text{NLoS}}$	Laufzeit des NLoS-Pfads
$\tau_{\text{Tag}n}$	Rundweglaufzeit zwischen Lesegerät und $n$ -tem Transponder
$\tau_{\text{Clutter}k}$	Rundweglaufzeit der $k$ -ten Clutterkomponente
$\tau_{\text{Clutter,max}}$	Max. Rundweglaufzeit der Clutterkomponenten

---

## Mathematische und physikalische Konstanten

Formelzeichen	Wert	Beschreibung
$c_0$	299 792 458 m/s	Lichtgeschwindigkeit
$e$	2, 71828...	Eulersche Zahl
$j$		imaginäre Einheit
$\pi$	3, 14159...	Kreiszahl

---

# Kapitel 1

## Einleitung

### 1.1 Motivation

Damit ein mobiler Roboter erfolgreich navigieren kann, muss er seine Position am Einsatzort bestimmen können. Diese als Lokalisierung bezeichnete Bestimmung der eigenen Position ist eine Schlüsselfunktion der Roboternavigation. [1]

Die Verbindung der Funkkommunikation mit Techniken zur Ortung und Lokalisierung ist unter dem englischen Namen *Joint Communications and Sensing* (JC&S) aktueller Forschungsgegenstand, auch im Kontext des zukünftigen Mobilfunkstandards der sechsten Generation [2]. Für Innenräume existieren Untersuchungsergebnisse zur Nutzung der Mobilfunk-Infrastruktur zur Ortung und Lokalisierung [3–5]. Vorteilhaft ist dieser Ansatz vor allem für mobile Roboter, die zusätzlich zur Lokalisierung eine Anbindung mit hoher Datenrate benötigen. Nachteilig ist hingegen die sehr aufwändige Infrastruktur, die aus vielen teuren Basisstationen besteht. Wenn sich eine kleine Anzahl mobiler Roboter in einem großen Bereich bewegt und keine hohe Datenrate erforderlich ist, ist dieser Ansatz mit unverhältnismäßig hohen Kosten verbunden. Vielversprechend ist hier ein Ansatz basierend auf der *radio-frequency identification* (RFID)-Technik, wobei passive Transponder als Anker für die Lokalisierung verwendet werden. Passive Transponder kommen in der RFID-Technik ohne interne Energiequelle wie einer Batterie aus [6]. Dadurch wird ein langer, wartungsfreier Betrieb der Transponder ermöglicht. Gleichzeitig können passive Transponder vergleichsweise kostengünstig gefertigt werden.

In Szenarien, in denen sich eine geringe Anzahl mobiler Roboter in einem großen Servicebereich bewegt, ist dieser Ansatz daher besonders geeignet.

Exemplarisch werden in dieser Arbeit zwei Szenarien betrachtet. Das erste Szenario beschäftigt sich mit autonomen Multicoptern im städtischen Raum. Um die Einsatzzeit der Multicopter zu erhöhen, soll ein selbständiges Laden der Akkus der Multicopter ermöglicht werden. Dazu muss der Multicopter sich selbst autonom genau auf speziell dafür vorgesehenen Landeplätzen positionieren. Für dieses Landemanöver ist die Kenntnis der eigenen Position relativ zum Landepunkt erforderlich. Die hohe Dynamik dieses Szenarios erfordert eine Lokalisierung mit geringer Latenz. Das zweite Szenario ist die Navigation autonomer Flurfördergeräte z. B. in einer Lagerhalle. Auch hier ist die Kenntnis der eigenen Position in der Lagerhalle erforderlich, damit ein autonomes Flurfördergerät seine Route am Einsatzort verfolgen kann.

## 1.2 Ziel und Aufbau der Arbeit

Ziel dieser Arbeit ist es, RFID-Systeme zur Lokalisierung mobiler Roboter nutzbar zu machen. Dazu wurde ein Verfahren entwickelt, das basierend auf der Signallaufzeit (engl. *time of flight*, ToF) die Abstände zwischen einem Lesegerät und mehreren Transpondern bestimmen kann. Die Entfernungsbestimmung zu mehreren Transpondern ist dabei simultan möglich. Wie in Abbildung 1.1 dargestellt, wird die Modulation bei der Rückstreuung an den Transpondern genutzt, um die Signale, die von den verschiedenen Transpondern zurückgestreut werden, im Lesegerät unterscheiden und trennen zu können. Aus den ermittelten Abständen kann dann verbunden mit der bekannten Position der Transponder durch Multilateration die Position des Lesegeräts und damit auch die Position eines mit einem Lesegerät ausgestatteten mobilen Roboters bestimmt werden. Dezimeterwellen (engl. *ultra high frequency*, UHF)-RFID-Systeme sind aktuell die am weitesten verbreiteten fernfeldgekoppelten RFID-Systeme. Aufgrund der sehr geringen Bandbreite, die für UHF-RFID-Systeme zur Verfügung steht, wurde in dieser Arbeit das Zentimeterwellen (engl. *super high frequency*, SHF)-Band um 5,8 GHz verwendet. Um bei dieser für RFID-Systeme hohen Frequenz eine hinreichend große Reichweite zu ermöglichen, werden in den Transpondern retrodirektive Arrays zur Vergrö-



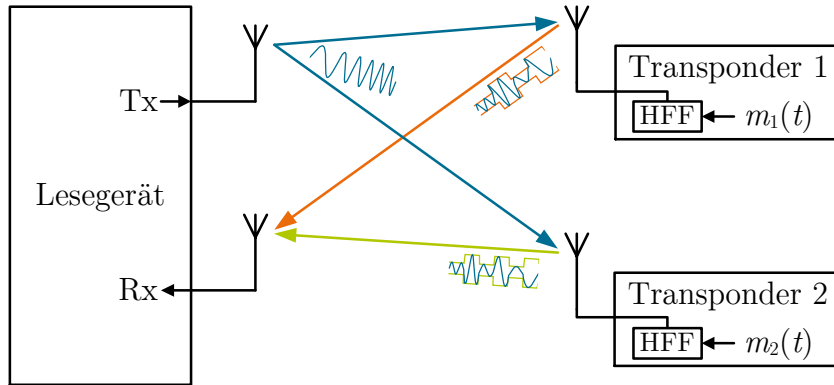


Abbildung 1.1: RFID-System zur simultanen Entfernungsbestimmung zwischen einem Lesegerät und mehreren Transpondern. Das Lesegerät emittiert ein FMCW-Signal. Dieses wird von den Transpondern mit dem Hochfrequenz-Frontend (HFF) moduliert und zurückgestreut, wobei sich die Modulationssignale der Transponder unterscheiden.

berung der Kommunikationsreichweite mit Rectenna-Arrays zur Vergrößerung der Energierreichweite zu retrodirektiven Rectenna-Arrays für SHF-RFID-Transponder verbunden.

Im Folgenden wird in Kapitel 2 der Stand der Technik dargestellt. In Kapitel 3 wird das entwickelte Lokalisierungsverfahren vorgestellt. Die Untersuchung retrodirektiver Rectenna-Arrays folgt in Kapitel 4. Die Realisierung und die Untersuchungsmethoden folgen in Kapitel 5 und die Ergebnisse der Untersuchung in Kapitel 6. Abschließend werden in Kapitel 7 die Ergebnisse diskutiert und es wird ein Ausblick auf weitere Forschungsfragen gegeben.

Der Formelsatz erfolgt in dieser Arbeit nach der folgenden Konvention:

• skalare Variablen:	kursiv	$x$
• Konstanten und Einheiten:	gerade	$x$
• Funktionen im Zeitbereich:	kursive Minuskel	$x(t)$
• Funktionen im Frequenzbereich:	kursive Majuskel	$X(f)$
• Vektoren:	fette und kursive Minuskel	$\mathbf{x}$
• Matrizen:	fette und kursive Majuskel	$\mathbf{X}$
• transponierte/r Matrix/Vektor:	T Hochgestellt	$\mathbf{x}^T$
• Standardfunktionen:	gerade	$\sin(\cdot)$
• Schätzwert eines Parameters:	kursiv mit Zirkumflex	$\hat{x}$
• konjugiert komplexe Zahl:	* Hochgestellt	$x^*$

Funktionen im Zeit- und Frequenzbereich sind in dieser Arbeit i. d. R. komplexe Basisbandsignale. Signale im Zeitbereich sind mit einer Minuskel benannt, für das Signal im Frequenzbereich wird die entsprechende Majuskel verwendet. Die Schreibweise  $e^{\mathbf{x}}$  wird als komponentenweise Anwendung der Exponentialfunktion auf den Vektor  $\mathbf{x}$  verstanden. Die in der Hochfrequenz- und Nachrichtentechnik geläufigen logarithmierten Gleichungen, die sich auf Größen in Dezibel beziehen, werden in dieser Arbeit nicht verwendet, um Missverständnissen vorzubeugen.

Die Terminologie dieser Arbeit bedient sich aus den Feldern RFID, Radar und Robotik. Die wichtigsten Begriffe werden in den Abschnitten 2.1, 2.2 und 2.3 eingeführt.

# Kapitel 2

## Grundlagen und Stand der Technik

### 2.1 Grundlagen der RFID-Technik

Die RFID-Technik hat es ermöglicht, kleine Funkgeräte zu realisieren, die vor allem der Identifikation von Objekten dienen. Besonderes Alleinstellungsmerkmal der RFID-Technik ist dabei, dass diese kleinen Funkgeräte – die **Transponder** – auch ohne interne Energiequelle wie eine Batterie realisiert werden können. Dies ermöglicht es viele Arten von Objekten mit einem Transponder auszustatten, für die ein batteriebetriebenes Funkgerät nicht geeignet ist. Dazu zählen zum Beispiel die mittlerweile weit verbreiteten kontaktlosen Bezahlkarten [7], Bekleidungsartikel [8] und Transportpaletten [9]. Im Folgenden werden die zentralen Begrifflichkeiten der RFID-Technik eingeführt, typische Bestandteile eines RFID-Systems vorgestellt und eine Klassifizierung dieser Systeme vorgenommen.

Ein **RFID-System** besteht, wie in Abbildung 2.1 gezeigt, aus zwei unterschiedlichen Teilnehmern. Auf der einen Seite steht das **Lesegerät**, auf der anderen Seite ein oder mehrere Transponder. Das Lesegerät emittiert ein zeitlich veränderliches elektrisches oder magnetisches Feld oder eine elektromagnetische Welle. Dadurch kann Energie kabellos vom Lesegerät zum Transponder übertragen werden. Diese Energie wird im Transponder genutzt um die interne Elektronik zu versorgen. Die Transponder werden also kabellos vom Lesegerät mit Energie versorgt. Die Kommunikation des Lesegeräts mit den Transpondern erfolgt durch Modulation dieses

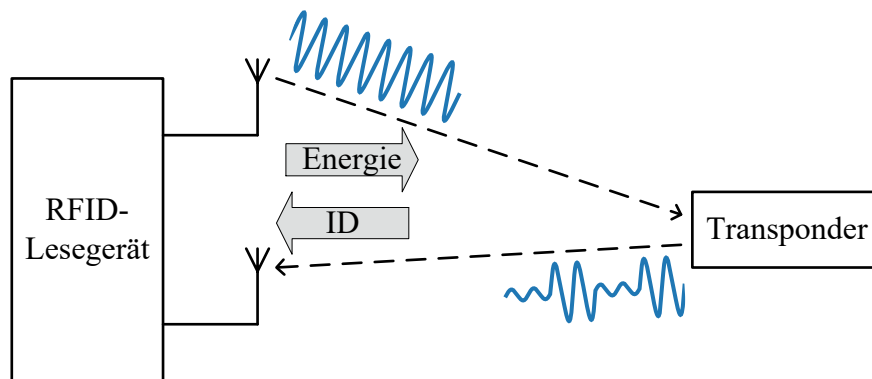


Abbildung 2.1: RFID-System bestehend aus einem Lesegerät und einem Transponder. Das Lesegerät emittiert eine elektromagnetische Welle, die Energie zum Transponder überträgt. Dieser nutzt die empfangene Energie zur Versorgung der internen Schaltung. Ein Teil der einfallenden Welle wird zur Kommunikation moduliert zurückgestreut. Dadurch kann z. B. ein ID vom Transponder zum Lesegerät übertragen werden.

energetragenden Signals. Eine Möglichkeit der Klassifizierung von RFID-Systemen ist eine Unterscheidung nach der Art der Kopplung in **nahfeldgekoppelte** und **fernfeldgekoppelte** RFID-Systeme. In dieser Arbeit werden ausschließlich fernfeldgekoppelte RFID-Systeme betrachtet. Diese zeichnen sich dadurch aus, dass der Abstand zwischen dem Lesegerät und den Transpondern so groß ist, dass sich die Transponder im Fernfeldbereich des Lesegeräts befinden. Die kabellose Energieübertragung erfolgt hier durch eine elektromagnetische Welle. Die Kommunikation der Transponder mit dem Lesegerät erfolgt durch die **modulierte Rückstreuung**. Die Transponder erzeugen für die Kommunikation kein eigenes hochfrequentes Signal, auf das Daten moduliert werden, stattdessen nutzen sie auch hier die vom Lesegerät emittierte Welle und streuen einen Teil dieser zurück. Dazu ändert sich die effektive Reflexionsfläche der Transponder im Takt der Daten. Diese Änderung wird im Lesegerät erfasst. So können Daten wie ein Identifikator (ID) von einem Transponder zum Lesegerät übertragen werden.

Eine weitere Eigenschaft von RFID-Systemen, die sich zur Klassifizierung eignet, ist die Art der Energieversorgung der Transponder. In der Literatur finden sich verschiedene, nicht immer übereinstimmende Definitionen. In dieser Arbeit wird in Anlehnung an [6] nach aktiven, semi-aktiven und passiven Transpondern unterschieden. **Aktive Transponder** verfügen dabei über eine interne Energiequelle wie eine Batterie. Sie nutzen diese Energie zur Versorgung der internen Elektronik, aber auch zur Kommunikation mit dem Lesegerät. Dabei wird das datentragende hochfrequente Signal entweder im Transponder selbst erzeugt oder ein Verstärker eingesetzt, um das Signal bei der modulierten Rückstreuung zu verstärken. **Semi-passive Transponder** verfügen ebenfalls über eine interne Energiequelle, allerdings wird diese ausschließlich dazu genutzt, die interne Elektronik zu versorgen. Für die Kommunikation wird die modulierte Rückstreuung ohne Verstärkung im Transponder genutzt. **Passive Transponder** kommen ganz ohne interne Energiequelle aus. Die Elektronik dieser Transponder wird durch die Energie, die vom Lesegerät übertragen wird, versorgt und die Kommunikation erfolgt durch modulierte Rückstreuung ohne Verstärkung.

Die RFID-Technik mit Fernfeldkopplung zeichnet sich also durch zwei zentrale Teilaspekte aus: die Kommunikation durch modulierte Rückstreuung und die kabellose Energieübertragung. Beide Teilaspekte werden im Folgenden näher beschrieben. Anschließend folgt eine kurze Vorstellung der wichtigsten technischen Umsetzungen und Funkstandards in diesem Bereich.

### 2.1.1 Kommunikation durch modulierte Rückstreuung

Die Kommunikation durch modulierte Rückstreuung ermöglicht es den Transpondern, sehr energiesparend Daten zum Lesegerät zu übertragen. Die Sparsamkeit dieser Form der Kommunikation ist auf zwei Gründe zurück zu führen. Zum Einen wird die Energie der Welle, die die Information trägt, nicht vom Transponder bereitgestellt. Zum Anderen ist der Schaltungsaufwand des Senders im Transponder gering. Abbildung 2.2 zeigt die wichtigsten Bestandteile des Hochfrequenz-Frontends eines passiven Transponders. Der Modulator kann dabei im einfachsten Fall durch einen einzelnen Transistor oder eine Diode realisiert werden. Neben dem Modulator kann ein Demodulator zum Empfang der vom Lesegerät übertragenen Daten und ein Gleichrichter für die kabellose Energieübertragung im

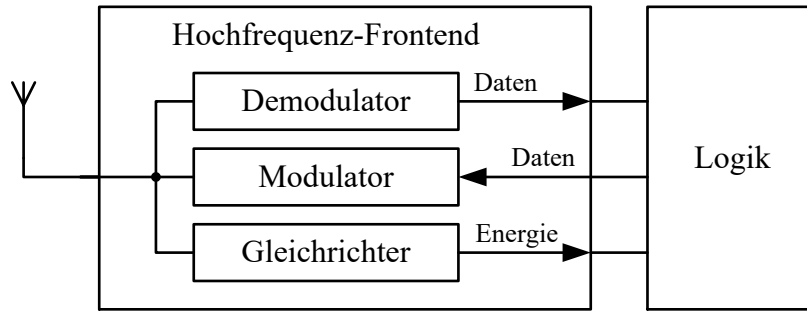


Abbildung 2.2: Hochfrequenz-Frontend eines passiven RFID-Transponders bestehend aus Demodulator zum Empfang der Daten vom Lesegerät, Modulator zur Übertragung von Daten zum Lesegerät durch modulierte Rückstreuung und Gleichrichter zur Versorgung der Logik des Transponders.

Hochfrequenz-Frontend enthalten sein. Die Hochfrequenz-Frontends der Transponder sind in den folgenden Abbildungen als Rechteck mit der Bezeichnung HFF dargestellt.

Das Lesegerät eines RFID-Systems emittiert eine Welle mit der Wellenlänge  $\lambda$  und der Leistung  $P_{\text{Tx}}$ . Entsprechend der Friis-Übertragungsgleichung erreicht einen Transponder in einen Abstand  $d$  vom Lesegerät die Leistung

$$P_{\text{Tag}} = P_{\text{Tx}} G_{\text{Tx}} G_{\text{Bx}} \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2, \quad (2.1)$$

wobei der Gewinn der Antennen in Lesegerät und Transponder durch  $G_{\text{Tx}}$  und  $G_{\text{Bx}}$ <sup>1</sup> gegeben ist. Durch den Modulator im Hochfrequenz-Frontend des Transponders kann eine Fehlanpassung zur Antenne erzeugt werden. Der Eingangsreflexionsfaktor  $\Gamma_{\text{Bx}}$  wird im Takt der Daten geändert. Dadurch erreicht das Lesegerät die Leistung

$$\begin{aligned} P_{\text{Rx}} &= P_{\text{Tag}} |\Gamma_{\text{Bx}}|^2 G_{\text{Bx}} G_{\text{Rx}} \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \\ &= P_{\text{Tx}} |\Gamma_{\text{Bx}}|^2 G_{\text{Tx}} G_{\text{Rx}} G_{\text{Bx}}^2 \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^4, \end{aligned} \quad (2.2)$$

<sup>1</sup>Zusätzlich zu den üblichen Indizes Tx für den Sender und Rx für den Empfänger werden in dieser Arbeit die Indizes Ix und Bx verwendet. Tx und Rx beziehen sich dabei immer auf das Lesegerät. Mit Ix (von engl. *incident wave*) wird der Empfang am Transponder bezeichnet. Bx (von engl. *backscattered wave*) bezieht sich auf die Rückstreuung am Transponder.

wobei  $G_{\text{Rx}}$  den Gewinn der Empfangsantenne des Lesegeräts beschreibt. Dabei wird davon ausgegangen, dass im Transponder für Empfang und Rückstreuung dieselbe Antenne genutzt wird und die Polarisation aller Antennen in Lesegerät und Transponder übereinstimmt. Für passive und semi-passive Transponder gilt  $|\Gamma_{\text{Bx}}| \leq 1$ . Aktive Transponder, in denen ein Verstärker im Modulator eingesetzt wird, müssen diese Bedingung nicht erfüllen.

In (2.2) zeigt sich, dass die Empfangsleistung des moduliert zurückgestreuten Signals antiproportional zur vierten Potenz des Abstand zwischen Lesegerät und Transponder verläuft. Hierin unterscheiden sich RFID-Systeme von konventionellen Funksystemen, in denen die Empfangsleistung im Freiraum nur mit der zweiten Potenz des Abstands abnimmt. Mit steigendem Abstand zwischen Lesegerät und Transponder nimmt die Empfangsleistung in einem RFID-System also deutlich schneller ab als in einem konventionellen Funksystem. Da das Empfangssignal im Lesegerät in der Praxis immer von Rauschen überlagert wird, muss die Empfangsleistung einen bestimmten Wert überschreiten, sodass die übertragenen Daten mit hinreichender Wahrscheinlichkeit korrekt detektiert werden. Bei gegebener Sendeleistung und Modulation kann so ein maximaler Abstand zwischen Lesegerät und Transponder angegeben werden. Dieser Abstand wird **Kommunikationsreichweite** des RFID-Systems genannt.

### 2.1.2 Kabellose Energieübertragung

Wie eingangs beschrieben, kommen passive Transponder vollständig ohne interne Energiequelle aus. Die für den Betrieb und die Erzeugung des Modulationssignals erforderliche Energie wird kabellos als elektromagnetische Welle vom Lesegerät zum Transponder übertragen. Dabei gilt für die am Transponder verfügbare, gleichgerichtete Leistung

$$P_{\text{Tag,DC}} = P_{\text{Tx}}(1 - |\Gamma_{\text{Bx}}|^2)\eta_{\text{PCE}}G_{\text{Tx}}G_{\text{Bx}} \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2, \quad (2.3)$$

wobei  $\eta_{\text{PCE}}$  den Wirkungsgrad des Gleichrichters im Hochfrequenz-Frontend eines Transponders beschreibt. Der Transponder benötigt abhängig von seiner Konstruktion und Aufgabe eine bestimmte minimale Leistung. Abhängig von den anderen Systemparametern wie der Sendeleistung des Lesegeräts kann ein maximaler Abstand zwischen Lesegerät und Transponder angegeben werden, bis zu dem eine

hinreichend große Leistung übertragen werden kann. Dieser Abstand wird **Energereichweite** des RFID-Systems genannt.

Die Kombination der kabellosen Energieübertragung und der Kommunikation durch modulierte Rückstreuung ermöglicht die Konstruktion von passiven Transpondern zur Verwendung in einem RFID-System. Als **Reichweite** eines RFID-Systems wird das Minimum aus Energie- und Kommunikationsreichweite bezeichnet, da für einen korrekten Betrieb des Systems beide Teilaspekte funktionieren müssen.

### 2.1.3 Fernfeldgekoppelte RFID-Systeme

Die zuvor beschriebenen Verfahren stellen die Grundlage der fernfeldgekoppelten RFID-Technik dar. Der Funkstandard für elektronische Produktcodes (EPC) Klasse-1 Generation-2 (engl. *Class-1 Generation-2*, C1G2) [10] baut darauf auf und definiert, wie ein fernfeldgekoppeltes RFID-System gestaltet werden kann. Der Fokus liegt dabei auf passiven Transpondern, die eine einmalige ID übertragen, um vor allem in der Logistik Objekte aus der Ferne identifizieren zu können. In der Europäischen Union (EU) wird der Frequenzbereich von 865 MHz bis 868 MHz für diese Anwendung vorgesehen. Dabei ist eine effektive Strahlungsleistung (engl. *effective radiated power*, ERP) von bis zu 2 W gestattet [11]. Aufgrund des verwendeten Frequenzbereichs werden Systeme dieser Art auch als UHF-RFID bezeichnet. Der Frequenzbereich ist dabei in vier Bänder mit einer Bandbreite von je 200 kHz unterteilt. Wird eine Dipolantenne am Transponder mit einem Gewinn von  $G_{Bx} = 1,64$  und eine minimal notwendige Empfangsleistung von  $P_{Tag} = 4 \mu\text{W}$  wie in [12] angenommen, so folgt bei maximal zulässiger Sendeleistung und idealen Funkbedingungen aus (2.3) eine Energereichweite von  $d_{Tag} \approx 30 \text{ m}$ . In [13] konnte eine Reichweite von  $d_{Tag} \approx 26 \text{ m}$  realisiert werden.

Wie in (2.2) und (2.3) ersichtlich, hängt die Reichweite eines RFID-Systems sowohl von der Wellenlänge als auch dem Gewinn der Transponderantenne ab. Eine Limitierung ist in der Praxis oft die Größe der Transponder. Dadurch wird letztlich auch die maximale Größe der Antenne des Transponders vorgegeben. Unter der Annahme, dass die Antennenwirkfläche  $A_{Bx}$  der Antenne des Transponders unabhängig von der Frequenz durch die maximal zulässige Größe des Transponders



beschränkt ist, können (2.2) und (2.3) mit

$$G_{\text{Bx}} = \frac{4\pi A_{\text{Bx}}}{\lambda^2} \quad (2.4)$$

umgestellt werden. Für die Leistung des zurückgestreuten Signals folgt

$$P_{\text{Rx}} = P_{\text{Tx}} |\Gamma_{\text{Bx}}|^2 G_{\text{Tx}} G_{\text{Rx}} A_{\text{Bx}}^2 \frac{1}{(4\pi)^2 d^4}, \quad (2.5)$$

für die verfügbare Leistung am Transponder folgt

$$P_{\text{Tag,DC}} = P_{\text{Tx}} (1 - |\Gamma_{\text{Bx}}|^2) \eta_{\text{PCE}} G_{\text{Tx}} A_{\text{Bx}} \frac{1}{4\pi d^2}. \quad (2.6)$$

Die Annahme einer konstanten Antennenwirkfläche im Transponder führt also dazu, dass beide Gleichungen nicht weiter von der Wellenlänge abhängen. Sowohl die Energie- als auch die Kommunikationsreichweite eines RFID-Systems sind unter dieser Annahme frequenzunabhängig. Wie in Anhang A dargestellt, hängt bei gegebener Antennenwirkfläche aber der Öffnungswinkel der Antenne von der Frequenz ab. Je größer die Frequenz, desto kleiner der Öffnungswinkel. In der Praxis bedeutet dieser Zusammenhang, dass ein Transponder mit steigender Frequenz genauer auf das Lesegerät ausgerichtet werden muss. In vielen Anwendungen von RFID-Systemen kann aber nicht davon ausgegangen werden, dass die Transponder genau zum Lesegerät ausgerichtet sind. Wird anstelle der effektiven Antennenwirkfläche der Antennengewinn konstant gehalten, so sinkt die Reichweite des RFID-Systems mit steigender Frequenz. Unter Verwendung konventioneller Antennen in den Transpondern ist eine Vergrößerung der Frequenz also immer mit negativen Effekten verbunden. Es sinkt entweder die Reichweite des Systems oder der Öffnungswinkel der Transponderantenne.

## 2.2 Verfahren zur Ortung und Lokalisierung

Die Bestimmung der eigenen Position und der Position entfernter Personen oder Objekte stellt eine wichtige Aufgabe in diversen Disziplinen dar. In der Robotik ist die Positionsbestimmung eine wichtige Grundlage sowohl für die Navigation in als auch für die Interaktion mit der Umgebung. Da Techniken zur Bestimmung von Positionen in vielen Disziplinen von Relevanz sind, haben sich hier keine eindeutigen Begriffsdefinitionen etabliert. Im Folgenden werden daher die wichtigsten

Begriffe dieses Themenfelds für die Verwendung in dieser Arbeit eingeführt und eine Klassifizierung verschiedener Verfahren zur Lokalisierung vorgenommen.

Unter **Lokalisierung** wird ein Vorgang verstanden, bei dem eine Person oder eine autonome Maschine die eigene Position bestimmt. Im Gegensatz dazu wird bei einer **Ortung** die Position eines entfernten Ziels bestimmt. Lokalisierungsverfahren können entsprechend Abbildung 2.3 klassifiziert werden. Dabei wird zunächst nach geometrischen Verfahren und Verfahren basierend auf Fingerprinting unterschieden. Die geometrischen Verfahren beruhen auf der Messung von Abständen und Winkeln zwischen dem mobilen Teilnehmer und den ortsfesten **Ankern**. Unter Verwendung der trigonometrischen Gesetze kann aus den gemessenen Abständen oder Winkeln unter Zuhilfenahme der bekannten Positionen der Anker die Position eines mobilen Teilnehmers ermittelt werden. Werden lediglich Entfernungsmessungen genutzt, so wird von **Multilateration** gesprochen. Bei exklusiver Nutzung von Winkelmessungen kann von **Multiangulation** gesprochen werden. Abbildung 2.4 verdeutlicht die Wirkungsweise dieser geometrischen Lokalisierung. Unter Verwendung der bekannten Positionen der Anker  $\mathbf{x}_{\text{Ankern}}$  und aus den Messwerten  $d_n$  kann die Position des mobilen Lesegeräts  $\mathbf{x}_{\text{Lesegerät}}$  bestimmt werden. In Abschnitt 2.2.1 werden diese Verfahren weiter unterschieden. Verfahren, die nicht direkt auf geometrischen Zusammenhängen basieren, werden als Fingerprinting bezeichnet. In dieser Gruppe der Lokalisierungsverfahren finden sich sehr unterschiedliche Verfahren. Sie verbindet, dass eine Beobachtung der Umgebung mit zuvor gemachten Beobachtungen verglichen wird. Aus der Übereinstimmung von zwei Beobachtungen wird geschlossen, dass auch die Positionen der Beobachter übereinstimmen müssen. In Abschnitt 2.2.1 werden diese Verfahren durch Beispiele aus der Literatur verdeutlicht.

### 2.2.1 Funkbasierte Ortung und Lokalisierung

Neben optischen und akustischen Verfahren sind funkbasierte Verfahren zur Ortung und Lokalisierung weit verbreitet. Dazu gehören z. B. Radar, globale Navigationssatellitensysteme (engl. *global navigation satellite system*, GNSS), die Ultra-Breitband-Technologie (engl. *ultra wide band*, UWB) und diverse Systeme aus der Luftfahrt wie z. B. das Instrumentenlandesystem. Es wird wie in Abbildung 2.3 nach leistungsbasierten, laufzeitbasierten und winkelbasierten Verfahren unter-

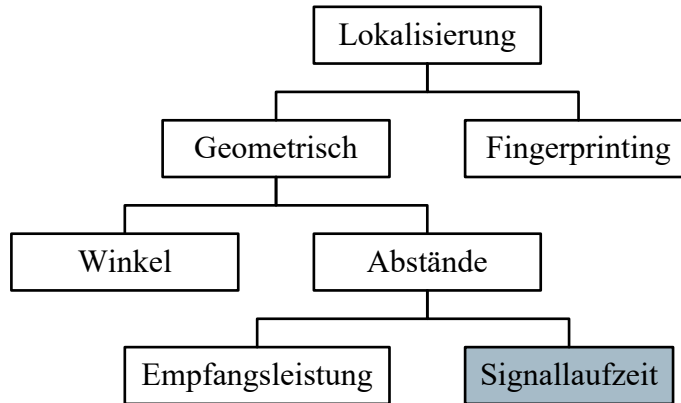


Abbildung 2.3: Klassifizierung von Verfahren zur Lokalisierung.

schieden. Hinzu kommen diverse Verfahren, die dem Fingerprinting zugeordnet werden können. Im Folgenden wird die Wirkungsweise dieser Verfahren kurz dargestellt und einige Systeme genannt, die auf den jeweiligen Prinzipien aufbauen.

### Empfangsleistung

Wie in der Friis-Übertragungsgleichung ersichtlich, sinkt die Empfangsleistung mit steigendem Abstand zwischen Sender und Empfänger. Aus der Empfangsleistung kann also auf den Abstand zwischen den beiden Teilnehmern einer Funkübertragung geschlossen werden. Dieses Verfahren zeichnet sich dadurch aus, dass es oft auf bestehender Infrastruktur implementiert werden kann, da viele Geräte zur Funkkommunikation mit dem Indikator der Empfangsfeldstärke (engl. *received signal strength indicator*, RSSI) bereits die Empfangsleistung angeben. In Innenräumen ist der RSSI für die genaue Entfernungsbestimmung allerdings ungeeignet. Neben dem Abstand hängt die Empfangsleistung auch vom richtungsabhängigen Antennengewinn ab. Durch Reflexionen und Interferenzen des Signals in Innenraumumgebungen gilt der einfache, monotone Zusammenhang von Empfangsleistung und Abstand der Friis-Übertragungsgleichung damit nicht. Außerdem nutzen viele Funkgeräte eine automatische Regelung des Gewinns des Sende- und Empfangsverstärkers, was die Empfangsleistung zusätzlich beeinflusst. Der RSSI wird daher oft nicht für eine geometrische Lokalisierung genutzt, sondern in Verbindung mit Fingerprinting.

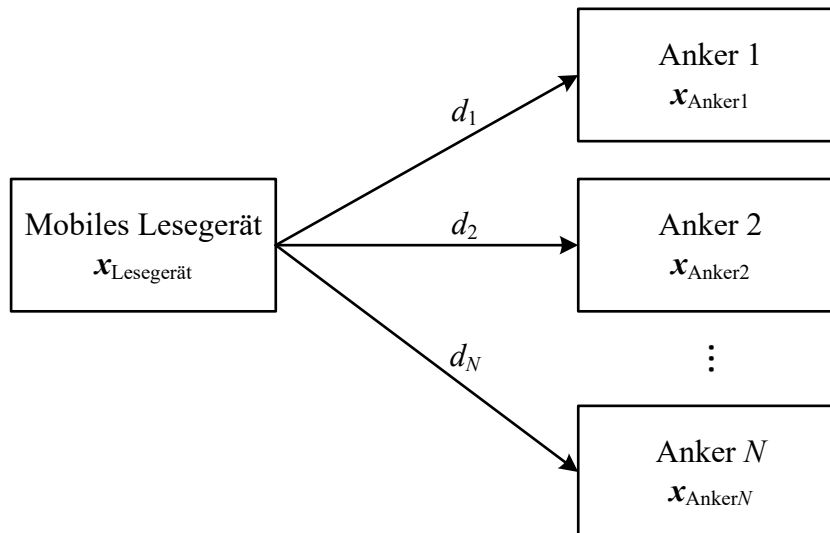


Abbildung 2.4: Funktionsweise eines geometrischen Lokalisierungssystems. Aus den Messwerten  $d_n$  folgt unter Zuhilfenahme der bekannten Positionen der Anker  $\mathbf{x}_{\text{Anker}n}$  die Position des mobilen Lesegeräts  $\mathbf{x}_{\text{Lesegerät}}$ .

### Signallaufzeit

ToF-basierte Verfahren nutzen die konstante Ausbreitungsgeschwindigkeit elektromagnetischer Wellen – die Lichtgeschwindigkeit  $c_0$  – um den Abstand zwischen zwei Punkten zu bestimmen<sup>2</sup>. Die Signallaufzeit ist dabei proportional zum Abstand. Das globale Positionsbestimmungssystem (engl. *global positioning system*, GPS) nutzt diese Proportionalität zur Lokalisierung. Die Satelliten senden Signale aus. Ein GPS-Empfänger bestimmt die Laufzeit dieser Signale und damit den Abstand zu den Satelliten. Auch Radar und Lidar nutzen die Proportionalität von Signallaufzeit und Abstand zur Entfernungsbestimmung. Die **Basis** emittiert dabei eine elektromagnetische Welle, die nach Ausbreitung in der Umgebung auf ein **Ziel** fällt. Dort wird die Welle zurückgestreut. Ein Teil der zurückgestreuten Welle erreicht wieder die Basis. Das Empfangssignal wird **Echo** genannt. Das Echo enthält für jedes Ziel eine verzögerte und gedämpfte Kopie des Sendesignals. Durch eine geschickte Wahl der Signalform, die von der Basis emittiert wird, können die Si-

---

<sup>2</sup>Diese konstante Lichtgeschwindigkeit gilt nur im Vakuum. Der geringe Unterschied der Lichtgeschwindigkeit zwischen Luft und Vakuum wird in dieser Arbeit vernachlässigt.

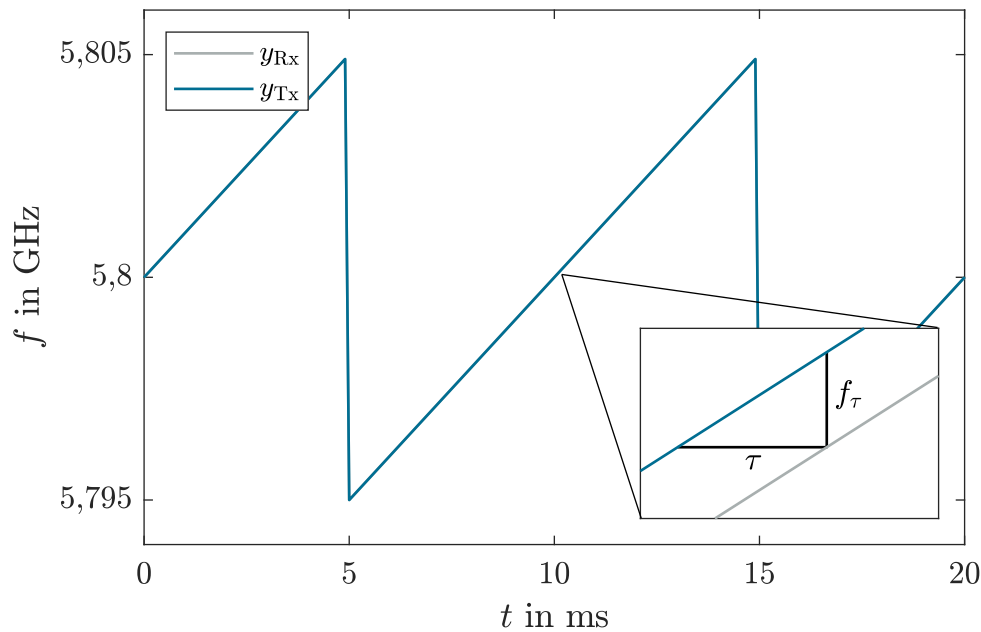


Abbildung 2.5: Sägezahnförmiger Verlauf der Frequenz eines FMCW-Signals. Durch die Laufzeit des Signals kommt es zu einer Verzögerung des Empfangssignals  $\tau$ . Diese resultiert in einer Frequenzdifferenz  $f_\tau$ .

gnallaufzeiten ermittelt werden. Weit verbreitet sind dabei das Impuls-Radar und das frequenzmodulierte Dauerstrich (engl. *frequency modulated continuous wave*, FMCW)-Radar.

Beim Impuls-Radar wird die Welle in Form kurzer Impulse emittiert. Je größer die Bandbreite des Signals, desto kürzer können diese Impulse werden. Die Ermittlung der ToF erfolgt hier durch die Bestimmung der Zeit zwischen Aussendung und Empfang eines Impulses.

Ein FMCW-Radar nutzt ein Sendesignal mit konstanter Amplitude und sich kontinuierlich ändernder Frequenz. Es existieren diverse Formen der Frequenzmodulation. Abbildung 2.5 zeigt einen sägezahnförmigen Verlauf der Frequenz. Durch die Signallaufzeit  $\tau$  kommt es zu einer Frequenzdifferenz  $f_\tau$  zwischen dem ursprünglichen Signal und der verzögerten Kopie des Signals. Aus dieser Frequenzdifferenz kann die Laufzeit und unter Zuhilfenahme der Ausbreitungsgeschwindigkeit des Signals  $c_0$  der Abstand  $d$  bestimmt werden.

Neben den Signalkomponenten der Ziele, zu denen der Abstand ermittelt werden soll, kann das Echosignal zusätzliche Komponenten enthalten, die auf die Reflexion an anderen Objekten zurückzuführen sind, zu denen der Abstand nicht ermittelt werden soll. Diese unerwünschten Komponenten werden als **Clutter** bezeichnet. Die Unterscheidung zwischen Zielen und Objekten, die für Clutter verantwortlich sind, ist dabei anwendungsabhängig. Der Clutter kann sowohl die Detektion von Zielen als auch die Entfernungsbestimmung zu diesen erschweren.

Neben Radar und Lidar nutzen z. B. auch UWB [14] und GNSS wie GPS [15] die ToF zur Entfernungsbestimmung. Auch im *wireless local area network* (WLAN) wurde die ToF bereits erfolgreich zur Entfernungsbestimmung genutzt [16–18].

### **Winkelbestimmung**

Der Einfallswinkel (engl. *angle of arrival*, AoA) und der Ausfallswinkel (engl. *angle of departure*, AoD) der elektromagnetischen Welle werden zur Bestimmung des Winkels zwischen zwei Kommunikationsteilnehmern eingesetzt. In funkbasierten Systemen kommt dabei die Richtcharakteristik der Antennen zum Einsatz. Durch mechanisch bewegte Antennen mit geringem Öffnungswinkel oder elektronisch gesteuerte Gruppenantennen wird entweder beim Senden oder Empfangen ein Winkel bestimmt. Diese Verfahren wurden z. B. bereits für eine Positionsbestimmung im WLAN [19] und mit Bluetooth [20] untersucht. Außerdem wird es in Verbindung mit einer Entfernungsbestimmung in Radar-Systemen z. B. in der Flugsicherung eingesetzt.

### **Fingerprinting**

Das Fingerprinting stellt eine Alternative zu den geometrischen Lokalisierungsverfahren dar. Dabei werden in einer Offline-Phase zunächst Messwerte im Einsatzgebiet des mobilen Teilnehmers gesammelt und verbunden mit der Position der Messung gespeichert. Als Messgröße wird unter anderem der RSSI verwendet. Allgemein kann jede Messgröße in Betracht kommen, die sich in Abhängigkeit der Position ändert. In der Offline-Phase wird also eine Karte erzeugt, die eine Zuordnung aus Position und Messwert enthält. In einer anschließenden Online-Phase erfasst ein mobiler Teilnehmer wieder die gewählte Messgröße und vergleicht den

Messwert mit den Einträgen auf der Karte. Aus der Übereinstimmung des Messwerts wird auf eine übereinstimmende Position geschlossen. [21]

Voraussetzung für dieses Verfahren ist, dass sich der Raum zwischen Offline- und Online-Phase nicht auf eine Art ändert, die die Messgröße beeinflusst. Ein Nachteil dieses Verfahrens ist, dass es zu uneindeutigen Lösungen kommen kann, wenn die Messgröße in zwei entfernten Beobachtungspunkten einen ähnlichen Wert annimmt.

In [22] wird ein FMCW-Radar mit einer Bandbreite von 2 GHz bei einer Trägerfrequenz von 60 GHz verwendet, um die Abstände zu mehreren Anker zu messen. Als Anker werden Radarreflektoren genutzt. Da die verschiedenen Anker im Echo des Radars nicht unterschieden werden können, wird Fingerprinting eingesetzt, um aus der Menge der an einem Ort gemessenen Abstände die Position zu ermitteln. Die Anker sind dazu so angeordnet, dass Mehrdeutigkeiten vermieden werden. Fingerprinting wurde zur Lokalisierung in diversen Systemen zur Funkkommunikation wie WLAN [23], ZigBee [24] und NB-IoT [25] untersucht.

### 2.2.2 Ortung und Lokalisierung in RFID-Systemen

Wie der Name bereits verrät, ist die Übertragung einer ID die zentrale Funktion eines RFID-Systems. Zusätzlich dazu existieren diverse Ansätze in der Literatur, RFID-Systeme auch zur Ortung und Lokalisierung einzusetzen. Die simpelste Form ist dabei die Detektion eines Transponders durch ein Lesegerät. Daraus kann auf räumliche Nähe zwischen dem Lesegerät und dem detektierten Transponder geschlossen werden. So kann beispielsweise bestimmt werden, in welcher Lagerhalle sich ein Transponder und damit die Transportpalette, an der er angebracht ist, befindet [26]. Im Folgenden werden Verfahren zur Ortung und Lokalisierung in RFID-Systemen beschrieben, die über diese einfache Anwesenheitsmeldung hinausgehen, und einige Implementierungen vorgestellt.

#### **Empfangsleistung**

Wie in (2.2) ersichtlich, sinkt die vom Lesegerät empfangene Leistung mit der vierten Potenz des Abstands zwischen Lesegerät und Transponder. Eine Messung der Empfangsleistung am Lesegerät lässt daher einen Schluss auf den Abstand zwischen Lesegerät und Transponder zu.

In [27] werden aktive Transponder eingesetzt und der RSSI zur Entfernungsbestimmung genutzt. Dabei wird eine Genauigkeit von bis zu 1 m erreicht. Als Ursache für die geringe Genauigkeit werden Reflexionen und Interferenzen des Signals in der untersuchten Innenraumumgebung angegeben. In [28] wird der RSSI genutzt, um den mit der Zeit steigenden Fehler einer Lokalisierung durch Odometrie zu begrenzen. Dabei wird eine Genauigkeit von bis zu 15 cm erreicht. In [29] wird der RSSI genutzt, um mit Hilfe von Transpondern, die als Anker genutzt werden, zunächst die Position eines mobilen Lesegeräts zu bestimmen. Anschließend wird mit diesem Lesegerät die Position anderer Transponder bestimmt. Die Genauigkeit dieser Ortung wird dabei mit 1,9 m angegeben.

Diese Untersuchungen zeigen mit Ausnahme von [28], bei der zusätzlich eine Odometrie genutzt wird, eine geringe Genauigkeit. Ursache ist, dass der in (2.2) gegebene Zusammenhang aus Abstand und Empfangsleistung nur im Freiraum gilt. Vor allem in Innenräumen führt diese Annahme daher zu ungenauen Ergebnissen. Vorteil dieses Verfahrens ist die geringe erforderliche Bandbreite und die Tatsache, dass der RSSI von vielen kommerziell verfügbaren Lesegeräten bereits erfasst wird. Ein solches System kann daher vergleichsweise einfach implementiert werden.

### **Signallaufzeit**

Alternativ zum RSSI kann auch in RFID-Systemen die ToF genutzt werden, um den Abstand zwischen Lesegerät und Transponder zu ermitteln. Die Messung basiert dabei auf der endlichen Ausbreitungsgeschwindigkeit elektromagnetischer Wellen und der davon verursachten abstandsabhängigen Signallaufzeit. Da die Genauigkeit einer Laufzeitmessung von der Bandbreite des Sendesignals abhängt, wird hier üblicherweise eine größere Bandbreite verwendet, als aktuell für RFID-Systeme zugelassen ist.

In [30] wird das Sendesignal des RFID-Lesegeräts mit einem zusätzlichen breitbandigen Signal zur Entfernungsbestimmung überlagert. Dieses Signal mit einer Bandbreite von 25 MHz ermöglicht eine Genauigkeit der Entfernungsbestimmung von 35 cm. In [31] wird die Phasenverschiebung zwischen Sendesignal und Empfangssignal ausgewertet. Dazu werden mehrere Funkkanäle ausgewertet, die einen Abstand von 26 MHz zueinander haben. Es wird eine Genauigkeit von etwa 10 cm erreicht. Auch wenn beide Verfahren handelsübliche UHF-RFID-Transponder nut-



zen, so überschreiten beide den in der EU für RFID vorgesehenen Frequenzbereich. In [32] werden semi-passive Transponder für eine Verwendung bei 24 GHz vorgestellt. Mit der verwendeten Bandbreite von 250 MHz kann hier eine Genauigkeit von 15 cm erreicht werden.

### **Winkelbestimmung**

Neben der Nutzung einer Abstandsinformation zur Lokalisierung oder Ortung kann auch eine Winkelmessung ausgenutzt werden. Dabei wird üblicherweise eine Gruppenantenne im Lesegerät verwendet. Wird die Phasendifferenz der Empfangssignale verschiedener Elemente der Gruppenantenne ausgewertet, so kann der Winkel bestimmt werden, unter dem sich der Transponder befindet.

In [33] und [34] wird dieses Verfahren genutzt, um mit drei Lesegeräten, die an unterschiedlichen Seiten eines Raums aufgestellt wurden, die Position eines Transponders zu bestimmen. Dabei wird eine Genauigkeit von 21 cm erreicht.

### **Fingerprinting**

In RFID-Systemen werden zur Ortung oft Referenz-Transponder genutzt. Diese befinden sich ortsfest an bekannten Positionen z. B. auf einem Quadratgitter. Der zu ortende Transponder bewegt sich in dem Bereich, in dem auch die Referenz-Transponder angeordnet sind. Ein Vergleich der Eigenschaften des Funkkanals zwischen den Referenz-Transpondern und dem bewegten Transponder wird zur Ortung genutzt.

In [35] werden aktive Transponder in einem kommerziell verfügbaren RFID-System verwendet, wobei ein Teil der Transponder als Referenz-Transponder genutzt wird und ein Teil als zu ortende Transponder. Der RSSI wird als Messgröße genutzt und damit eine Ortung mit einer mittleren Abweichung von 1 m erreicht. In [36] wird zusätzlich zum RSSI eine gerichtete Antenne im Lesegerät eingesetzt. Dadurch kann der RSSI richtungsabhängig aufgenommen werden. Das Profil des RSSI wird hier als Messgröße verwendet. Die damit realisierte Ortung erreicht eine mittlere Abweichung von 11,2 cm.

## 2.3 Verbindung von RFID und Radar

Die Wirkungsweisen von RFID und Radar weisen gewisse Gemeinsamkeiten auf. In beiden Systemen wird zunächst eine elektromagnetische Welle emittiert. Dazu wird in der RFID-Technik das Lesegerät verwendet, in der Radar-Technik erfolgt dies durch die Basis. Die Welle breitet sich in beiden Fällen im Raum aus und trifft auf ein Objekt, an dem sie zurückgestreut wird. In der RFID-Technik ist dies der Transponder, der das Signal bei der Rückstreuung modulieren kann. In der Radar-Technik erfolgt die Rückstreuung i. d. R. unmoduliert an einem Ziel. Diese zurückgestreute Welle breitet sich wieder im Raum aus und fällt auf das Lesegerät bzw. die Basis, wo sie empfangen wird. In der RFID-Technik folgt die Demodulation des Empfangssignals und die Detektion der Daten, die vom Transponder übertragen wurden. In der Radar-Technik folgt die Detektion des Ziels und die Schätzung des Abstands zu diesem.

Die RFID-Technik ist besonders geeignet, das zurückstreuende Objekt – den Transponder – zu identifizieren. Die Radar-Technik bietet den Vorteil, dass zusätzlich zur Detektion eines Objekts auch der Abstand zu diesem erfasst werden kann. Die Identifikation des Ziels ist mit einem Radar hingegen herausfordernder. Eine Kombination beider Techniken kann deren Vorteile vereinen, sodass ein zurückstreuendes Objekt detektiert und identifiziert werden kann und der Abstand zu diesem bestimmt werden kann.

In der Radar-Technik existieren Ansätze, bestimmte Ziele so zu gestalten, dass diese von einem Radar besonders gut detektiert werden können. Ein Vertreter dieses Ansatzes ist das harmonische Radar. Dabei werden Radar-Reflektoren genutzt, die die Frequenz bei der Rückstreuung der elektromagnetischen Welle vervielfachen. Im einfachsten Fall bestehen die Radar-Reflektoren aus einer Antenne mit angeschlossener Diode, wie z. B. die Reflektoren zur Suche nach Lawinenverschütteten des RECCO-Systems [37]. Durch die Frequenzverdopplung ist im Empfänger eine Unterscheidung der Signalkomponente, die einen Reflektor erreicht, vom Clutter möglich. Die Detektion des Ziels wird so zuverlässiger. Zusätzlich verfügt das RECCO-System über eine leistungsbasierte Entfernungsbestimmung.

In der Seefahrt werden Radarantwortbaken genutzt. Diese Antworten auf einen einfallenden Radar-Impuls mit der Aussendung eines Impulses in der nachfolgenden Periode des Radarsignals. Diese Aussendung erfolgt dabei mit größerer Ampli-

tude als die Rückstreuung an dem mit der Radarantwortbake ausgestatteten Ziel. Dies vergrößert die Empfangsleistung im Radar und somit die Detektionswahrscheinlichkeit. Zusätzlich kann ein Signal in Form folgender Impulse abgestrahlt werden, durch die z. B. eine ID übertragen wird. [38]



# Kapitel 3

## Lokalisierungsverfahren für RFID-Systeme

Die Bestimmung der Abstände zwischen einem Lesegerät und mehreren Transpondern kann zur Lokalisierung in RFID-Systemen genutzt werden. Dabei wird angenommen, dass sich die Transponder als Anker ortsfest an bekannten Positionen befinden. Das Lesegerät soll nun zunächst die Abstände zu diesen Transpondern erfassen. Dabei ist eine Zuordnung der Abstände zu den jeweiligen Transpondern erforderlich. Nur so kann ein erfasster  $n$ -ter Abstand in Bezug zur Position des  $n$ -ten Transponders gebracht werden. Basierend auf den trigonometrischen Gesetzmäßigkeiten kann dann letztlich die Position des Lesegeräts ermittelt werden. Die Entfernungsbestimmung ist damit die Grundlage einer Lokalisierung.

Für die Entfernungsbestimmung wurde in dieser Arbeit ein Ansatz basierend auf dem FMCW-Radar verfolgt. In Abschnitt 3.1 wird die Funktionsweise eines solchen erläutert. Dabei stellt sich zunächst die bandbreitenabhängige Entfernungsauflösung als Herausforderung dar. Die begrenzte Entfernungsauflösung wurde in dieser Arbeit durch ein neues Verfahren aufgelöst, bei dem die Modulation an den Transpondern ausgenutzt wird, um im Lesegerät die Signalkomponenten der Transponder voneinander unterscheiden und trennen zu können. Auch die Signalkomponenten des Clutters können so entfernt werden. Dieses Verfahren wird in Abschnitt 3.2 vorgestellt. In Abschnitt 3.3 wird ein Lokalisierungssystem entworfen, das auf dem zuvor beschriebenen Verfahren zur Entfernungsbestimmung basiert. Abschließend folgt in Abschnitt 3.4 eine Untersuchung möglicher Störeinflüsse auf

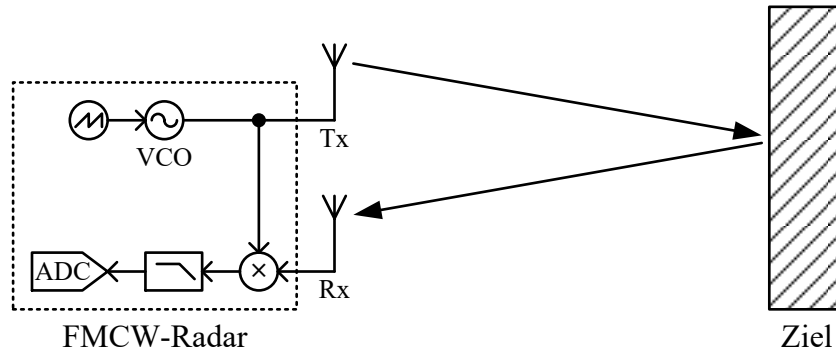


Abbildung 3.1: FMCW-Radar mit einem Ziel. Das emittierte Signal läuft zum Ziel und zurück. Das Empfangssignal ist eine gedämpfte und verzögerte Kopie des Sendesignals.

die Entfernungsbestimmung. Das nachfolgend beschriebene Verfahren wurde im Rahmen dieser Arbeit in [39] veröffentlicht.

### 3.1 FMCW-basierte Entfernungsbestimmung

Das Sendesignal  $y_{Tx}(t)$  wird, wie in Abbildung 3.1 dargestellt, durch eine Antenne in den Raum abgestrahlt. Die Reflexionen des Signals im Raum überlagern sich zu einem Empfangssignal  $y_{Rx}(t)$ , das von einer anderen oder der selben Antenne empfangen wird. Unter der Annahme, dass sich zunächst ein einzelnes punktförmiges Ziel in einem ansonsten reflexionsfreien Raum befindet, kann die Impulsantwort des Funkkanals durch

$$h(t) = \beta \cdot \delta(t - \tau) \quad (3.1)$$

beschrieben werden.  $\beta$  ist dabei die Dämpfung des Signals,  $\tau$  beschreibt die Laufzeit des Signals und  $\delta(\cdot)$  ist die Dirac'sche Delta-Distribution. Abbildung 3.2 zeigt ein Modell dieses Funkkanals. Für das Empfangssignal  $y_{Rx}(t)$  gilt demnach

$$y_{Rx}(t) = y_{Tx}(t) * h(t) = \beta \cdot y_{Tx}(t - \tau). \quad (3.2)$$

\* ist dabei der Faltungsoperator. Das Empfangssignal ist also eine gedämpfte und zeitlich verzögerte Kopie des Sendesignals.

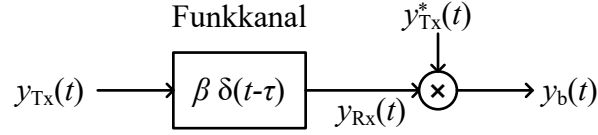


Abbildung 3.2: Kanalmodell der Übertragungstrecke eines FMCW-Radars mit einem Ziel. Die Übertragung ist durch eine Verzögerung  $\tau$  und eine Dämpfung  $\beta$  modelliert. Das Empfangssignal  $y_{\text{Rx}}(t)$  wird mit dem konjugiert komplexen Sendesignal  $y_{\text{Tx}}^*(t)$  multipliziert, wodurch das Schwebungssignal  $y_b(t)$  erzeugt wird.

Für das Sendesignal wird ein sägezahnförmiger Frequenzverlauf mit der Anstiegszeit  $T_{\text{FMCW}}$  gewählt.  $B_{\text{FMCW}}$  beschreibt die Bandbreite dieses FMCW-Signals. Für den Zeitraum  $0 < t \leq T_{\text{FMCW}}$  wird das Sendesignal durch

$$y_{\text{Tx}}(t) = \exp\left(j2\pi\left(-\frac{B_{\text{FMCW}}}{2}t + \frac{B_{\text{FMCW}}}{2T_{\text{FMCW}}}t^2\right)\right) \quad (3.3)$$

beschrieben. Zur Ermittlung der Laufzeit wird das Empfangssignal zunächst mit dem konjugiert komplexen Sendesignal multipliziert. Das resultierende Signal wird Schwebungssignal  $y_b(t)$  genannt. Unter Verwendung von (3.2) und (3.3) folgt

$$y_b(t) = y_{\text{Rx}}(t) \cdot y_{\text{Tx}}^*(t) = \beta \cdot \exp\left(j2\pi\left(-\frac{B_{\text{FMCW}}}{T_{\text{FMCW}}}\tau \cdot t + \frac{B_{\text{FMCW}}}{2}\tau + \frac{B_{\text{FMCW}}}{2T_{\text{FMCW}}}\tau^2\right)\right). \quad (3.4)$$

Dieses Schwebungssignal ist ein harmonisches Signal der Form

$$y_b(t) = \beta \cdot \exp(j(-2\pi f_\tau t + \varphi_\tau)), \quad (3.5)$$

dessen Frequenz durch

$$f_\tau = \frac{B_{\text{FMCW}}}{T_{\text{FMCW}}}\tau \quad (3.6)$$

gegeben ist. Für die Phase gilt

$$\varphi_\tau = 2\pi\left(\frac{B_{\text{FMCW}}}{2}\tau + \frac{B_{\text{FMCW}}}{2T_{\text{FMCW}}}\tau^2 - f_c\tau\right), \quad (3.7)$$

wobei mit  $f_c\tau$  die zusätzliche, abstandsabhängige Phasenverschiebung durch die Trägerfrequenz  $f_c$  berücksichtigt wird. Das Schwebungssignal ist also ein harmonisches Signal, dessen Frequenz linear von der Laufzeit  $\tau$  abhängt. Unter der Annahme, dass die Laufzeit durch die endliche Ausbreitungsgeschwindigkeit  $c_0$  der

elektromagnetischen Welle verursacht wird und sich Sende- und Empfangsantenne am selben Ort befinden, kann aus der Laufzeit  $\tau$  auf den Abstand  $d$  zwischen den Antennen des Lesegeräts und dem Ziel geschlossen werden. Dieser beträgt

$$d = \frac{c_0 \tau}{2}. \quad (3.8)$$

Aus dem Schwebungssignal kann also der Abstand zwischen den Antennen des Lesegeräts und dem Ziel ermittelt werden.

Befindet sich ein zweites Ziel im Raum, so muss die Impulsantwort zu

$$h(t) = \beta_0 \cdot \delta(t - \tau_0) + \beta_1 \cdot \delta(t - \tau_1) \quad (3.9)$$

erweitert werden. Das Schwebungssignal enthält so zwei Komponenten mit unterschiedlichen Frequenzen

$$y_b(t) = \beta_0 \cdot \exp(j(-2\pi f_{\tau,0}t + \varphi_{\tau,0})) + \beta_1 \cdot \exp(j(-2\pi f_{\tau,1}t + \varphi_{\tau,1})). \quad (3.10)$$

Da dieses Signal nur für den Zeitraum  $0 < t \leq T_{\text{FMCW}}$  anliegt, ist es im Allgemeinen nicht möglich, zu unterscheiden, ob ein Schwebungssignal zwei Komponenten oder nur eine enthält. Zur Verdeutlichung zeigt Abbildung 3.3 drei Fälle, in denen je zwei Signalkomponenten mit unterschiedlicher Amplitude und Laufzeit dargestellt sind. In Abbildung 3.3 a) ist die Differenz der Abstände zu den beiden Zielen klein. Aus dem Schwebungssignal lässt sich nicht erkennen, dass zwei Ziele existieren. Es kommt lediglich zu einer Verschiebung des Schwebungssignals. In Abbildung 3.3 b) ist die Differenz der Abstände gerade groß genug, um zwei Ziele erkennen zu können. Hier liegt das Maximum der zweiten Komponente im Nulldurchgang der Ersten. Es kommt zu einer deutlichen Verbreiterung des Schwebungssignals. Dies deutet auf die Existenz von zwei Zielen hin. In Abbildung 3.3 c) ist die Differenz der Abstände so groß, dass deutlich erkennbar ist, dass zwei Ziele existieren. Wird die Anstiegszeit  $T_{\text{FMCW}}$  vergrößert, so werden die Spektren der beiden Komponenten zwar schmaler, was zunächst zu einer besseren Unterscheidbarkeit der zwei Ziele führen würde, es wird aber auch die Frequenzdifferenz kleiner. Wird stattdessen die Bandbreite erhöht, so steigt auch die Frequenzdifferenz der beiden Komponenten. Die minimale Differenz der Abstände zu zwei Zielen, sodass diese noch als zwei Ziele erkannt werden können, hängt nur von der Bandbreite ab [40]. Diese minimale Differenz der Abstände wird Entfernungsauflösung  $\Delta d_{\text{min}}$  genannt. Für FMCW-basierte Systeme gilt

$$\Delta d_{\text{min}} = \frac{c_0}{2B_{\text{FMCW}}}. \quad (3.11)$$



Befinden sich mehrere Ziele im Raum und sollen die Abstände zu diesen gemessen werden, so muss die Bandbreite also hinreichend groß sein, damit die verschiedenen Ziele als solche erkannt werden können. Unterhalb der Entfernungsauflösung ist es nicht möglich, die Anzahl der Ziele zu bestimmen. Somit können auch die verschiedenen Abstände nicht einzeln ermittelt werden. Auch für anderen Formen des Radars wie das Impuls-Radar existiert eine bandbreitenabhängige Entfernungsauflösung [40, 41].

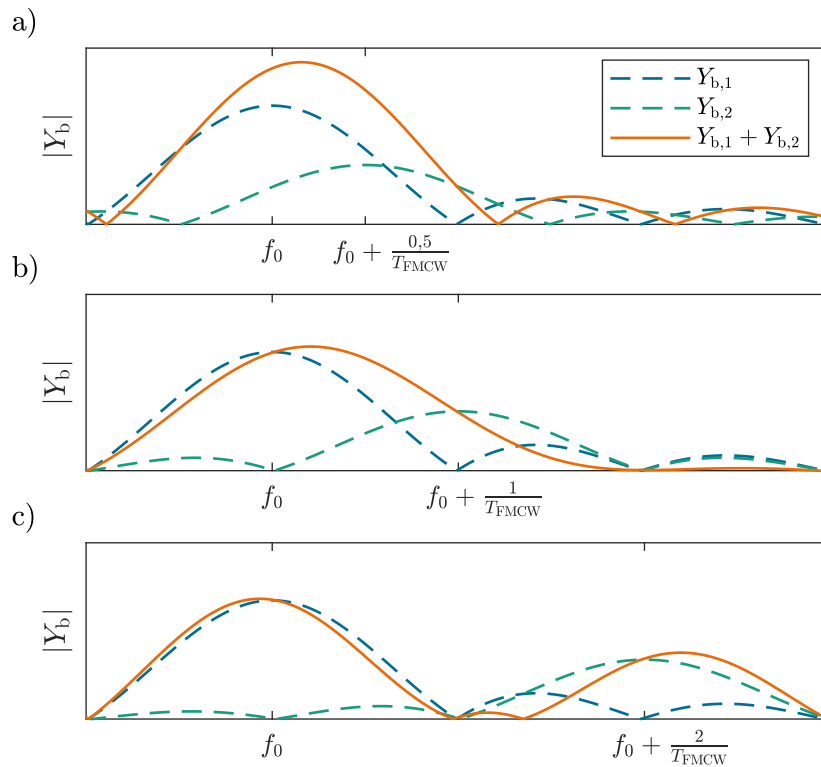


Abbildung 3.3: Berechnetes Spektrum eines Schwebungssignals mit zwei Zielen. Durch die endliche Dauer des Signals von  $0 < t \leq T_{\text{FMCW}}$  kommt es zu einer Verbreiterung der Spektren. a) Die Abstandsdifferenz liegt unter der Entfernungsauflösung, es lässt sich nicht erkennen, ob ein oder zwei Ziele vorhanden sind. b) Die Abstandsdifferenz entspricht der Entfernungsauflösung. Es lässt sich gerade erkennen, dass zwei Ziele vorhanden sind. c) Die Abstandsdifferenz ist größer als die Entfernungsauflösung. Es lässt sich deutlich erkennen, dass zwei Ziele vorhanden sind.

Neben der Entfernungsauflösung kann eine Entfernungsbestimmung durch die Verteilung der Messabweichung charakterisiert werden. Befindet sich ein einzelnes Ziel in einem gewissen Abstand zum Lesegerät, so wird das Ergebnis der Entfernungsbestimmung wie bei allen Messungen vom wahren Wert abweichen. Dabei kann zwischen systematischen Abweichungen und zufälligen Abweichungen unterschieden werden. Hauptursache für zufällige Abweichungen ist die Störung des Empfangssignals durch thermisches Rauschen. Systematische Abweichungen können vor allem durch eine Mehrwegeausbreitung im Funkkanal entstehen. Der Einfluss von thermischem Rauschen modelliert als weißes gaußsches Rauschen (engl. *white Gaussian noise*, WGN), das das Empfangssignal additiv überlagert, wird in Abschnitt 3.4 beschrieben. In Abschnitt 4.4 wird die Auswirkung von Mehrwegeausbreitung untersucht und der Einfluss retrodirektiver Arrays in den Transpondern darauf betrachtet.

## 3.2 Simultane Entfernungsbestimmung für mehrere Transponder

Das Industrie, Wissenschaft und Medizin (engl. *Industrial, Scientific and Medical*, ISM)-Band um 5,8 GHz verfügt über eine Bandbreite von 150 MHz [42]. Aus (3.11) folgt für ein FMCW-Radar mit dieser Bandbreite eine Entfernungsauflösung von  $\Delta d_{\min} \approx 1$  m. Bei Betrachtung üblicher Szenarien in Innenräumen wird schnell klar, dass diese Entfernungsauflösung nicht ausreichend ist. Um trotz geringer Bandbreite die Abstände zu den Transpondern erfassen zu können, wurde im Rahmen dieser Arbeit ein Verfahren entwickelt, das die Modulation an den Transpondern ausnutzt, um im Empfänger eine Unterscheidung der Signalkomponenten zu ermöglichen, auch wenn die Differenz der Abstände zu verschiedenen Transpondern deutlich kleiner ist als diese Entfernungsauflösung. Wie nachfolgend dargestellt, ist eine Unterscheidung auch bei beliebig kleiner Abstandsdifferenz möglich. Das entwickelte Verfahren ist so nicht mehr durch eine Entfernungsauflösung begrenzt.

Wie in Abbildung 3.4 dargestellt, werden  $N$  Transponder in der Umgebung des Lesegeräts angenommen. Abbildung 3.5 zeigt ein Modell des zugehörigen Übertragungskanal. Dabei wird zunächst angenommen, dass keine Mehrwegeausbreitung

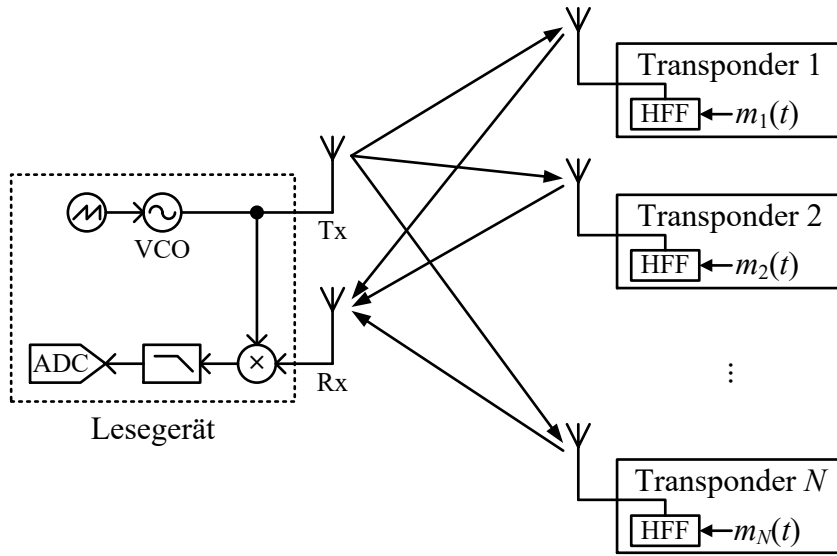


Abbildung 3.4: FMCW-Radar als Lesegerät mit  $N$  Transpondern. Das emittierte Signal läuft zu den Transponder und wird dort moduliert zurückgestreut.

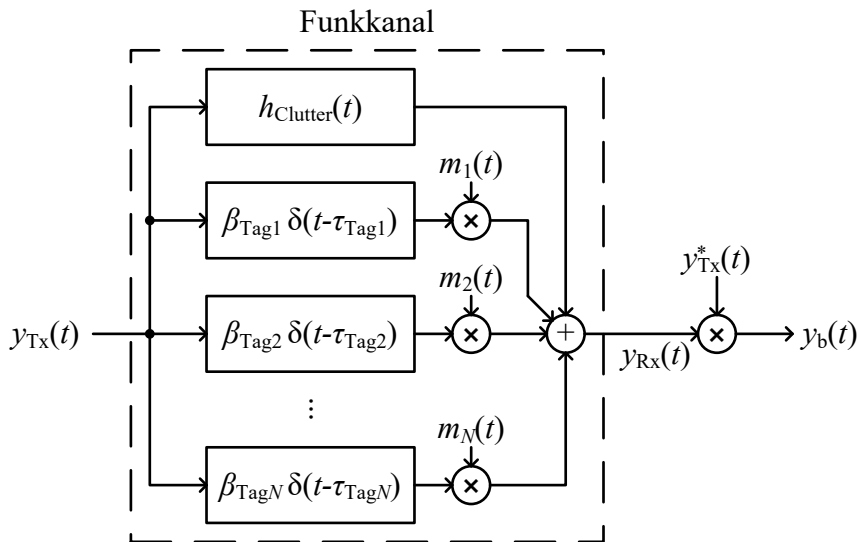


Abbildung 3.5: Kanalmodell des Übertragungskanals mit  $N$  Transpondern.

zwischen dem Lesegerät und den Transpondern auftritt. Auch der Einfluss des Rauschens wird zunächst vernachlässigt. Beides wird zu einem späteren Zeitpunkt betrachtet. Das Signal, das von einem  $n$ -ten Transponder zurückgestreut wird, erfährt durch die Übertragung eine Dämpfung  $\beta_{\text{Tag}n}$  und es wird abhängig vom Abstand um  $\tau_{\text{Tag}n}$  verzögert. Beide Parameter beziehen sich dabei auf den ganzen Signalweg bestehend aus Hin- und Rückweg. Zusätzlich zur Dämpfung und Laufzeit wird das Signal am Transponder moduliert. Dies ist in Abbildung 3.5 durch eine Multiplikation mit  $m_n(t)$  dargestellt. Eine weitere Komponente des Signals erreicht keinen der Transponder. Diese Komponente entsteht durch Übersprechen zwischen Sende- und Empfangspfad und durch Reflexionen an Objekten im Raum. Sie wird als Clutter bezeichnet und ist in Abbildung 3.5 durch das lineare Filter  $h_{\text{Clutter}}(t)$  beschrieben. Für das Empfangssignal gilt demnach

$$y_{\text{Rx}}(t) = y_{\text{Tx}}(t) * h_{\text{Clutter}}(t) + \sum_{n=1}^N \beta_{\text{Tag}n} y_{\text{Tx}}(t - \tau_{\text{Tag}n}) \cdot m_n(t). \quad (3.12)$$

Die Komponente, die auf Clutter zurückzuführen ist, wird als

$$y_{\text{Rx,Clutter}}(t) = y_{\text{Tx}}(t) * h_{\text{Clutter}}(t) \quad (3.13)$$

und die Komponente, die auf den  $n$ -ten Transponder zurückzuführen ist, wird als

$$y_{\text{Rx,Tag}n}(t) = \beta_{\text{Tag}n} y_{\text{Tx}}(t - \tau_{\text{Tag}n}) \cdot m_n(t) \quad (3.14)$$

bezeichnet.

Der Clutter wird durch eine Summe von  $K$  Reflexionen modelliert. Daraus folgt

$$y_{\text{Rx,Clutter}}(t) = \sum_{k=1}^K \beta_{\text{Clutter}k} y_{\text{Tx}}(t - \tau_{\text{Clutter}k}), \quad (3.15)$$

wobei die Dämpfung der  $k$ -ten Komponente des Clutter durch  $\beta_{\text{Clutter}k}$  beschrieben wird und die Laufzeit durch  $\tau_{\text{Clutter}k}$ . Da die Impulsantwort eines Funkkanals in der Praxis nur für einen begrenzten Zeitraum von Null verschieden ist, muss eine maximale Signallaufzeit  $\tau_{\text{Clutter,max}}$  existieren.

Abbildung 3.6 zeigt den sägezahnförmigen Frequenzverlauf des Sendesignals. Die Signallaufzeit der Clutterkomponenten führt zu einer Frequenzdifferenz dieser Komponenten. Die Modulation an den Transpondern verschiebt die zurückgestreuten Signale in andere Frequenzbereiche, in denen kein Clutter existiert.

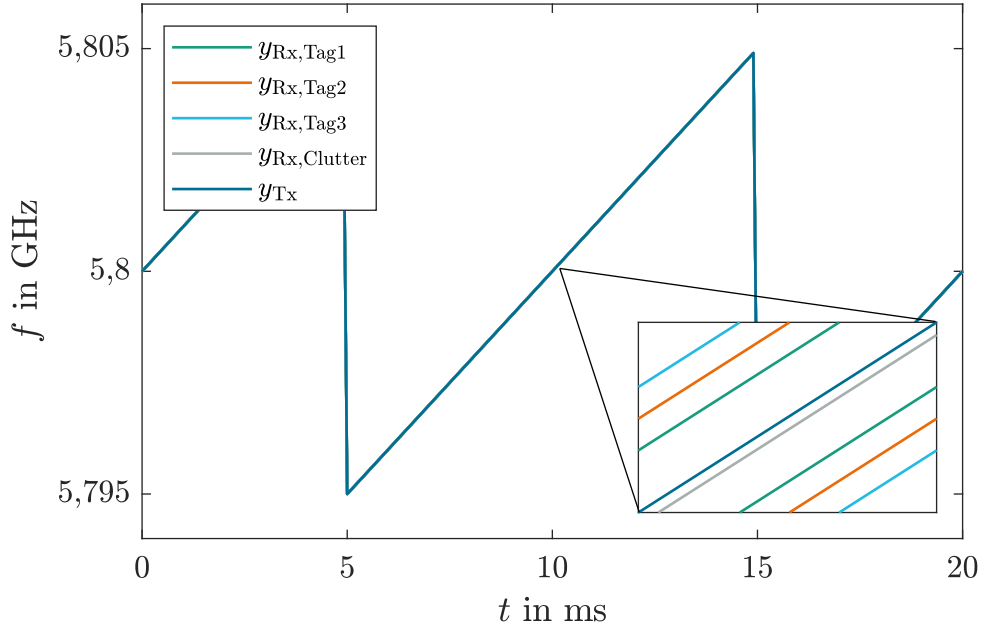


Abbildung 3.6: Sägezahnförmiger Verlauf der Frequenz eines FMCW-Signals. Durch die Modulation an den Transpondern liegen die zurückgestreuten Signale in anderen Frequenzbereichen als der Clutter. Für die Berechnung wurden  $B_{\text{FMCW}} = 10 \text{ MHz}$ ,  $T_{\text{FMCW}} = 10 \text{ ms}$ ,  $f_{\text{m1}} = 1 \text{ kHz}$ ,  $f_{\text{m2}} = 1,5 \text{ kHz}$ ,  $f_{\text{m3}} = 2 \text{ kHz}$  und  $\tau_{\text{Clutter}} = 200 \text{ ns}$  gewählt.

Nach der Multiplikation des Empfangssignals mit dem konjugiert komplexen Sendesignal ergibt sich das Schwebungssignal

$$y_b(t) = y_{b,\text{Clutter}}(t) + \sum_{n=1}^N y_{b,\text{Tag}n}(t), \quad (3.16)$$

das wieder aus den Clutterkomponenten  $y_{b,\text{Clutter}}(t)$  und den Komponenten der Transponder  $y_{b,\text{Tag}n}(t)$  besteht. Für die Clutterkomponente folgt aus (3.5), (3.13) und (3.15)

$$y_{b,\text{Clutter}}(t) = \sum_{k=1}^K \beta_{\text{Clutter}k} \exp(j(-2\pi f_{\tau,\text{Clutter}k} t + \varphi_{\tau,\text{Clutter}k})). \quad (3.17)$$

Da die Laufzeit der Clutterkomponenten durch  $\tau_{\text{Clutter,max}}$  begrenzt ist, ist auch  $f_{\tau,\text{Clutter}k}$  durch  $f_{\tau,\text{Clutter,max}}$  begrenzt. Es gilt

$$f_{\tau,\text{Clutter,max}} = \frac{B_{\text{FMCW}}}{T_{\text{FMCW}}} \tau_{\text{Clutter,max}}. \quad (3.18)$$

Der Frequenzbereich, in dem Clutterkomponenten liegen können, wird als Clutterbandbreite  $B_{\text{Clutter}}$  bezeichnet.

Als Modulationssignal an einem  $n$ -ten Transponder wird die Rechteckpulsfolge mit

$$m_n(t) = \text{sgn}(\cos(2\pi f_{mn}t + \varphi_{mn})) \quad (3.19)$$

verwendet.  $\text{sgn}(\cdot)$  ist dabei die Signumfunktion. Die Rechteckpulsfolge wird als Modulationssignal gewählt, da sie besonders einfach zu implementieren ist. Im Transponder ist dazu lediglich ein Umschalten zwischen zwei Zuständen notwendig.

Mit  $y_{b,\text{Tag}n,\text{LP}}(t)$  wird zunächst eine tiefpassgefilterte Version der Komponente des  $n$ -ten Transponders betrachtet. Das Tiefpassfilter ist dabei so geartet, dass die Grundfrequenz von  $m_n(t)$  passieren kann, die Harmonischen aber unterdrückt werden. Es gilt

$$y_{b,\text{Tag}n,\text{LP}}(t) = \frac{2\beta_{\text{Tag}n}}{\pi} \cdot \exp(j(-2\pi f_{\tau,\text{Tag}n}t - 2\pi f_{mn}t + \varphi_{\tau,\text{Tag}n} - \varphi_{mn})) + \frac{2\beta_{\text{Tag}n}}{\pi} \cdot \exp(j(-2\pi f_{\tau,\text{Tag}n}t + 2\pi f_{mn}t + \varphi_{\tau,\text{Tag}n} + \varphi_{mn})) . \quad (3.20)$$

Abbildung 3.7 zeigt die Fouriertransformierte des Signals  $y_b$  für  $N = 3$  Transponder. Durch die Modulation an den Transpondern mit hinreichend hoher Frequenz liegen die Komponenten  $y_{b,\text{Tag}n}(t)$  außerhalb der Clutterbandbreite. Die Wahl unterschiedlicher Modulationsfrequenzen für die Transponder sorgt dafür, dass auch die Signale der Transponder jeweils in unterschiedlichen Frequenzbereichen liegen. Dadurch ist es möglich, sowohl den Einfluss des Clutters als auch der Signale anderer Transponder zu unterdrücken und das ungestörte Signal eines Transponders zu erhalten. Dazu ist kein Mindestabstand zwischen den Transpondern erforderlich, wodurch keine Einschränkung durch eine Entfernungsauflösung mehr besteht.

Wie in (3.20) ersichtlich, hat die Komponente eines Transponders zwei Beiträge bei den Frequenzen  $-f_{\tau,\text{Tag}n} - f_{mn}$  und bei  $-f_{\tau,\text{Tag}n} + f_{mn}$ . Der Mittelwert dieser beiden Frequenzen ist die abstandsabhängige Frequenz  $-f_{\tau,\text{Tag}n}$ . Auch ohne genaue Kenntnis der Modulationsfrequenz  $f_{mn}$  kann also der Abstand zu einem  $n$ -ten Transponder ermittelt werden. Um zu verhindern, dass das Signal eines  $n$ -ten Transponders durch die abstandsabhängige Frequenzverschiebung in den Frequenzbereich eines  $(n + 1)$ -ten Transponders gelangt, muss sichergestellt sein, dass

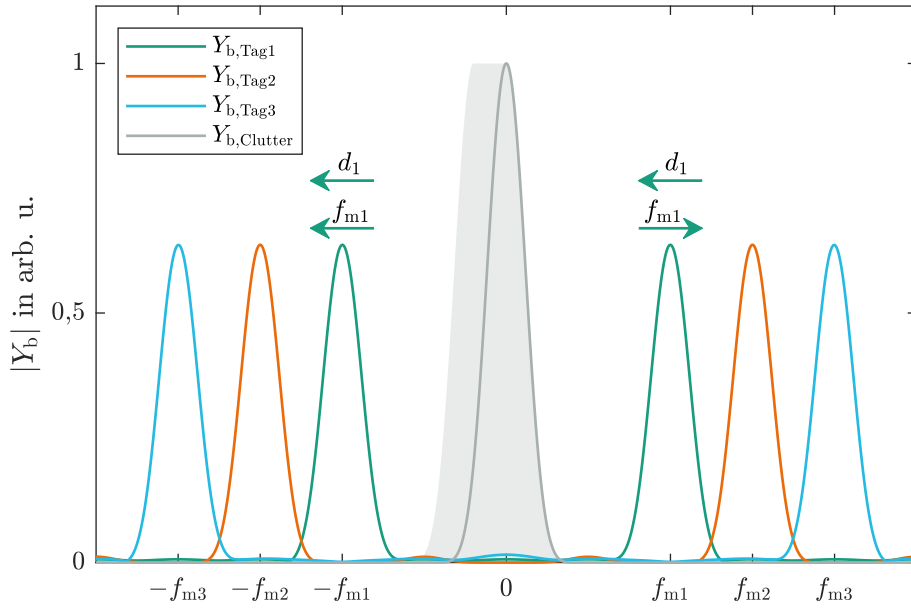


Abbildung 3.7: Berechnetes Spektrum des Schwebungssignals mit drei Transpondern und Clutter. Durch die Modulation an den Transpondern liegen die Spektren der Signale der Transponder außerhalb der Clutterbandbreite. Für die Berechnung der Spektren wurden  $B_{\text{FMCW}} = 10 \text{ MHz}$ ,  $T_{\text{FMCW}} = 10 \text{ ms}$ ,  $f_{m1} = 1 \text{ kHz}$ ,  $f_{m2} = 1,5 \text{ kHz}$ ,  $f_{m3} = 2 \text{ kHz}$  und  $B_{\text{Clutter}} = 200 \text{ Hz}$  gewählt.

die Differenz der Modulationsfrequenzen zweier Transponder deutlich größer ist als die abstandsabhängige Frequenzverschiebung. Die Entfernung zwischen dem Lesegerät und dem  $n$ -ten Transponder  $d_n$  kann dann durch

$$d_n = \frac{f_{\tau, \text{Tag}n} c_0 T_{\text{FMCW}}}{2B_{\text{FMCW}}} \quad (3.21)$$

bestimmt werden. Alternativ können im Lesegerät zunächst die Frequenz und die Phase eines Modulationssignals geschätzt werden und so das Modulationssignals eines  $n$ -ten Transponders im Lesegerät rekonstruiert werden. Durch Multiplikation des Empfangssignals mit diesem rekonstruierten Modulationssignals entsteht ein Signal mit einer Komponente bei der Frequenz  $-f_{\tau, \text{Tag}n}$ , die zur Entfernungsbestimmung genutzt werden kann.

### 3.3 Entwurf eines Lokalisierungssystems

Aufbauend auf dem in Abschnitt 3.2 beschriebenen Verfahren zur simultanen Entfernungsbestimmung wird im Folgenden ein Lokalisierungssystem vorgestellt. Parameter sind dabei die Trägerfrequenz  $f_c$ , die Bandbreite  $B_{\text{FMCW}}$  des FMCW-Signals, dessen Anstiegszeit  $T_{\text{FMCW}}$  und die Modulationsfrequenzen  $f_{mn}$  der Transponder. Ferner muss auch die äquivalente isotrope Strahlungsleistung (engl. *equivalent isotropically radiated power*, EIRP) des Lesegeräts berücksichtigt werden.

Übliche RFID-Systeme arbeiten im UHF-Band von 865 MHz bis 868 MHz und von 2446 MHz bis 2454 MHz [7, 11, 43]. Aufgrund der geringen Trägerfrequenz sind hier nur kleine Bandbreiten je Kanal zulässig. Die erreichbare Genauigkeit einer ToF-basierten Entfernungsbestimmung ist sowohl vom Signal-Rausch-Verhältnis als auch von der verwendeten Bandbreite abhängig. Der Zusammenhang wird in Abschnitt 3.4 genauer dargestellt. Es zeigt sich, dass die minimale Standardabweichung einer Entfernungsbestimmung antiproportional zur verwendeten Bandbreite verläuft. Mit steigender Bandbreite verbessert sich die erreichbare Genauigkeit also zunächst schnell und dann zunehmend weniger stark. Da das in Abschnitt 3.2 beschriebene Verfahren in reinen DLoS-Kanälen nicht von einer Entfernungsauflösung betroffen ist, ist keine große Bandbreite erforderlich, um die Transponder als Ziele auflösen zu können. Gleichzeitig ist für einen passiven Betrieb der Transponder eine gewisse EIRP erforderlich, um die Transponder mit der für den Betrieb notwendigen Leistung zu versorgen.

In [11] finden sich drei Frequenzbereiche für Verkehrs- und Verkehrstelematikgeräte nahe 5,8 GHz mit einer Bandbreite größer gleich 10 MHz und einem zulässigen EIRP von mindestens 2 W. In Tabelle 3.1 sind Frequenzband, Bandbreite und EIRP der beiden RFID-Bänder und der drei Bänder für Verkehrs- und Verkehrstelematikgeräte zusammengefasst. Auch wenn das im Rahmen dieser Arbeit entwickelte Verfahren sicher nicht ohne weiteres über diese Zulassung betrieben werden kann, so scheint eine Zulassung einer Bandbreite von  $B_{\text{FMCW}} = 10$  MHz mit einer Sendeleistung von  $P_{\text{EIRP}} = 2$  W bei  $f_c \approx 5,8$  GHz erreichbar. Hinzu kommt die gute Verfügbarkeit von Bauelementen für diesen Frequenzbereich. Diese Parameter werden daher für diese Arbeit verwendet. Als Anstiegszeit wird  $T_{\text{FMCW}} = 10$  ms gewählt. Dies stellt eine Abwägung zwischen der erreichbaren Genauigkeit in einem durch Rauschen gestörten Kanal und der Latenz der Lokalisierung dar. Vor allem



in dynamischen Szenarien wie der automatisierten Landung eines Multicopters ist die Anforderung an die Latenz der Lokalisierung hoch.

Nachfolgend soll die Wahl der Modulationsfrequenzen  $f_{mn}$  der Transponder untersucht werden. Dabei sind die Modulationsfrequenzen der Größe nach sortiert.  $f_{m1}$  ist die kleinste Modulationsfrequenz und  $f_{mN}$  die größte. Es gilt  $f_{m(n+1)} > f_{mn}$ . Die Modulationsfrequenzen werden äquidistant gewählt. Die Differenz zweier aufeinanderfolgender Modulationsfrequenzen wird als  $\Delta f_m$  bezeichnet.

In [44] wird das Maximum der Signallaufzeit für ein mittelgroßes Bürogebäude mit  $\tau_{\text{Clutter,max}} = 200$  ns angegeben. Daraus folgt eine Clutterbandbreite  $B_{\text{Clutter}} = 200$  Hz.  $f_{m1}$  soll außerhalb der Clutterbandbreite liegen, muss also größer als 200 Hz gewählt werden. Aus Abbildung 3.7 wird deutlich, dass die Differenz zwischen zwei aufeinanderfolgenden Modulationsfrequenzen hinreichend groß sein muss, sodass eine Trennung der Signale möglich ist. Gleichzeitig muss die erste Harmonische des rechteckigen Modulationssignals bei  $3f_{m1}$  größer sein als die Modulationsfrequenz des  $N$ -ten Transponders. Hier würde sich die Wahl eines harmonischen Signals anstelle der in (3.19) gewählten Rechteckpulsfolge für das Modulationssignal der Transponder anbieten, da diese keine Harmonischen besitzt. Die Realisierung einer sinusförmigen Modulation der Rückstreuung dürfte aber mit größerem Schaltungsaufwand für die Transponder verbunden sein. Eine größere Modulationsfrequenz ist mit größerer Leistungsaufnahme der Modulatoren in den Transpondern verbunden, für einen passiven Betrieb sollte die Modulationsfrequenz also nicht zu groß gewählt werden.

In Abbildung 3.8 sind die Modulationssignale im Frequenzbereich dargestellt. Da die Signale nur für einen Zeitraum  $0 < t \leq T_{\text{FMCW}}$  anliegen, weitet sich das Spektrum der einzelnen Komponenten auf. Der Abstand zwischen zwei Modula-

Tabelle 3.1: Auszug aus dem Frequenzplan der EU [11].

Frequenzband	Verwendungszweck	Bandbreite	EIRP
865 – 868 MHz	RFID	3 MHz	2 W
2446 – 2454 MHz	RFID	8 MHz	500 mW
5795 – 5815 MHz	Verkehrstelematik	20 MHz	2 W
5855 – 5865 MHz	Verkehrstelematik	10 MHz	4 W
5865 – 5875 MHz	Verkehrstelematik	10 MHz	4 W

tionsfrequenzen wird nun so gewählt, dass das Maximum einer Komponente in einem Nulldurchgang der anderen Komponenten liegt. Dazu muss

$$\Delta f_m = \frac{p}{T_{\text{FMCW}}} \quad (3.22)$$

gelten. Mit dem Parameter  $p \in \mathbb{N}$  kann ein Sicherheitsabstand der Modulationsfrequenzen gewählt werden. Je robuster die Entfernungsbestimmung sein soll, desto größer sollte  $p$  gewählt werden. Gleichzeitig sinkt aber auch die Anzahl der Transponder, die gleichzeitig genutzt werden können. Kommt es zu einer zusätzlichen Frequenzverschiebung durch unterschiedliche Abstände zwischen dem Lesegerät und den Transpondern, kann die Bedingung, dass das Maximum einer Komponente immer auf Nulldurchgängen der anderen Komponenten liegt, nicht eingehalten werden. Trotzdem soll diese Regel zur Wahl der Modulationsfrequenzen angewandt werden, da diese abstandsabhängige Frequenzverschiebung vergleichsweise klein ist und der Einfluss benachbarter Komponenten weiter gering bleibt. Um den Einfluss zusätzlich zu verringern, wird im Folgenden eine Blackman-Harris-Fensterfunktion eingesetzt. Aus der Forderung, dass die erste Harmonische größer ist als die Modulationsfrequenz des  $N$ -ten Transponders folgt, dass

$$N_{\text{max}} \leq \frac{2}{p} f_{m1} T_{\text{FMCW}} \quad (3.23)$$

Transponder gleichzeitig unterschieden werden können. Für  $f_{m1} = 10 \text{ kHz}$ ,  $p = 5$  und  $T_{\text{FMCW}} = 10 \text{ ms}$  können so bis zu  $N_{\text{max}} = 40$  Transponder gleichzeitig unterstützt werden. Dazu müssen die Modulationsfrequenzen einen Abstand von  $\Delta f_m = 500 \text{ Hz}$  aufweisen. Um die maximale Anzahl der unterstützten Transponder weiter zu erhöhen, muss die Bandbreite des FMCW-Signals nicht vergrößert werden. Es reicht aus, die Anstiegszeit des FMCW-Signals zu vergrößern. Allerdings hat dies einen negativen Einfluss auf die Messdauer und somit auf die erreichbare Latenz des Systems. Die gewählten Parameter des Verfahrens zur Abstandsbestimmung sind in Tabelle 3.2 zusammengefasst. Aus diesen folgt eine abstandsabhängige Frequenzverschiebung von etwa  $6,7 \text{ Hz/m}$ .

Die Wahl der Position der Transponder als Anker hat sowohl Einfluss auf die erreichbare Genauigkeit als auch darauf, ob eine Lokalisierung eindeutig möglich ist. Werden für eine Lokalisierung in zwei Dimensionen nur zwei Transponder verwendet, so existieren in der Regel zwei Lösungen. Eine Lokalisierung ist so nicht eindeutig möglich. Durch hinzufügen eines dritten Transponders kann die

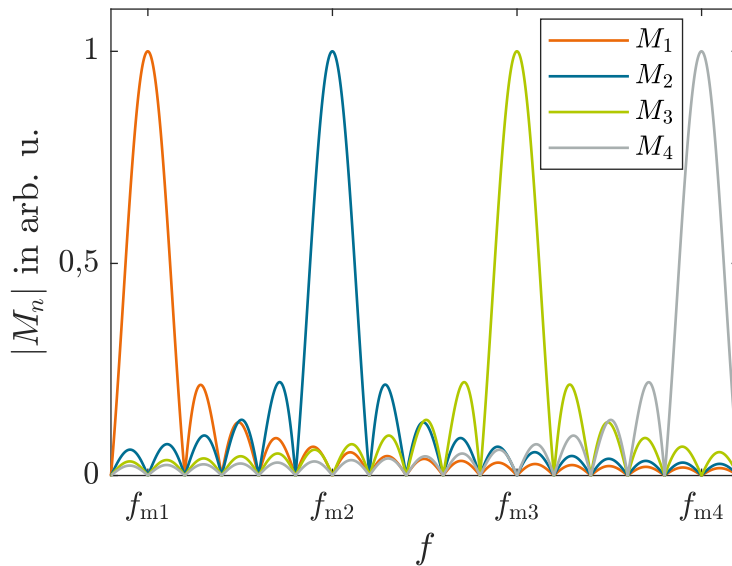


Abbildung 3.8: Berechnete Spektren der Modulationssignale der Transponder. Der erste Transponder moduliert mit einer Frequenz  $f_{m1} = 10$  kHz. Die Modulationsfrequenz der nächsten Transponder steigt immer um  $\Delta f_m = 500$  Hz an. Durch die Wahl der Modulationsfrequenzen liegt das Maximum des Signals eines Transponders immer in Nulldurchgängen der anderen Signale.

Lokalisierung eindeutig werden. Dabei ist darauf zu achten, dass sich die Transponder nicht auf einer Geraden befinden, da die Mehrdeutigkeit der Lokalisierung sonst nicht aufgelöst werden kann. Für eine Lokalisierung in drei Dimensionen sind entsprechend mindestens vier Transponder für eine eindeutige Lösung notwendig, wobei nicht alle vier in einer Ebene liegen dürfen. Für den zweidimensionalen Fall befindet sich die zusätzliche Lösung bei Verwendung von nur zwei Transpondern gespiegelt an der Geraden, die von den Transponderpositionen aufgespannt wird. Für den dreidimensionalen Fall mit drei Transpondern liegt die zusätzliche Lösung im Spiegelpunkt an der Ebene, die von den Transponderpositionen aufgespannt wird. In der Praxis kann diese zweite Lösung oft durch zusätzliches a priori Wissen ausgeschlossen werden. Befinden sich die Transponder in einem zweidimensionalen Szenario wie z. B. der Navigation eines autonomen Flurfördergerätes in einer Lagerhalle an einer Wand, so liegt die zusätzliche, falsche Lösung hinter

Tabelle 3.2: Gewählte Parameter für das Verfahren zur simultanen Entfernungsbestimmung mit mehreren Transpondern.

Parameter	Wert
$B_{\text{FMCW}}$	10 MHz
$T_{\text{FMCW}}$	10 ms
$f_{\text{m1}}$	10 kHz
$\Delta f_{\text{m}}$	500 Hz
$N_{\text{max}}$	40
$p$	5

dieser Wand. Werden die Transponder in einem dreidimensionalen Szenario wie der Landung eines Multicopters um den Landepunkt angeordnet, so befindet sich die zusätzliche, falsche Lösung unter dem Landepunkt. In beiden Fällen kann die zusätzliche, falsche Lösung also ausgeschlossen werden. Der Einfluss der Position der Anker auf die Genauigkeit und Zuverlässigkeit in einem laufzeitbasierten Lokalisierungssystem wurde in [45] ausführlich untersucht.

### 3.4 Genauigkeit der simultanen Entfernungsbestimmung

Im folgenden sollen verschiedene Einflüsse auf das vorgestellte Verfahren zur simultanen Abstandsbestimmung vorgestellt werden. Dabei wurden die Einflüsse fokussiert, die für das vorgestellte Verfahren vom konventionellen FMCW-Radar abweichen. Eine ausführliche Untersuchung des konventionellen FMCW-Radars findet sich in [46].

#### 3.4.1 Einfluss von thermischem Rauschen

Wie vorangegangen gezeigt, kann das Signal, das von verschiedenen Transpondern moduliert zurückgestreut wird, in Komponenten getrennt werden. Um aus dem Signal eines Transponders auf den Abstand zwischen dem Lesegerät und diesem Transponder zu schließen, muss die Frequenz des zugehörigen Signals geschätzt

werden. Das Problem der Entfernungsbestimmung wird also zu einem Problem der Frequenzschätzung.

Die Frequenz  $f_\tau$  des additiv von einem WGN-Signal  $w_N(q)$  überlagerten und mit der Abtastrate  $f_s$  abgetasteten zeitdiskreten Signals

$$y_b(q) = \beta \cdot \exp\left(j\left(2\pi\frac{f_\tau}{f_s}q + \varphi_\tau\right)\right) + w_N \quad (3.24)$$

soll geschätzt werden. Dabei ist  $q$  der Index der Abtastwerte. Die Cramer-Rao Ungleichung liefert eine untere Schranke für die Varianz der aus  $Q$  Abtastwerten geschätzten Frequenz  $\hat{f}_\tau$  [47]. Demnach gilt

$$\text{var}\left(\hat{f}_\tau\right) \geq \frac{\sigma_N^2}{\sum_{q=1}^Q \left|\frac{\delta y_b(q)}{\delta f_\tau}\right|^2}. \quad (3.25)$$

Mit  $\sigma_N^2$  wird dabei die Varianz des WGN-Signals  $w_N(q)$  beschrieben.

Unter der Annahme, dass die Zahl der Abtastwerte groß ist, folgt

$$\text{var}\left(\hat{f}_\tau\right) \geq \frac{12}{(2\pi)^2 \alpha_{\text{SNR}} Q T_{\text{FMCW}}^2}. \quad (3.26)$$

Die Frequenz  $\hat{f}_\tau$  und die zu ermittelnde Entfernung  $\hat{d}$  hängen beim FMCW-Radar durch

$$\hat{d} = \hat{f}_\tau \frac{c_0 T_{\text{FMCW}}}{2B_{\text{FMCW}}} \quad (3.27)$$

zusammen. Für die Varianz des geschätzten Abstands gilt so

$$\text{var}\left(\hat{d}\right) \geq \frac{3c_0^2}{(2\pi)^2 B_{\text{FMCW}}^2 \alpha_{\text{SNR}} Q}, \quad (3.28)$$

wobei  $\alpha_{\text{SNR}}$  das Signal-Rausch-Verhältnis des empfangen Signals ist. Die Genauigkeit der Abstandsbestimmung hängt demnach sowohl von der Bandbreite des FMCW-Signals als auch dem Signal-Rausch-Verhältnis ab. [46]

Wie in Abschnitt 3.2 beschrieben, soll nun die Entfernung zu einem Transponder geschätzt werden. Das zugehörige Signal hat zwei Komponenten bei  $-f_{\tau, \text{Tag}n} - f_{mn}$  und bei  $-f_{\tau, \text{Tag}n} + f_{mn}$ . Da sich die Leistung des Signals auf diese beiden Komponenten aufteilt, halbiert sich auch der Störabstand der einzelnen Frequenzschätzungen. Somit ist die Varianz der einzelnen Frequenzschätzungen zunächst doppelt so groß. Da die abstandsabhängige Frequenz dann durch eine Mittlung der beiden Frequenzen gewonnen werden kann, halbiert sich die Varianz wieder, was letztlich

zur gleichen Varianz führt wie im Fall der Abstandsbestimmung zu einem unmodulierten Ziel. Das vorgestellte Verfahren verbessert die Entfernungsauflösung demnach, ohne dass sich die erreichbare Genauigkeit der Entfernungsbestimmung verschlechtert.

Die maximale Genauigkeit eines Frequenzschätzers ist durch die Cramer-Rao Ungleichung gegeben. Die Empfangsleistung beträgt nach (2.2) für eine Sendeleistung  $P_{\text{Tx}} = 1 \text{ W}$ , Antennengewinne  $G_{\text{Tx}} = 0 \text{ dBi}$ ,  $G_{\text{Bx}} = 5 \text{ dBi}$  und  $G_{\text{Rx}} = 0 \text{ dBi}$ , einen Abstand  $d = 5 \text{ m}$  und eine Trägerfrequenz  $f_c = 5,8 \text{ GHz}$  etwa  $P_{\text{Rx}} \approx 4,7 \text{ pW}$ . Die Rauschleistung beträgt bei einer Temperatur von  $300 \text{ K}$  und einer Rauschzahl von  $10$  etwa  $P_{\text{N}} \approx 414 \text{ fW}$ . Daraus folgt eine minimale Standardabweichung der Frequenzschätzung von etwa  $37 \text{ mHz}$ . Dies entspricht einer minimalen Standardabweichung der Entfernungsbestimmung von etwa  $5,5 \text{ mm}$ .

Wie in [48] gezeigt wurde, kann die diskrete Fourier-Transformation (DFT) als Maximum-Likelihood-Schätzer (engl. *maximum likelihood estimator*, MLE) für die Ermittlung der Frequenz eines durch WGN gestörten harmonischen Signals genutzt werden. Dazu wird das Maximum des Betrags der DFT genutzt. Die erreichbare Genauigkeit ist dabei durch die Frequenzauflösung  $f_{\text{res}}$  der DFT begrenzt. Die Frequenz eines Signals der Länge  $T_{\text{FMCW}}$ , das mit  $f_s$  abgetastet wurde, kann so zunächst höchstens mit der Frequenzauflösung

$$f_{\text{res}} = \frac{1}{T_{\text{FMCW}}} \quad (3.29)$$

bestimmt werden. Unter Verwendung von (3.21) folgt für die Auflösung der Entfernungsbestimmung mit einer DFT

$$d_{\text{res}} = \frac{c_0}{2B_{\text{FMCW}}} . \quad (3.30)$$

Auch wenn die Formel für die Auflösung der DFT der Formel der Entfernungsauflösung entspricht, so sind diese beiden Größen zu unterscheiden. Die Entfernungsauflösung beschreibt die Fähigkeit eines Radar-Systems zu erkennen, ob das Echo von einem oder von zwei Zielen erzeugt wird. Die Entfernungsauflösung beschreibt die minimale Differenz, die die Abstände zu den zwei Zielen aufweisen müssen, damit ein Erkennen von zwei Zielen möglich ist. Im Gegensatz dazu wird bei der Auflösung der DFT angenommen, dass bereits sichergestellt ist, dass das Empfangssignal nur das Echo eines einzelnen Ziels enthält.

Die Auflösung der DFT kann erhöht werden, indem die Länge des abgetasteten Signals künstlich vergrößert wird. Dazu werden zu den Abtastwerten des Signals nach der Digitalisierung Nullen für  $(\kappa_{\text{Pad}} - 1) \cdot T_{\text{FMCW}}$  hinzugefügt. Die Länge des Signals wird so auf  $\kappa_{\text{Pad}} T_{\text{FMCW}}$  erhöht. Dieser Vorgang wird als *zero padding* bezeichnet. Die Auflösung der DFT kann so auf

$$d_{\text{res,Pad}} = \frac{c_0}{2B_{\text{FMCW}}\kappa_{\text{Pad}}} \quad (3.31)$$

verkleinert werden.

Die DFT mit vorherigem *zero padding* kann als MLE verwendet werden. Vorteil der DFT ist dabei auch, dass die Frequenzen der verschiedenen Komponenten des Signals  $s_b(t)$  gleichzeitig ermittelt werden können.

### 3.4.2 Einfluss benachbarter Transponder

Wie in Abbildung 3.9 zu sehen, ist der Einfluss der Signalkomponente benachbarter Transponder im Bereich eines Maximums gering. Durch die Wahl der Modulationsfrequenzen verschwindet der Einfluss vollständig, wenn die Abstände zwischen dem Lesegerät und den Transpondern gleich sind. Eine Abstandsdifferenz von 5 m führt bei den gewählten Parametern aus Tabelle 3.2 zu einer Frequenzverschiebung von etwa 33 Hz. Auch hier ist die Komponente eines benachbarten Transponders über 90 dB schwächer als die untersuchte Komponente in diesem Bereich. Zum Vergleich wird ein Transponder bei  $d_1 = 5$  m und ein zweiter bei  $d_2 = 50$  cm angenommen. Der aus der Übertragungsgleichung (2.2) resultierende Unterschied der Empfangsleistung der Komponenten der beiden Transponder beträgt etwa 40 dB. Die Komponente eines benachbarten Transponders wäre hier noch etwa 50 dB schwächer.

Zur Bestimmung der Entfernung wird das Maximum der DFT im Frequenzbereich eines Modulationssignal genutzt. Bei Transpondern mit ähnlicher Entfernung zum Lesegerät sind auch die zugehörigen Komponenten ähnlich stark. Benachbarte Komponenten sind im relevanten Frequenzbereich also mindestens 90 dB schwächer. Bei stark unterschiedlichen Entfernungen zu zwei Transpondern und somit auch deutlich unterschiedlich starken Komponenten gilt dies nicht mehr. Es kann zu einer Beeinflussung der Entfernungsbestimmung durch benachbarte Transpon-

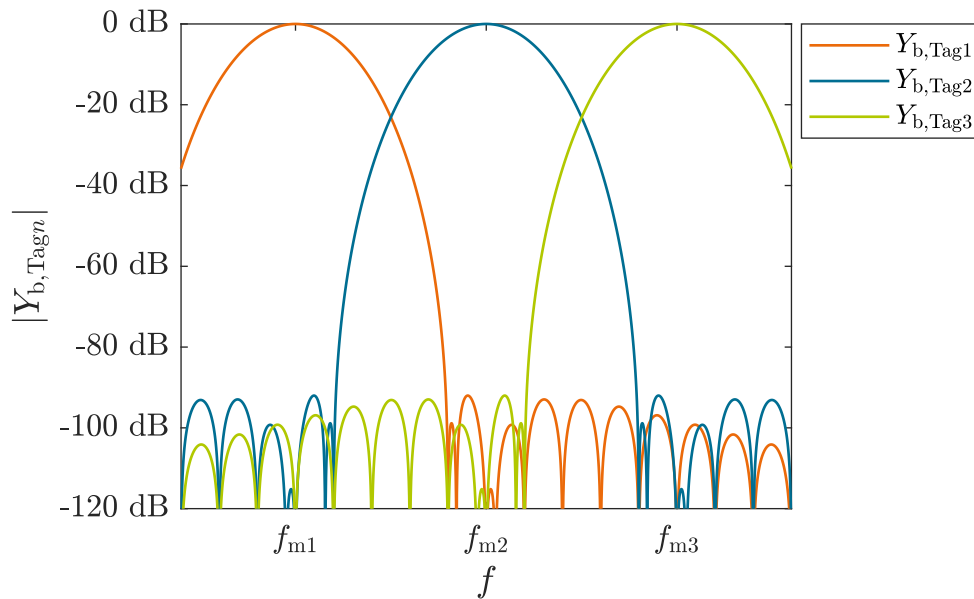


Abbildung 3.9: Berechnetes normiertes Schwebungssignal von drei Transpondern. Durch die Wahl der Modulationsfrequenzen wird der Einfluss benachbarter Transponder gering gehalten.

der kommen. Durch Vergrößerung des Parameters  $p$  kann dieser Effekt ausgeglichen werden.

### 3.4.3 Einfluss ungenauer Modulationssignale

In einer praktischen Realisierung können die Modulationssignale der Transponder von der idealen Rechteckpulsfolge abweichen. Dadurch kann es dazu kommen, dass die erste Harmonische des  $n$ -ten Modulationssignals schon bei  $2f_{m1}$  liegt und nicht erst bei  $3f_{m1}$ . Die Zahl der Transponder, die gleichzeitig unterschieden werden können, halbiert sich in diesem Fall.

Zusätzlich kann nicht angenommen werden, dass die tatsächliche Modulationsfrequenz eines Transponders exakt mit der gewünschten Frequenz übereinstimmt. Wie in Abschnitt 3.2 dargestellt, ist für die Abstandsbestimmung keine genaue Kenntnis der Modulationsfrequenz erforderlich. Eine leichte Abweichung der Modulationsfrequenz stellt kein Problem für die Entfernungsbestimmung dar. Werden mehrere Transponder simultan verwendet, so sollten sich die realisierten Modulati-



onsfrequenzen hinreichend stark unterscheiden, um die Trennung der Signale zu ermöglichen. Bei unzureichender Genauigkeit der Oszillatoren muss der Abstand der Modulationsfrequenzen zueinander durch Wahl von  $p$  vergrößert werden, wodurch die Anzahl der Transponder, die gleichzeitig unterschieden werden können, verringert wird. Für eine Modulationsfrequenz von 10 kHz entspricht eine Abweichung von 10 Hz 1 %. Die Abweichung der Modulationsfrequenz ist dabei in gleicher Größenordnung wie die abstandsabhängige Frequenzverschiebung. Der RC-Oszillator in CMOS-Technik aus [49] erreicht die erforderliche Genauigkeit von 1 %.

### 3.4.4 Einfluss von Mehrwegeausbreitung

Im Folgenden wird der Einfluss von Kanälen untersucht, in denen es z. B. aufgrund von Reflexionen der Signale an Objekten in der Umgebung zu einer Mehrwegeausbreitung kommt. Die verschiedenen Pfade in diesem Kanal werden je durch eine Dämpfung  $\beta$  und eine Verzögerung  $\tau$  modelliert<sup>1</sup>. Der Pfad, der die gerade Verbindung zwischen Sender und Empfänger beschreibt, wird als Sichtverbindung (engl. *direct-line-of-sight*, DLoS)-Pfad bezeichnet, alle anderen Pfade werden Nicht-Sichtverbindung (engl. *non-line-of-sight*, NLoS)-Pfade genannt. Die Übertragung zwischen Lesegerät und Transponder wird für den DLoS-Pfad und einen NLoS-Pfad durch das lineare Filter

$$h(t) = \beta_{\text{DLoS}} \cdot \delta(t - \tau_{\text{DLoS}}) + \beta_{\text{NLoS}} \cdot \delta(t - \tau_{\text{NLoS}}) \quad (3.32)$$

beschrieben. Dabei ist  $\beta_{\text{DLoS}}$  die Dämpfung des DLoS-Pfads,  $\tau_{\text{DLoS}}$  dessen Laufzeit,  $\beta_{\text{NLoS}}$  die Dämpfung des NLoS-Pfads und  $\tau_{\text{NLoS}}$  dessen Laufzeit. Da der DLoS-Pfad den kürzesten Weg hat, gilt  $\tau_{\text{DLoS}} < \tau_{\text{NLoS}}$ . Es wird angenommen, dass der DLoS-Pfad im Vergleich zum NLoS-Pfad weniger stark dämpft. Abbildung 3.10 zeigt einen möglichen Mehrwegekanal, in dem es durch die Reflexion am Boden zu einem NLoS-Pfad kommt.

Wird angenommen, dass sich ein Transponder 3 m vom Lesegerät entfernt befindet und beide 1 m über dem Boden angebracht sind, so beträgt der Wegunterschied

<sup>1</sup>Die Laufzeit  $\tau$  und die Dämpfung  $\beta$  sind im Kontext der Mehrwegeausbreitung nicht auf den Rundweg – vom Lesegerät zum Transponder und zurück zum Lesegerät – sondern nur auf einen Pfad – vom Lesegerät zum Transponder oder vom Transponder zum Lesegerät – bezogen. Der Begriff Pfad bezieht sich in dieser Arbeit immer auf Hin- oder Rückweg, nicht auf den Rundweg bestehend aus Hin- und Rückweg.

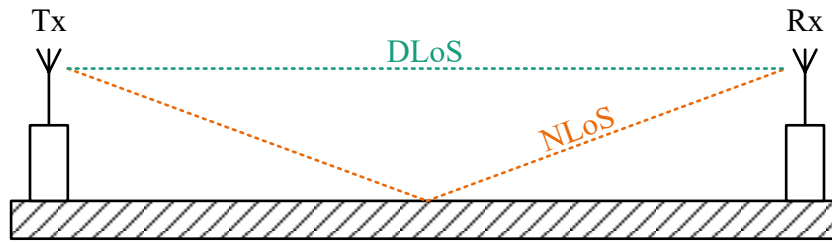


Abbildung 3.10: Lesegerät und Transponder im Mehrwegekanal. Durch die Reflexion am Boden kann der Kanal zwischen Lesegerät und Transponder nicht mehr durch eine Dirac'sche Delta-Distribution modelliert werden.

beider Pfade etwa 60 cm. Es wäre eine Bandbreite von etwa 250 MHz erforderlich, um die zwei Pfade auflösen zu können. Mit den Parametern aus Tabelle 3.2 ist eine Auflösung beider Pfade nicht möglich. Alternativ zur Trennung der Komponenten, die auf verschiedenen Pfaden vom Lesegerät zum Transponder und zurück zum Lesegerät laufen, können die NLoS-Komponenten gedämpft werden, um deren Einfluss zu verringern. In Abschnitt 4.4 wird der Einfluss retrodirektiver Arrays in den Transpondern auf die Signalausbreitung in Mehrwegekanälen untersucht.

Auch wenn eine NLoS-Komponente immer mit einer größeren Laufzeit verbunden ist als die DLoS-Komponente, so bedeutet dies nicht, dass die daraus resultierende Messabweichung immer zu einer Überschätzung des Abstands führt. Abhängig von der Phasenlage einer NLoS-Komponente kann diese das Maximum in der DFT sowohl zu kleineren als auch größeren Frequenzen verschieben. Durch Mehrwegeausbreitung kann es also zu positiven wie negativen Messabweichungen kommen. Dies zeigt sich auch in Abbildung 3.3 c). Das Maximum des überlagerten Signals verschiebt sich hier nach links, wodurch es zu einer negativen Messabweichung kommen würde.

### 3.5 Zusammenfassung zum Lokalisierungsverfahren

Das in diesem Kapitel vorgestellte Verfahren ermöglicht die simultane Entfernungsbestimmung zwischen einem Lesegerät und mehreren Transpondern. Es basiert auf

dem Prinzip eines FMCW-Radars. Die Modulation bei der Rückstreuung an den Transpondern wird ausgenutzt, um die Signalkomponenten der einzelnen Transponder im Lesegerät voneinander und vom Clutter unterscheiden und trennen zu können. So ist es möglich, auch weit unterhalb der Entfernungsauflösung, die konventionelle Radar-Systeme beschränkt, die Entfernungen zu mehreren Transpondern simultan zu erfassen. Die Entfernungsbestimmung basiert letztlich auf einer Frequenzschätzung. Die Genauigkeit der Entfernungsbestimmung wird sowohl durch Rauschen als auch durch Mehrwegeausbreitung begrenzt. Für eine Implementierung des entwickelten Verfahrens wurden die Parameter des Verfahrens gewählt, die in Tabelle 3.2 zusammengefasst sind. Die gewählte Bandbreite beträgt dabei nur 10 MHz bei einer Trägerfrequenz von 5,8 GHz. Es können damit die Abstände zu bis zu 40 Transpondern simultan bestimmt werden.



# Kapitel 4

## Erhöhung der Reichweite von RFID-Systemen

Wie in Abschnitt 2.1 dargestellt, wird die Reichweite eines RFID-Systems durch die Kommunikationsreichweite und die Energiereichweite begrenzt. Beim Vergleich zweier RFID-Systeme, die sich lediglich in der verwendeten Trägerfrequenz unterscheiden, zeigt sich in (2.2) und (2.3), dass sowohl Energie- als auch Kommunikationsreichweite antiproportional zur Trägerfrequenz verlaufen. Dabei wird angenommen, dass sowohl für das Lesegerät als auch die Transponder Antennen mit gleicher Bauweise, also auch gleichem Antennengewinn, verwendet werden. Eine Verdoppelung der Trägerfrequenz bewirkt also zunächst eine Halbierung der Reichweite eines RFID-Systems. Wenn stattdessen die Größe der Transponder und damit deren Antennenwirkfläche konstant gehalten wird, so sind sowohl Energie- als auch Kommunikationsreichweite unabhängig von der verwendeten Trägerfrequenz. Der mit der Frequenz steigende Antennengewinn gleicht die höhere Freiraumdämpfung aus [50]. Bei der Verwendung konventioneller Antennen im Transponder sinkt so aber auch der Öffnungswinkel der Antennen mit steigender Trägerfrequenz wie in Anhang A dargestellt. Ein Transponder müsste zunehmend genauer ausgerichtet werden, was die Installation erschwert oder in einigen Szenarien sogar nicht realisierbar sein dürfte. Techniken zur Strahlschwenkung etwa durch phasengesteuerte Gruppenantennen kommen bei konventionellen Funksystemen zum Einsatz, um diese Herausforderung zu lösen [51]. Für RFID-Transponder sind diese Techniken aufgrund der sehr kleinen verfügbaren Leistung im Transponder ungeeignet.

Im Folgenden wird ein neuer Ansatz vorgestellt, mit dem sowohl die Energie- als auch die Kommunikationsreichweite von RFID-Systemen gleichzeitig erhöht werden können, ohne den Öffnungswinkel zu verringern. Dazu werden die Elemente einer Gruppenantenne durch ein passives Netzwerk mit mehreren Hochfrequenz-Frontends verbunden. Die Kommunikationsreichweite wird dadurch erhöht, dass die Gruppenantenne durch dieses Netzwerk retrodirektiv wird. Zusätzlich wird die Verwendung mehrerer Gleichrichter ermöglicht, wodurch die Energiereichweite steigt, ohne den Öffnungswinkel zu verringern. In Abschnitt 4.1 wird die Eigenschaft der Retrodirektivität und deren Einfluss auf die Kommunikationsreichweite untersucht. Dazu wird die Übertragungsgleichung für den Rückstreukanal um einen Faktor erweitert, der die Erhöhung der Empfangsleistung am Lesegerät durch retrodirektive Transponder beschreibt. Die Retrodirektivität der Transponder vergrößert die Kommunikationsreichweite. In Abschnitt 4.2 wird die Friis'sche Übertragungsgleichung um einen Faktor erweitert, der die Erhöhung der Empfangsleistung an den Transpondern durch Rectenna-Arrays beschreibt. Die Verwendung von Rectenna-Arrays kann die Energiereichweite vergrößern. In Abschnitt 4.3 wird gezeigt, wie sich beide Eigenschaften zu retrodirektiven Rectenna-Arrays für RFID-Transponder kombinieren lassen. So können Energie- und Kommunikationsreichweite gleichzeitig erhöht werden. Die nachfolgend beschriebenen Techniken für retrodirektive Rectenna-Arrays wurden im Rahmen dieser Promotion in [52] und [53] veröffentlicht. In Abschnitt 4.4 wird betrachtet, welche Auswirkung die Verwendung retrodirektiver Arrays in einem Szenario mit Mehrwegeausbreitung hat.

## 4.1 Erhöhung der Kommunikationsreichweite

Die Kommunikationsreichweite  $d_{\text{Rx}}$  eines RFID-Systems hängt sowohl von der Empfangsleistung am Lesegerät als auch von der verwendeten Modulation eines Transponders ab. Um die verwendbaren Modulationen nicht einzuschränken, liegt der Fokus in dieser Arbeit auf Wegen, die die Kommunikationsreichweite durch eine Erhöhung der Empfangsleistung am Lesegerät zu vergrößern. Abhängig von der gewählten Modulation und einer angestrebten Bitfehlerquote kann eine minimale

Empfangsleistung  $P_{\text{Rx,min}}$  bestimmt werden. Für diese gilt

$$P_{\text{Rx,min}} = P_{\text{Tx}} G_{\text{Tx}} G_{\text{Rx}} |\Gamma_{\text{Bx}}|^2 G_{\text{Bx}}^2 \left( \frac{\lambda}{4\pi d_{\text{Rx}}} \right)^4. \quad (4.1)$$

Zur Erhöhung der Empfangsleistung kommen die Faktoren dieser Gleichung in Betracht. Ein Ansatz wäre demnach die Erhöhung der Sendeleistung  $P_{\text{Tx}}$ . Aufgrund der Proportionalität mit  $d_{\text{Rx}}^{-4}$  müsste die Sendeleistung um den Faktor 16 erhöht werden, um eine Verdopplung der Kommunikationsreichweite zu erreichen. In der Praxis ist dies nur bis zu einem gewissen Punkt möglich, da die maximal zulässige Sendeleistung durch Verordnungen und Normen begrenzt wird. Damit verbunden kann auch der Gewinn der Sendeantenne  $G_{\text{Tx}}$  nicht beliebig erhöht werden, da durch die Verordnungen und Normen in der Regel nicht nur die Sendeleistung, sondern auch die abgestrahlte Leistungsdichte begrenzt wird. Eine Erhöhung des Gewinns der Empfangsantenne am Lesegerät  $G_{\text{Rx}}$  ist vielversprechend, um die Kommunikationsreichweite zu erhöhen. Da dies zu einer Verringerung des Öffnungswinkels der Empfangsantenne führt, können hier Techniken zur Stahlschwenkung genutzt werden, um die Antenne auf einen Transponder auszurichten. Der Fokus dieser Arbeit wurde auf die Transponder gelegt. Daher wird dieser Ansatz hier nicht weiter verfolgt. Der Faktor  $\Gamma_{\text{Bx}}$  beeinflusst den Modulationsindex. Passive Transponder sind hier begrenzt, da der Betrag des Eingangsreflexionsfaktors passiver Netzwerke aus Gründen der Energieerhaltung nicht größer als 1 sein kann. Um einen größeren Eingangsreflexionsfaktor zu erreichen, ist ein Verstärker im Transponder erforderlich, wodurch dieser zu einem aktiven Transponder wird. Dieser Ansatz wurde in [54] untersucht. Es verbleibt der Gewinn der Transponderantenne  $G_{\text{Bx}}$  zur Erhöhung der Kommunikationsreichweite. Da dieser Antennengewinn quadratisch in die Empfangsleistung am Lesegerät eingeht, ist nur eine Erhöhung um den Faktor vier erforderlich, um die Kommunikationsreichweite zu verdoppeln. Wie in Anhang A gezeigt, ist der Öffnungswinkel einer Antenne mit ihrem Gewinn verbunden. Je größer der Gewinn ist, desto kleiner wird der Öffnungswinkel. Das bedeutet, dass ein Transponder, der eine Antenne mit einem großen Gewinn und folglich kleinem Öffnungswinkel nutzt, nur aus einer Richtung ausgelesen werden kann. In dieser Arbeit werden daher retrodirektive Arrays für die Transponder untersucht. Diese streuen eine einfallende elektromagnetische Welle fokussiert in Einfallsrichtung zurück.

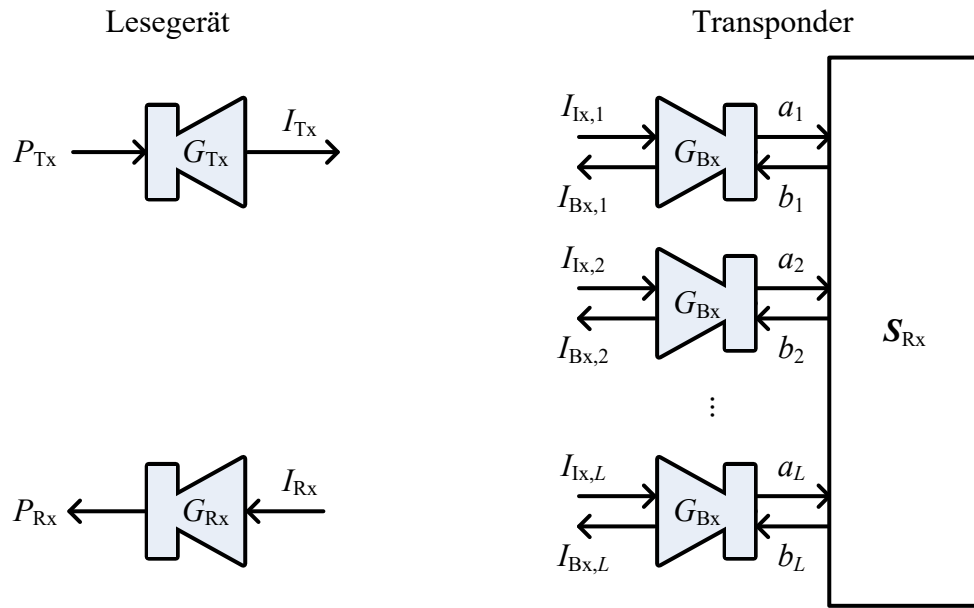


Abbildung 4.1: In dieser Arbeit verwendete Formelzeichen für leitungsgebundene Wellen  $a$  und  $b$ , Leistungen  $P$ , Leistungsdichten  $I$  und Antennengewinne  $G$ . Der Index Tx bezieht sich immer auf den Sender im Lesegerät. Rx bezeichnet den Empfänger im Lesegerät. Ix und Bx beziehen sich auf den Einfall und die Rückstreuung am Transponder.

Als Gruppenantenne für die Transponder wird ein planes, rechteckiges Array mit  $L_x \times L_y$  identischen Elementen mit dem Antennengewinn  $G_{Bx}$  betrachtet. Die Anzahl der Antennen wird mit  $L = L_x \cdot L_y$  bezeichnet. Abbildung 4.1 stellt die verwendeten Bezeichnungen für Leistungen  $P$ , Leistungsdichten  $I$ , Antennengewinne  $G$  und die Amplituden der leitungsgebundenen Wellen  $a$  und  $b$  dar. Die Position des  $l$ -ten Antennenelements ist dabei durch den Ortsvektor  $\mathbf{p}_l$  gegeben.

Die elektromagnetische Welle, die vom Lesegerät emittiert wird, fällt mit der Leistungsdichte  $I_{Ix}$  auf das Antennenarray. Es wird angenommen, dass die einfallende Welle dabei als homogene, ebene Welle beschrieben werden kann. Die leitungsgebundene Welle, die vom  $l$ -ten Antennenelement ausgegeben wird, ist so durch

$$a_l = \sqrt{I_{Ix} A_{Bx}} \cdot e^{j\varphi_{in,l}} \quad (4.2)$$



gegeben, wobei  $A_{\text{Bx}}$  die Antennenwirkfläche eines Antennenelements des Transponders beschreibt. Die Phase  $\varphi_{\text{in},l}$  dieser leitungsgebundenen Welle hängt dabei sowohl von der Position des Elements im Array ab als auch von der Richtung  $\mathbf{e}_{\text{in}}$ , aus der die elektromagnetische Welle auf das Array fällt. Es gilt

$$\varphi_{\text{in},l} = k_0 \cdot (\mathbf{p}_l^{\text{T}} \cdot \mathbf{e}_{\text{in}}), \quad (4.3)$$

wobei  $k_0$  für die Wellenzahl der elektromagnetischen Welle steht.

Die Antennenelemente sollen nun durch ein passives Netzwerk miteinander verbunden werden. Dieses Netzwerk wird durch die Matrix der Streuparameter  $\mathbf{S}_{\text{Rx}}$  beschrieben. Für die zurücklaufenden leitungsgebundenen Wellen  $\mathbf{b}$  gilt

$$\mathbf{b} = \mathbf{S}_{\text{Rx}} \cdot \mathbf{a}, \quad (4.4)$$

wobei sich der Vektor  $\mathbf{a}$  aus den hinlaufenden leitungsgebundenen Wellen  $a_l$  zusammensetzt. Ein Lesegerät im Abstand  $d$  vom Transponder, das mit einer Sendeantenne mit dem Gewinn  $G_{\text{Tx}}$  eine Leistung  $P_{\text{Tx}}$  abstrahlt, empfängt mit einer Empfangsantenne mit dem Gewinn  $G_{\text{Rx}}$  eine Leistung  $P_{\text{Rx}}$ . Für diese gilt, wie in Anhang B hergeleitet,

$$P_{\text{Rx}} = \left| (\mathbf{S}_{\text{Rx}} \cdot \mathbf{e}^{j\varphi_{\text{in}}})^{\text{T}} \cdot \mathbf{e}^{-j\varphi_{\text{out}}} \right|^2 \cdot P_{\text{Tx}} G_{\text{Tx}} G_{\text{Bx}}^2 G_{\text{Rx}} \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^4. \quad (4.5)$$

Beim Empfang am Transponder kommt es abhängig vom Einfallswinkel zu einer ersten Phasenverschiebung der Wellen in  $\mathbf{a}$ . Diese Phasenverschiebung ist in (4.5) durch den Faktor  $\mathbf{e}^{j\varphi_{\text{in}}}$  beschrieben. Durch das Netzwerk  $\mathbf{S}_{\text{Rx}}$  werden die Empfangssignale zur Abstrahlung auf die Sendeantennen aufgeteilt. Bei der Übertragung zurück zum Lesegerät kommt es zu einer weiteren Phasenverschiebung. Diese ist abhängig vom Abstrahlwinkel am Transponder und in (4.5) durch den Faktor  $\mathbf{e}^{-j\varphi_{\text{out}}}$  repräsentiert. Der von der Ein- und Ausfallsrichtung abhängige Faktor in (4.5) wird als

$$F_{\text{Rx}} = \left| (\mathbf{S}_{\text{Rx}} \cdot \mathbf{e}^{j\varphi_{\text{in}}})^{\text{T}} \cdot \mathbf{e}^{-j\varphi_{\text{out}}} \right|^2 \quad (4.6)$$

bezeichnet. Er beschreibt in Abhängigkeit der Ein- und Ausfallsrichtung, wie die Empfangsleistung am Lesegerät durch eine bestimmte Anordnung von Antennen und Verbindungen zwischen diesen am Transponder beeinflusst wird. Um eine Modulation der Rückstreuung zu ermöglichen, kann das Netzwerk  $\mathbf{S}_{\text{Rx}}$  im Takt der

Daten zwischen einem retrodirektiven Zustand und einem absorbierenden Zustand umgeschaltet werden.

In einem RFID-System befinden sich Sende- und Empfangsantennen des Lesegerätes üblicherweise dicht beieinander oder es wird sogar dieselbe Antenne für beide Funktionen verwendet. Die Rückstreuung am Transponder soll also möglichst in die gleiche Richtung mit umgekehrtem Richtungssinn fokussiert werden, aus der die elektromagnetische Welle auf den Transponder fällt. Dies entspricht  $\mathbf{e}_{\text{in}} = -\mathbf{e}_{\text{out}}$ . Die Eigenschaft, eine einfallende elektromagnetische Welle in Einfallsrichtung mit umgekehrtem Richtungssinn zu emittieren, wird Retrodirektivität genannt.

Der Vektor  $e^{j\varphi_{\text{in}}}$  hat entsprechend der Anzahl der Antennen  $L$  Einträge. Da die Matrix  $\mathbf{S}_{\text{Rx}}$  eine quadratische Matrix ist, ändert die Multiplikation mit dieser die Anzahl der Einträge nicht. In  $F_{\text{Rx}}$  wird also ein Skalarprodukt aus zwei Vektoren mit je  $L$  Einträgen gebildet. Dabei ist der Betrag dieser Einträge stets eins. Für das Skalarprodukt wird also die Summe aus  $L$  komplexen Summanden gebildet, deren Betrag je eins ist. Für  $L$  Antennen liegt das Maximum des Faktors  $F_{\text{Rx}}$  demnach bei

$$F_{\text{Rx,max}} = L^2. \quad (4.7)$$

Ein Antennenarray mit geeignetem Netzwerk  $\mathbf{S}_{\text{Rx}}$ , das unabhängig vom Einfallswinkel zu einer Vergrößerung der Empfangsleistung am Lesegerät führt, wird retrodirektives Array genannt. Das passive Netzwerk, das zu dieser Eigenschaft führt, soll retrodirektives Netzwerk heißen.

Besitzt das Array einen Mittelpunkt, um den die Antennen punktsymmetrisch angeordnet sind, so erfüllt eine Austauschmatrix die Bedingung, dass  $F_{\text{Rx}}$  unabhängig vom Einfallswinkel maximal wird. Die Austauschmatrix ist dabei eine Matrix, die ähnlich wie die Identitätsmatrix mit je einer Eins pro Zeile und Spalte besetzt ist und ansonsten ausschließlich mit Nullen gefüllt ist. Anders als bei der Identitätsmatrix liegen die Einsen bei der Austauschmatrix nicht auf der Hauptdiagonalen, sondern auf der Gegendiagonalen. Dies kann z. B. durch eine direkte Verbindung gegenüberliegender Antennenelemente realisiert werden. Bei mehr als zwei Elementen ist dabei darauf zu achten, dass die Leitungen, die für die Verbindungen genutzt werden, bis auf ein ganzzahliges Vielfaches der Wellenlänge die gleiche Länge aufweisen. Ein retrodirektives Array, dessen Retrodirektivität durch die direkte Verbindung gegenüberliegender Antennenelemente verursacht

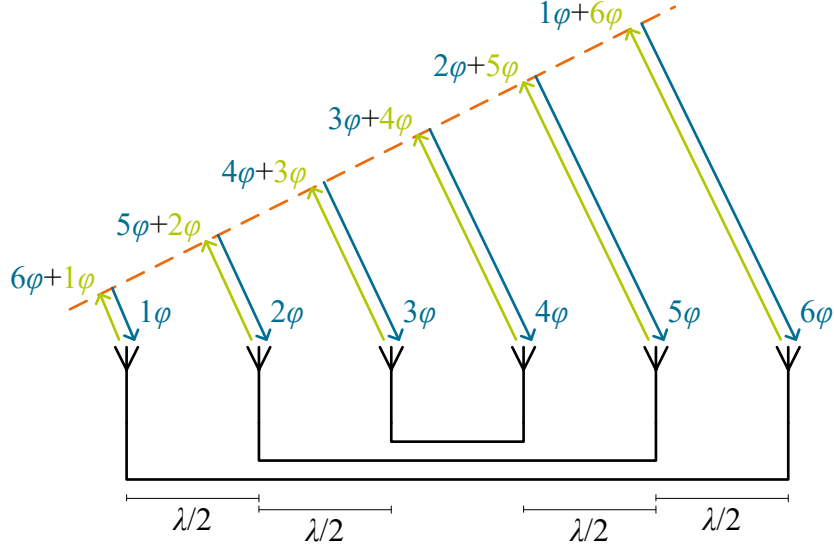


Abbildung 4.2: Funktionsweise eines Van-Atta-Arrays. Durch die Verbindung der Antennen mit bis auf ein ganzzahliges Vielfaches der Wellenlänge gleich langen Leitungen wird eine einfallende elektromagnetische Welle retrodirektiv zurückgestreut.

wird, wird Van-Atta-Array genannt [55] [56]. Abbildung 4.2 verdeutlicht die Funktionsweise eines Van-Atta-Arrays.

Um die retrodirektive Eigenschaft zu erklären, wird ein Van-Atta-Array aus zwei Elementen wie in Abbildung 4.3 betrachtet. Die Antennen befinden sich auf der  $xy$ -Ebene und haben einen Abstand  $g_{\text{Ant}}$  zueinander. Als Netzwerk wird

$$\mathbf{S}_{\text{Rx}} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (4.8)$$

gewählt. Diese Matrix ergibt sich für ein Netzwerk, bei dem die Antennen direkt miteinander verbunden sind. Die Einfallsrichtung der elektromagnetischen Welle liegt in der  $yz$ -Ebene und ist so nur vom Polarwinkel  $\theta_{\text{in}}$  abhängig. Der Azimutwinkel beträgt  $\phi_{\text{in}} = 90^\circ$ . Für die Phasen der einfallenden Signale gilt

$$\varphi_{\text{in}} = \begin{pmatrix} -k_0 \frac{g_{\text{Ant}}}{2} \sin(\theta_{\text{in}}) \\ k_0 \frac{g_{\text{Ant}}}{2} \sin(\theta_{\text{in}}) \end{pmatrix}. \quad (4.9)$$

Für die Phasen der zurücklaufenden Signale gilt

$$\varphi_{\text{out}} = \begin{pmatrix} k_0 \frac{g_{\text{Ant}}}{2} \sin(\theta_{\text{out}}) \\ -k_0 \frac{g_{\text{Ant}}}{2} \sin(\theta_{\text{out}}) \end{pmatrix}. \quad (4.10)$$

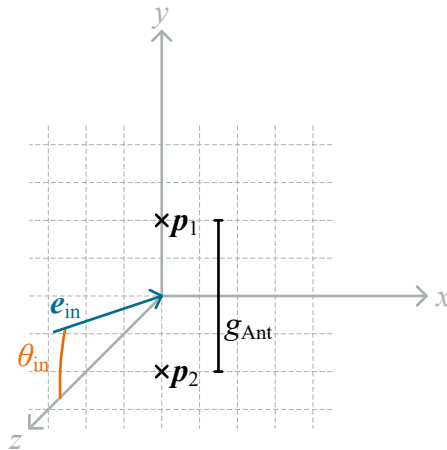


Abbildung 4.3: Retrodirektives Array aus zwei Elementen im verwendeten Koordinatensystem.

Für  $\theta_{in} = \theta_{out}$  folgt in (4.6) unabhängig vom Einfallswinkel  $F_{Rx} = 4$ . Das Array erhöht also die empfangene Leistung am Lesegerät unabhängig von der Ausrichtung des Transponders.

Wie in (4.5) zu sehen, beeinflusst auch die Strahlungscharakteristik der Antennenelemente des Arrays die empfangene Leistung am Lesegerät. Ein retrodirektives Array kann nur in Richtungen zurückstreuen, in die auch die Einzelantennen zurückstreuen würden, da der Antennengewinn in der Regel richtungsabhängig ist. Auch wenn der Faktor  $F_{Rx}$  richtungsunabhängig ist und die Empfangsleistung am Lesegerät um diesen Faktor vergrößert wird, kann ein richtungsabhängig kleiner Antennengewinn der Elemente des retrodirektiven Arrays trotzdem zu einer geringen Empfangsleistung führen. Der Öffnungswinkel eines retrodirektiven Arrays entspricht damit dem seiner Einzelantennen. Da die empfangene Leistung am Lesegerät in (4.5) quadratisch mit der Zahl der Antennen ansteigt, aber mit vierter Potenz mit dem Abstand sinkt, kann ein retrodirektives Array mit  $L$  Antennen die Kommunikationsreichweite um den Faktor  $\sqrt{L}$  erhöhen.

Die Vergrößerung der Empfangsleistung am Lesegerät durch retrodirektive Arrays in den Transpondern erfolgt letztlich durch die Fokussierung der zurückgestreuten Welle auf das Lesegerät. Abbildung 4.4 a) zeigt, wie die zurückgestreute Welle bei senkrechtem Einfall richtungsabhängig vom Transponder abgestrahlt

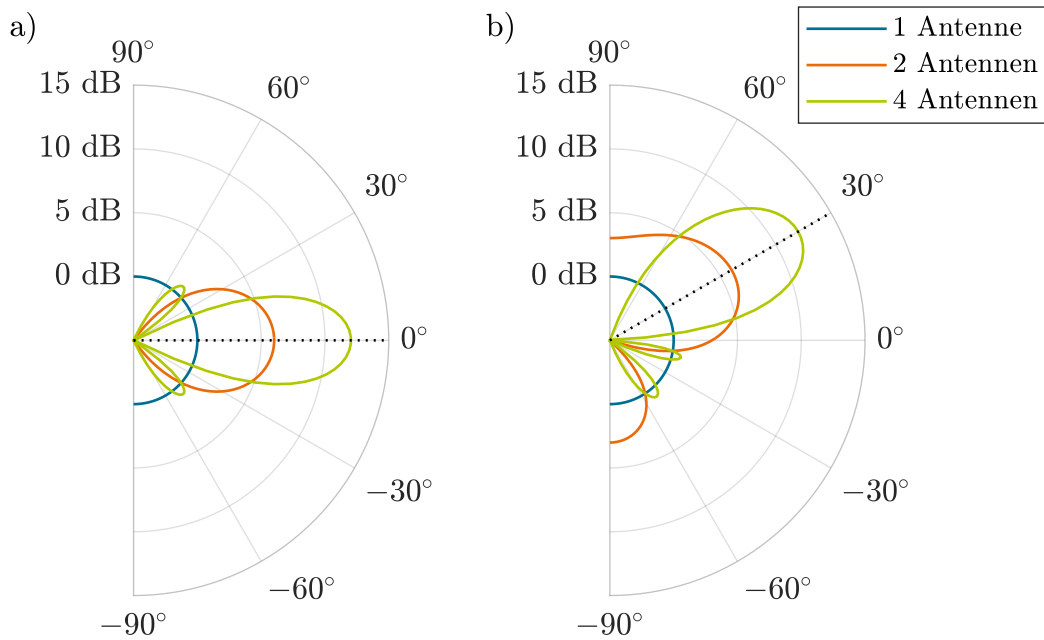


Abbildung 4.4: Normierte Abstrahlung retrodirektiver Arrays mit zwei und vier Elementen und einer Einzelantenne. Der Einfallswinkel beträgt a)  $0^\circ$  und b)  $30^\circ$ .

wird. Dabei wurden zunächst isotrope Einzelantennen in einem linearen Array angenommen und auf die Leistung normiert, die von einer isotropen Transponderantenne zurückgestreut wird. Je größer die Anzahl der Antennenelemente des retrodirektiven Arrays ist, desto größer wird auch die Leistung, die zum Lesegerät zurückgestreut wird. Dabei wird die zurückgestreute elektromagnetische Welle stärker fokussiert. Abbildung 4.4 b) zeigt die normierte Abstrahlung eines retrodirektiven Arrays mit zwei Elementen für einen Einfallswinkel von  $30^\circ$ . Dies verdeutlicht die automatische Nachführung der Abstrahlcharakteristik des retrodirektiven Arrays. Da die linearen Arrays nur in einer Richtung ausgedehnt sind, kann auch nur in dieser Richtung eine Fokussierung erfolgen. Das Array ist also nur in einer Ebene retrodirektiv. Die automatische Nachführung basiert dabei ausschließlich auf der Struktur des passiven Netzwerks, das die Antennen miteinander verbindet, und der Anordnung der Antennen. Dadurch ist im Transponder keine aufwändige Regelung erforderlich. Für die automatische Nachführung wird im Transponder so keine Leistung benötigt.

Um ein retrodirektives Verhalten nicht nur in einer Ebene, sondern im Raum zu erhalten, muss das Array in zwei Richtungen ausgedehnt sein. Ein quadratisches Array bietet dabei die gleichen Eigenschaften in horizontaler und vertikaler Richtung.

## 4.2 Erhöhung der Energierreichweite

Die Energierreichweite  $d_{\text{Tag}}$  hängt von der minimal für den Betrieb des Transponders erforderlichen Leistung  $P_{\text{Tag,DC,min}}$  ab. Für diese gilt

$$P_{\text{Tag,DC,min}} = P_{\text{Tx}} G_{\text{Tx}} (1 - |\Gamma_{\text{Bx}}|^2) \eta_{\text{DC}} G_{\text{Bx}} \left( \frac{\lambda}{4\pi d_{\text{Tag}}} \right)^2. \quad (4.11)$$

Ähnlich wie in Abschnitt 4.1 kommen die einzelnen Faktoren dieser Gleichung in Betracht, um die Energierreichweite zu erhöhen. Die Sendeleistung  $P_{\text{Tx}}$  und der Antennengewinn  $G_{\text{Tx}}$  des Lesegeräts sind wie zuvor beschrieben durch Normen und Verordnungen begrenzt und können nicht beliebig erhöht werden. Der Eingangsreflexionsfaktor  $\Gamma_{\text{Bx}}$ , der für eine große Kommunikationsreichweite einen großen Hub haben sollte, muss zur Optimierung der Energierreichweite betraglich klein sein. Hier muss also zwischen beiden Anforderungen abgewogen werden. Da der Faktor  $1 - |\Gamma_{\text{Bx}}|^2$  nicht größer als eins sein kann, besteht hier nur begrenzte Möglichkeit, die Energierreichweite zu erhöhen. Die Gleichrichtereffizienz  $\eta_{\text{DC}}$  ist eine wichtige Einflussgröße für die Energierreichweite. Gerade für kleine Eingangsleistungen nimmt diese stark ab. In [57] wurde eine Effizienz von 69,6 % bei  $-14,8$  dBm erreicht. Die Gleichrichtereffizienz bietet also Potenzial, die Energierreichweite zu erhöhen. Da in dieser Arbeit keine integrierten Schaltungen entwickelt wurden, wurde von der Entwicklung eigener Gleichrichter abgesehen. Es verbleibt der Antennengewinn  $G_{\text{Bx}}$  der Transponderantenne. Auch hier ist eine Erhöhung des Antennengewinns nur eingeschränkt praktikabel, da der höhere Antennengewinn zu einem kleineren Öffnungswinkel und somit einer starken Richtungsabhängigkeit führt und die Transponder präzise zum Lesegerät ausgerichtet werden müssen. In dieser Arbeit werden daher Rectenna-Arrays untersucht. Durch die Verwendung mehrerer Antennen und Gleichrichter kann die Energierreichweite erhöht werden, ohne die Richtungsabhängigkeit der Transponder zu erhöhen.

Es wird das gleiche plane Array mit  $L_x \times L_y$  identischen Antennenelementen wie in Abschnitt 4.1 angenommen. Um die auf das Array einfallende Leistung für die Versorgung des Transponders nutzen zu können, müssen die Elemente des Arrays mit einem oder mehreren Gleichrichtern verbunden werden. Dazu kommt ein passives Netzwerk  $\mathbf{S}_{\text{Tag}}$  zum Einsatz. Die Summe der Leistungen an den einzelnen Gleichrichtern, die für die Versorgung des Transponders verfügbar ist, wird  $P_{\text{Tag}}$  genannt. Dabei wird der Einfluss der Effizienz der Gleichrichter auf die Leistung, die am Transponder verfügbar ist, zunächst vernachlässigt. Wie in Anhang C gezeigt gilt

$$P_{\text{Tag}} = \|\mathbf{S}_{\text{Tag}} \cdot e^{j\varphi_{\text{in}}}\|^2 \cdot P_{\text{Tx}} G_{\text{Tx}} G_{\text{Bx}} \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2. \quad (4.12)$$

Ähnlich wie bei der Beschreibung der Retrodirektivität wird auch hier der Faktor, der die Friis'sche Übertragungsgleichung erweitert, betrachtet. Dieser Faktor wird

$$F_{\text{Tag}} = \|\mathbf{S}_{\text{Tag}} \cdot e^{j\varphi_{\text{in}}}\|^2 \quad (4.13)$$

genannt.

Für einen einzelnen Gleichrichter kann z. B. ein Wilkinson-Teiler wie in Abbildung 4.5 a) als passives Netzwerk  $\mathbf{S}_{\text{Tag}}$  verwendet werden. Fällt die elektromagnetische Welle senkrecht auf das Array, so sind die von den Antennenelementen abgegebenen leitungsgebundenen Wellen  $\mathbf{a}$  phasengleich. Im Wilkinson-Teiler überlagern sich die Wellen so konstruktiv. Für ein Array aus  $L$  Elementen erhöht sich die Leistung am Gleichrichter um den Faktor  $L$ . Für andere Einfallswinkel kommt es zu teilweise destruktiver Überlagerung oder sogar vollständiger Auslöschung der Wellen. Die Verwendung eines Wilkinson-Teilers in Verbindung mit einem einzelnen Gleichrichter führt so zu einer starken Richtungsabhängigkeit der am Transponder verfügbaren Leistung. In Abbildung 4.6 ist die am Gleichrichter verfügbare Leistung in Abhängigkeit des Einfallswinkels für  $L = 2$  und  $L = 4$  Antennen dargestellt. Dabei werden wieder isotrope Antennen als Elemente des Arrays angenommen und auf die Leistung bei Verwendung einer einzelnen Antenne normiert. Dargestellt ist also der Faktor  $F_{\text{Tag}}$  in Abhängigkeit des Einfallswinkels. Die Abbildung verdeutlicht die starke Richtungsabhängigkeit dieser Anordnung.

Alternativ können die Elemente des Arrays wie in Abbildung 4.5 b) je mit einem eigenen Gleichrichter verbunden werden. Die Matrix des Netzwerks  $\mathbf{S}_{\text{Tag}}$  wird so zur Identitätsmatrix. Durch ein Array aus  $L$  Elementen erhöht sich die Summe der

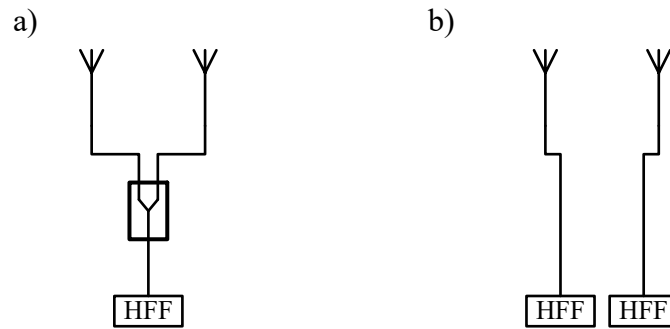


Abbildung 4.5: Mögliche Verbindung von Antennen und Gleichrichtern für den Leistungsempfang. a) Ein Wilkinson-Teiler wird genutzt, um die Empfangsleistung beider Antennen mit einem Gleichrichter zu wandeln. Die Leistung an diesem Gleichrichter ist abhängig vom Einfallswinkel der elektromagnetischen Welle. b) Es wird ein Gleichrichter je Antenne verwendet. Die Leistung an den Gleichrichtern ist unabhängig vom Einfallswinkel.

Leistungen an den Gleichrichtern um den Faktor  $L$ . Dabei besteht keine zusätzliche Richtungsabhängigkeit der am Transponder verfügbaren Leistung. Das Maximum für  $L$  Antennen liegt bei

$$F_{\text{Tag,max}} = L. \quad (4.14)$$

Ein Array, das je einen Gleichrichter für jede Antenne nutzt, wird Rectenna-Array genannt. Da die verfügbare Leistung an einem Transponder linear mit der Zahl der Antennen ansteigt, aber mit zweiter Potenz mit dem Abstand sinkt, kann ein Rectenna-Array mit  $L$  Antennen die Energierreichweite um den Faktor  $\sqrt{L}$  erhöhen.

Die Effizienz eines Gleichrichters nimmt für kleine Leistungen ab. Die Leistung mit einem Wilkinson-Teiler auf einen Gleichrichter zu fokussieren, hat gegenüber der Nutzung eines Gleichrichters für jede Antenne also den Vorteil, dass eine höhere Effizienz des Gleichrichters zu erwarten ist. Alternativ kann ein passives Netzwerk  $\mathbf{S}_{\text{Tag}}$  so aufgebaut sein, dass die auf das Array einfallende Leistung abhängig vom Einfallswinkel möglichst auf einen Gleichrichter fokussiert wird. Durch die Verwendung mehrerer Gleichrichter kann so die höhere Effizienz ausgenutzt werden, ohne durch die starke Richtungsabhängigkeit der am Transponder verfügbaren Leistung wie mit einem Wilkinson-Teiler eingeschränkt zu sein. Ein ähnlicher Ansatz wurde in [58] verfolgt.



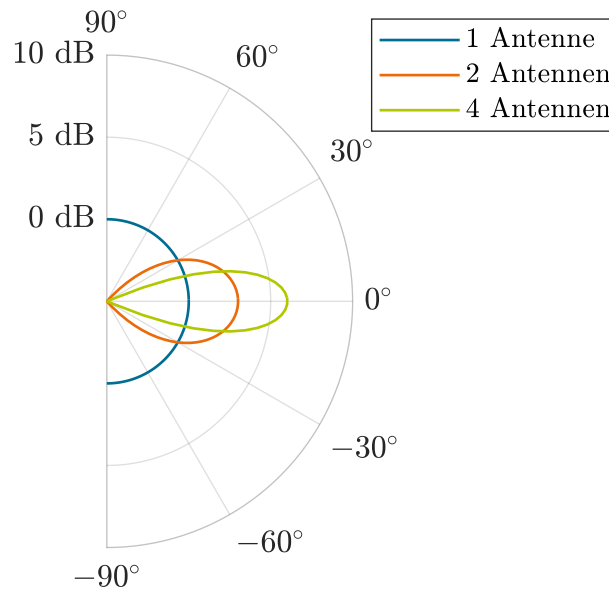


Abbildung 4.6: Antennendiagramm eines Arrays aus eins, zwei und vier Isotropstrahlern, die durch Wilkinson-Teiler mit einem Gleichrichter verbunden sind. Je größer die Anzahl der Elemente, desto größer wird die Leistung am Gleichrichter bei senkrechtem Einfall. Mit der Anzahl der Elemente sinkt aber auch der Öffnungswinkel.

### 4.3 Retrodirektive Rectenna-Arrays für SHF-Transponder

Wie vorangegangen gezeigt, können retrodirektive Transponder die Kommunikationsreichweite eines RFID-Systems erhöhen. Rectenna-Arrays in den Transpondern können dazu genutzt werden, die Energierreichweite zu erhöhen. Um die Reichweite eines RFID-Systems zu erhöhen, muss beides, Energie- und Kommunikationsreichweite, gleichzeitig erhöht werden. Eine Kombination von Rectenna-Arrays und retrodirektiven Arrays zu retrodirektiven Rectenna-Arrays ist hierfür ein geeignetes Mittel.

Abbildung 4.7 zeigt, wie ein retrodirektives Rectenna-Array mit zwei Antennen aufgebaut werden kann. Dabei werden die Antennen des Arrays durch ein passives Netzwerk  $\mathbf{S}$  mit zwei Hochfrequenz-Frontends verbunden. Diese Hochfrequenz-

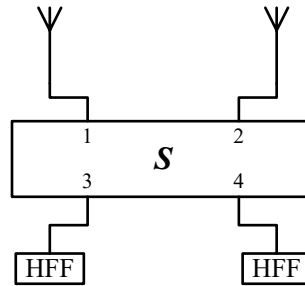


Abbildung 4.7: Retrodirektives Rectenna-Array. Das passive Netzwerk  $\mathbf{S}$  verbindet zwei Antennen mit zwei Hochfrequenz-Frontends.

Frontends richten die einfallende elektromagnetische Welle gleich und erzeugen so die Gleichspannung, die zum Betrieb der digitalen Schaltung des Transponders benötigt wird. Zur Modulation können die Hochfrequenz-Frontends in eine Fehlanpassung getrieben werden. In diesem Betriebsmodus wird die einfallende Welle nicht oder nur teilweise gleichgerichtet. Der Rest wird durch die beabsichtigte Fehlanpassung reflektiert. So können zwei Zustände – Anpassung und Gleichrichtung respektive Fehlanpassung und Reflexion – erzeugt werden. Im angepassten Zustand soll das retrodirektive Rectenna-Array eine möglichst große Leistung gleichrichten. Im fehlangepassten Zustand soll die Leistung retrodirektiv zurückgestreut werden.

Die Matrix  $\mathbf{S}$  des passiven Netzwerks wird in vier Quadranten<sup>1</sup> unterteilt:

$$\mathbf{S} = \begin{pmatrix} \mathbf{S}_1 & \mathbf{S}_2 \\ \mathbf{S}_3 & \mathbf{S}_4 \end{pmatrix}, \quad (4.15)$$

wobei  $\mathbf{S}_1$  die Verbindung der Antennen untereinander beschreibt,  $\mathbf{S}_4$  die Verbindung der Hochfrequenz-Frontends untereinander,  $\mathbf{S}_3 = \mathbf{S}_{\text{Tag}}$  die Verbindung der Antennen mit den Hochfrequenz-Frontends und  $\mathbf{S}_2 = \mathbf{S}_3^T$  die Verbindung der Hochfrequenz-Frontends mit den Antennen. Um die verfügbare Leistung am Transponder nach dem in Abschnitt 4.2 beschriebenen Verfahren zu maximieren, müssen also die Teile des Netzwerk  $\mathbf{S}_3 = \mathbf{S}_2^T = \mathbf{S}_{\text{Tag}}$  angepasst werden. Für das

---

<sup>1</sup>Unter den Quadranten einer quadratischen Matrix mit einer geraden Anzahl an Zeilen und Spalten wird in dieser Arbeit eine Untermatrix verstanden, die aus einem zusammenhängenden Viertel der Ursprungsmatrix besteht.

Netzwerk, das die zurückgestreute Leistung beschreibt, gilt

$$\mathbf{S}_{\text{Rx}} = \mathbf{S}_2 \cdot \mathbf{S}_3 \cdot \Gamma_{\text{Bx}} + \mathbf{S}_1, \quad (4.16)$$

wobei  $\Gamma_{\text{Bx}}$  den Eingangsreflexionsfaktor der Hochfrequenz-Frontends beschreibt. Damit die zurückgestreute Welle moduliert werden kann, ist nur der erste Summand relevant, daher soll  $\mathbf{S}_1 = \mathbf{0}$  gelten. Die Welle soll also nie direkt von einer Antenne zur anderen übergehen. Um die zum Lesegerät zurückgestreute Leistung nach dem in Abschnitt 4.1 beschriebenen Verfahren zu maximieren, müssen also wieder die Teile des Netzwerks  $\mathbf{S}_2$  und  $\mathbf{S}_3$  angepasst werden. Der Teil des Netzwerks  $\mathbf{S}_4$  beschreibt die Verbindung der Hochfrequenz-Frontends untereinander. Auch hier soll  $\mathbf{S}_4 = \mathbf{0}$  gelten, da eine Welle, die auf eine Hochfrequenz-Frontend fällt, entweder gleichgerichtet werden soll oder zur Rückstreuung zurück zu den Antennen laufen soll. Eine Verbindung der Gleichrichter untereinander ist nicht wünschenswert. Ein passives Netzwerk, das angepasst und verlustfrei ist und die Bedingungen  $\mathbf{S}_1 = \mathbf{0}$  und  $\mathbf{S}_4 = \mathbf{0}$  erfüllt, führt immer zu einer Maximierung von  $F_{\text{Tag}}$ , da die einfallende Leistung die Hochfrequenz-Frontends vollständig erreicht. Die Suche nach einem Netzwerk, das sowohl  $F_{\text{Tag}}$  als auch  $F_{\text{Rx}}$  maximiert, ist also eine Suche innerhalb der Menge dieser angepassten, verlustfreien, passiven Netzwerke nach solchen, die auch die Bedingung für Retrodirektivität erfüllen.

Für ein Array mit zwei Antennen und zwei Hochfrequenz-Frontends ist ein Viertor als Netzwerk erforderlich. Ein angepasstes, verlustfreies, passives Viertor hat die Form

$$\mathbf{S}_{\text{Symm}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & 0 & \alpha & j\beta \\ 0 & 0 & j\beta & \alpha \\ \alpha & j\beta & 0 & 0 \\ j\beta & \alpha & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (4.17)$$

oder

$$\mathbf{S}_{\text{Anti}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & 0 & \alpha & \beta \\ 0 & 0 & -\beta & \alpha \\ \alpha & -\beta & 0 & 0 \\ \beta & \alpha & 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad (4.18)$$

wobei die Parameter  $\alpha$  und  $\beta$  die Bedingung  $|\alpha|^2 + |\beta|^2 = 1$  erfüllen müssen [59]. Mit (4.16) zeigt sich, dass nur das Erste dieser Netzwerke retrodirektiv werden kann. Dazu müssen  $|\alpha|^2 = |\beta|^2 = 0,5$  gewählt werden.

Abbildung 4.8 zeigt drei mögliche Realisierungen dieses Netzwerks für ein retrodirektives Rectenna-Array. Ein Ringkoppler wie in Abbildung 4.8 a) kann durch Verlängerung der Leitungen zu einem Hochfrequenz-Frontend retrodirektiv werden. Auch wenn dieses Netzwerk  $F_{\text{Tag}}$  und  $F_{\text{Rx}}$  maximiert und so für die Konstruktion eines Transponders mit retrodirektivem Rectenna-Array geeignet wäre, stellt die Position der Ein- und Ausgänge des Netzwerks eine Herausforderung in der Konstruktion dar. Alternativ können zwei Zirkulatoren wie in Abbildung 4.8 b) verwendet werden. Diese Variante bietet den Vorteil, dass die Antennen auf der einen Seite angeschlossen werden können und die Hochfrequenz-Frontends auf der anderen. Aufgrund ihres hohen Preises sind Zirkulatoren aber für die Konstruktion der besonders preissensitiven Transponder ungeeignet. Die dritte hier betrachtete Option ist die Verwendung eines Hybridkopplers wie in Abbildung 4.8 c). Ähnlich wie der Ringkoppler besteht dieses Netzwerk nur aus Übertragungsleitungen und kann daher z. B. als gedruckte Schaltung (engl. *printed circuit board*, PCB) kostengünstig gefertigt werden. Die Trennung der Anschlüsse für Antennen und Hochfrequenz-Frontends auf die beiden Seiten erleichtert die Konstruktion eines Transponders.

Die Streuparametermatrix eines Hybridkopplers ist durch

$$\mathbf{S}_{\text{Hybrid}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & 0 & j & 1 \\ 0 & 0 & 1 & j \\ j & 1 & 0 & 0 \\ 1 & j & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (4.19)$$

gegeben. Aus

$$\mathbf{S}_{\text{Rx}} = \mathbf{S}_2 \cdot \mathbf{S}_3 \cdot \Gamma_{\text{Bx}} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} j & 1 \\ 1 & j \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} j & 1 \\ 1 & j \end{pmatrix} \cdot \Gamma_{\text{Bx}} = \begin{pmatrix} 0 & j \\ j & 0 \end{pmatrix} \cdot \Gamma_{\text{Bx}} \quad (4.20)$$

folgt, dass das Netzwerk für retrodirektive Arrays geeignet ist.

Für die Gleichrichtung der einfallenden Welle teilt dieses Netzwerk die Leistung, die an beiden Antennen einfällt, auf beide Gleichrichter auf. Unter der Annahme, dass beide Antennen die betraglich gleiche Leistung empfangen, liegt so unabhängig vom Einfallswinkel die gleiche Leistung an den Gleichrichtern an. Da die Effizienz eines Gleichrichters für kleine Leistungen abnimmt, ist es wünschenswert, dass die Leistung möglichst auf einen Gleichrichter fokussiert wird. In Abbildung 4.9

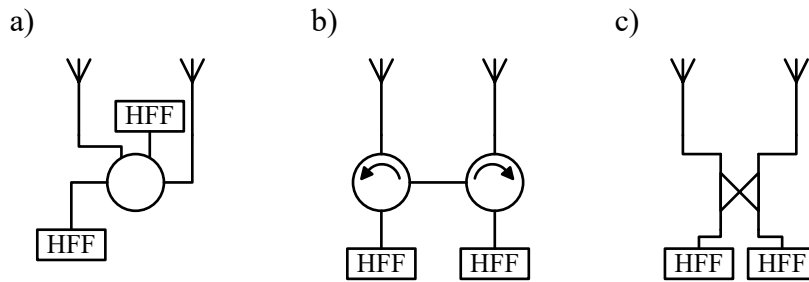


Abbildung 4.8: Verschiedene retrodirektive Netzwerke mit je zwei Antennen und zwei Hochfrequenz-Frontends. a) Ein Ringkoppler wird als retrodirektives Netzwerk verwendet. Die Retrodirektivität wird durch Anpassung der Leitungslängen zwischen Antennen, dem Ringkoppler und den Hochfrequenz-Frontends erreicht. b) Zwei Zirkulatoren werden als retrodirektives Netzwerk verwendet. c) Ein Hybridkoppler wird als retrodirektives Netzwerk verwendet.

sind zwei Optionen für die Position des Hybridkopplers zwischen den Antennen abgebildet. Die Retrodirektivität wird durch die Verschiebung des Hybridkopplers und die damit verbundene Phasenverschiebung nicht beeinflusst. Im Fall der asymmetrischen Position führt die Verschiebung dazu, dass die Leistung abhängig vom Einfallswinkel auf einen Gleichrichter fokussiert wird. Abbildung 4.10 zeigt, wie viel Leistung abhängig vom Einfallswinkel an den Gleichrichtern verfügbar ist. Dabei werden wieder isotrope Antennenelemente angenommen und auf die Leistung normiert, die bei Verwendung einer einzelnen Antenne an einem Gleichrichter anliegt.

Abbildung 4.11 zeigt, wie sich diese Technik auf einen Transponder auswirkt, der den Gleichrichter aus [57] verwendet. Die Verwendung eines symmetrischen Arrays erhöht die gleichgerichtete Leistung um den Faktor  $F_{\text{Tag}}$ . Das asymmetrische Array erreicht durch die bessere Ausnutzung der Gleichrichter auch bei größeren Abständen noch eine höhere Gleichrichtereffizienz.

Abbildung 4.12 zeigt, wie das Konzept auf einen Transponder mit  $2 \times 2$  Antennen erweitert werden kann. Dabei sind die Antennen auf den Ecken eines Quadrates angeordnet. Die Nummerierung erfolgt in positiver Umlaufrichtung beginnend oben rechts bei eins. Durch die Ausdehnung des Arrays in beiden Dimensionen erfolgt

die Retrodirektivität sowohl horizontal als auch vertikal. Die asymmetrische Positionierung der Hybridkoppler führt zu einer richtungsabhängigen Fokussierung der Leistung auf die Gleichrichter.

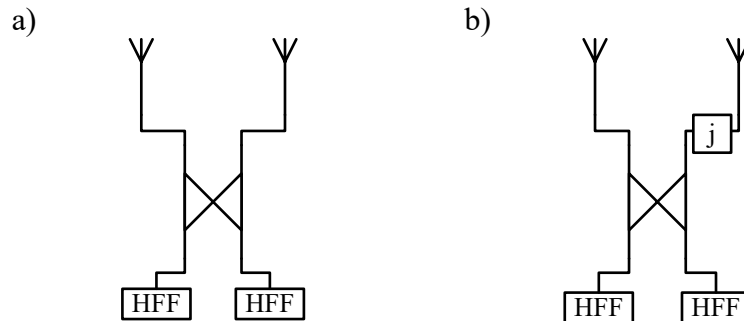


Abbildung 4.9: Retrodirektives Rectenna-Array mit zwei Antennen und zwei Hochfrequenz-Frontends. a) Durch den symmetrischen Aufbau verteilt sich die Leistung unabhängig vom Einfallswinkel auf beide Gleichrichter. b) Durch den asymmetrischen Aufbau fokussiert sich die Leistung abhängig vom Einfallswinkel auf einen Gleichrichter.

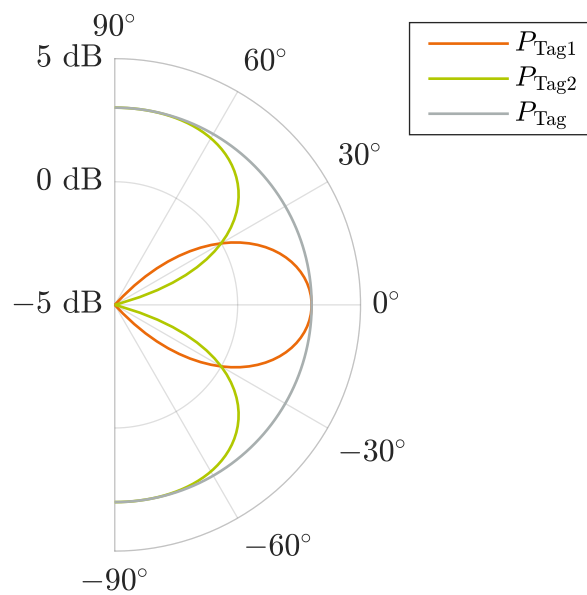


Abbildung 4.10: Berechnete normierte Leistung an den Gleichrichtern in Abhängigkeit des Einfallswinkels.

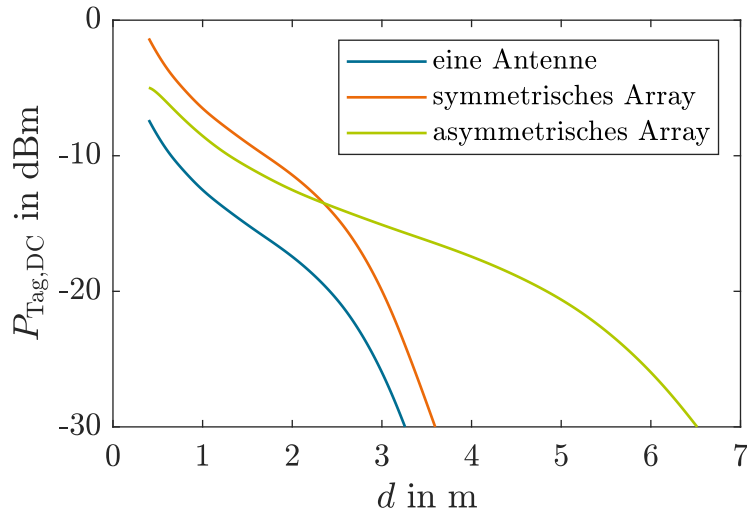


Abbildung 4.11: Vergleich verschiedener Techniken zum Leistungsempfang im Transponder. Für die Berechnung wurde der Gleichrichter aus [57] angenommen. Die Sendeleistung des Lesegeräts beträgt 30 dBm. Die Antennenelemente des Transponders haben einen Gewinn von  $G_{Bx} = 4,9$  dBi.

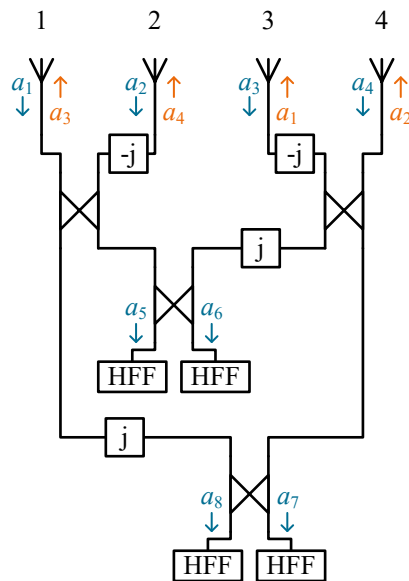


Abbildung 4.12: Transponder mit asymmetrischem  $2 \times 2$  Array. Die Leitungslängen zwischen Antennen, Hybridkopplern und Hochfrequenz-Frontends sind so gewählt, dass das Array sowohl retrodirektiv ist als auch die einfallende Leistung richtungsabhängig auf einen Gleichrichter fokussiert.

## 4.4 Auswirkung der Retrodirektivität im Mehrwegekanal

Bei der Ausbreitung einer elektromagnetischen Wellen im Raum kann es z. B. durch die Reflexion der Welle an Objekten im Raum zu einer Mehrwegeausbreitung kommen. Somit existieren mehrere Pfade für das Signal. Es kann zu Fading kommen, was die Zuverlässigkeit einer Funkkommunikation beeinträchtigt. Auch die Genauigkeit von Verfahren zur ToF-basierten Entfernungsbestimmung kann durch Mehrwegeausbreitung verringert werden. Im Folgenden wird das Verhalten retrodirektiver Arrays in Kanälen untersucht, in denen es zu einer Mehrwegeausbreitung kommt.

In einem RFID-System, in dem ein Transponder mit einer konventionellen Antenne genutzt wird, findet eine Übertragung vom Lesegerät zum Transponder und anschließend zurück vom Transponder zum Lesegerät statt. Da der Kanal als reziprok angenommen werden kann, wirkt das Filter aus (3.32) sowohl beim Hin- als auch beim Rückweg. In Abbildung 4.13 a) ist das resultierende Kanalmodell für einen NLoS-Pfad dargestellt. Dabei wird auf die Dämpfung des DLoS-Pfads normiert. Aufgrund der Reflexion und des längeren Pfads wird  $\beta_{\text{NLoS}} < 1$  angenommen. Reflektierte Signale sind also schwächer als jene, die sich auf dem DLoS-Pfad ausbreiten. Sowohl am Transponder als auch am Lesegerät kommt es zu einer Summation der verschiedenen Signalkomponenten. Die Summation am Transponder wurde in [60] als Nadelöhr (engl. *pinhole*) des Backscatter-Kanals bezeichnet. Da der Kanal als linear angenommen werden kann, können Hin- und Rückweg zusammengefasst werden und das Kanalmodell entsprechend Abbildung 4.13 a) umgestellt werden. Nach der Umstellung zeigt sich, dass das Empfangssignal aus drei Komponenten besteht. Die erste wird als DLoS-Komponente bezeichnet. Das Signal nutzt hier den DLoS-Pfad für Hin- und Rückweg. Die zweite wird DNLoS-Komponente bezeichnet. Hier nutzt das Signal für Hin- und Rückweg beide Pfade genau ein mal. Die NLoS-Komponente stellt die dritte dar. Diese nutzt für Hin- und Rückweg den NLoS-Pfad.

Wird anstelle einer konventionellen Antenne ein ideales retrodirektives Array im Transponder verwendet, so ändert sich die Eigenschaft dieses Kanals deutlich. Ideal retrodirektiv bedeutet dabei, dass eine Welle, die aus einer bestimmten Richtung



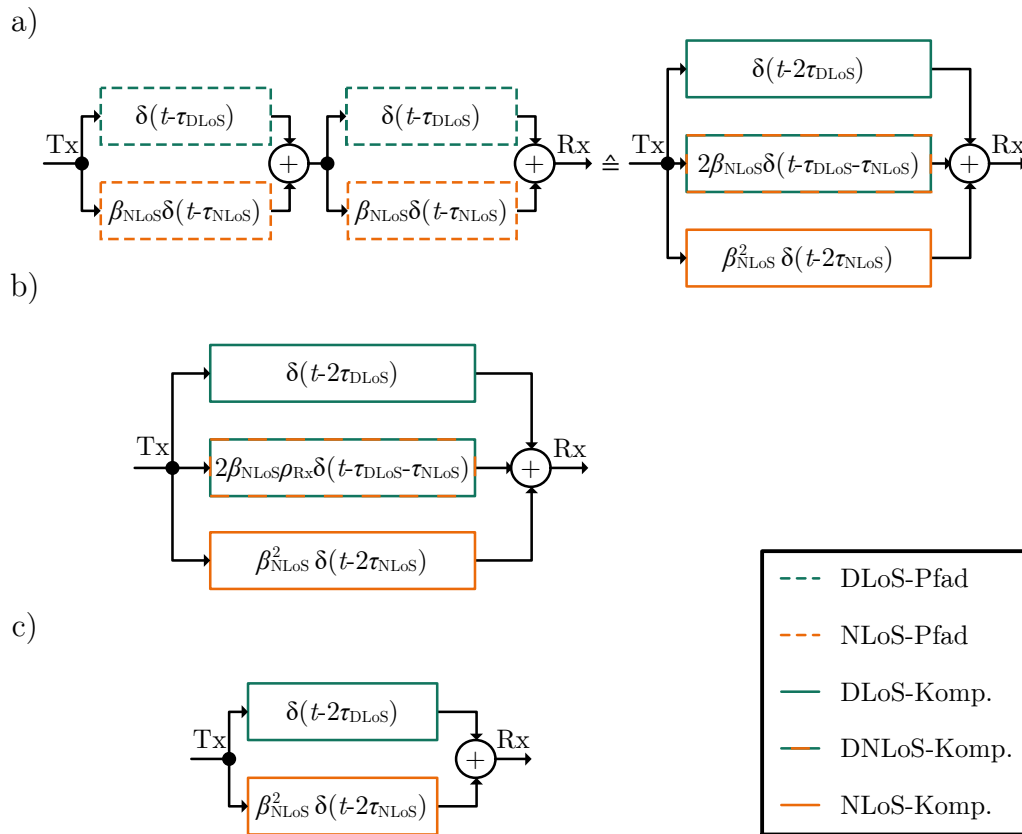


Abbildung 4.13: Kanalmodell des Backscatter-Kanals mit einem DLoS-Pfad und einem NLoS-Pfad. In a) ist der Transponder mit einer konventionellen Antenne ausgestattet. In b) werden Transponder mit retrodirektivem Array angenommen. c) bezieht sich auf Transponder mit idealem retrodirektivem Array.

auf den Transponder fällt, auch nur in genau diese Richtung zurückgestreut wird. Der Hinweg des Signals zum Transponder beeinflusst also den Rückweg zum Lesegerät. In Abbildung 4.13 c) ist das resultierende Kanalmodell für einen NLoS-Pfad dargestellt. Das Nadelöhr am Transponder wird durch das ideale retrodirektive Array aufgelöst und die DNLoS-Komponente wird unterdrückt. Dieses Kanalmodell wurde in [61] in Hinblick auf Fading untersucht.

Praktisch können ideale retrodirektive Arrays nicht realisiert werden. Die endliche Ausdehnung der Arrays führt dazu, dass die Welle, die aus einer gewissen Richtung auf das Array fällt, nicht nur in diese zurückgestreut wird, sondern die Abstrahlung z. B. der in Abbildung 4.4 dargestellten Charakteristik folgt. Die ver-

schiedenen richtungsabhängigen Komponenten sind für reale retrodirektive Arrays also stärker voneinander getrennt als bei Verwendung einer Einzelantenne, aber weniger stark als für ein ideales retrodirektives Array. Der Faktor  $F_{\text{Rx}}$  aus (4.6) wird abgewandelt, um die Kopplung zwischen verschiedenen Hin- und Rückwegen in Abhängigkeit der Form des retrodirektiven Arrays zu beschreiben. Dieser neue Faktor für die Kopplung zwischen dem Hin- und Rückweg wird mit  $\rho_{\text{Rx}}$  bezeichnet. Da für die Überlagerung der verschiedenen Komponenten nicht die Leistung der Signale, sondern deren Amplitude relevant ist, ist  $\rho_{\text{Rx}}$  proportional zur Wurzel von  $F_{\text{Rx}}$ . Da auf die Dämpfung der DLoS-Komponente normiert wird, soll auch der Faktor  $\rho_{\text{Rx}}$  normiert werden. Daher wird

$$\rho_{\text{Rx}} = \frac{\sqrt{F_{\text{Rx}}}}{L} \quad (4.21)$$

gewählt.  $F_{\text{Rx}}$  ist dabei abhängig von der Ein- und Ausfallsrichtung der Signalpfade. Abbildung 4.13 b) zeigt das resultierende Kanalmodell für einen NLoS-Pfad. Dieses Kanalmodell stellt eine Verallgemeinerung der anderen beiden Fälle aus den Abbildungen 4.13 a) und c) dar. Liegt keine Retrodirektivität vor, so folgt  $\rho_{\text{Rx}} = 1$ . Der Faktor kann also vernachlässigt werden und es folgt das Kanalmodell für konventionelle Transponder.  $\rho_{\text{Rx}} = 0$  entspricht dem Fall idealer Retrodirektivität. Der entsprechende Summand wird Null und es folgt das Kanalmodell für ideale retrodirektive Transponder. Ein Vergleich der drei Kanalmodelle zeigt, dass sich diese nur in einem der drei Summanden unterscheiden. Die DLoS-Komponente, die auf Hin- und Rückweg den DLoS-Pfad nutzt, ist für eine Entfernungsbestimmung das Nutzsignal, die anderen Komponenten stören die Entfernungsbestimmung. Aus  $\beta_{\text{NLoS}} < 1$  folgt für den konventionellen Transponder, dass die DNLoS-Komponente mit Proportionalität zu  $\beta_{\text{NLoS}}$  stärker ist als jene mit Proportionalität zu  $\beta_{\text{NLoS}}^2$ . Diese stärkere störende Komponente wird durch die Verwendung retrodirektiver Transponder gedämpft.

## 4.5 Zusammenfassung der Technik zur Erhöhung der Reichweite

Durch die Verwendung spezieller Antennenstrukturen in den Transpondern kann die Reichweite eines RFID-Systems erhöht werden. Transponder mit retrodirek-

tivem Array können dabei die Kommunikationsreichweite erhöhen. Transponder mit Rectenna-Array erhöhen die Energiereichweite. Die in diesem Kapitel vorgestellte Kombination beider Ansätze zu retrodirektiven Rectenna-Arrays ermöglicht es so, beides, Energie- und Kommunikationsreichweite, zu erhöhen. Dazu werden mehrere Antennen und Hochfrequenz-Frontends durch Hybridkoppler miteinander verbunden. Werden die Netzwerke, die zur Verbindung der Antennen und der Hochfrequenz-Frontends zum Einsatz kommen, asymmetrisch zwischen den Antennen angeordnet, so kann die einfallende Leistung abhängig vom Einfallswinkel auf einen Gleichrichter fokussiert werden, was die Effizienz der Gleichrichter verbessert. Die Verwendung eines Transponders mit einem Array aus vier Antennen kann die Reichweite eines RFID-Systems verglichen mit einem konventionellen Transponder verdoppeln. Am Lesegerät müssen dazu keine Änderungen vorgenommen werden.

Im Mehrwegekanal führt die Retrodirektivität der Transponder dazu, dass der Hinweg vom Lesegerät zum Transponder beeinflusst, auf welchem Weg das Signal zurück zum Lesegerät läuft. Die Charakteristik des Funkkanals ändert sich durch die Verwendung retrodirektiver Transponder daher. Unter der Annahme, dass die Dämpfung auf dem DLoS-Pfad deutlich schwächer ist als auf anderen Pfaden, verringert sich der Einfluss der DNLoS-Komponenten, was die Genauigkeit einer ToF-basierten Entfernungbestimmung verbessern kann.



# Kapitel 5

## Technische Umsetzung und Untersuchungsmethodik

Zur Untersuchung der in Kapitel 4 vorgestellten retrodirektiven Rectenna-Arrays wurden zwei Transponder aufgebaut, die diese Arrays nutzen. In Abschnitt 5.1 werden die realisierten Transponder dargestellt. Das in Kapitel 3 vorgestellte Verfahren zur simultanen Entfernungsbestimmung mit mehreren Transpondern wurde mit einem *software defined radio* (SDR) implementiert. Diese Implementierung wird in Abschnitt 5.2 dargestellt. Es folgt in Abschnitt 5.3 eine Darstellung der genutzten Untersuchungsmethodik, um den Einfluss der retrodirektiven Rectenna-Arrays auf die Energie- und Kommunikationsreichweite eines RFID-Systems zu untersuchen. Das Verfahren zur Verifikation der implementierten Entfernungsbestimmung wird erläutert. Abschließend wird die Simulation zur Untersuchung des Einflusses retrodirektiver Arrays auf die Mehrwegecharakteristik eines Funkkanals und die Entfernungsbestimmung beschrieben.

### 5.1 Realisierte SHF-Transponder

Zur praktischen Untersuchung der retrodirektiven Rectenna-Arrays wurden zwei Transponder realisiert. Der Erste besteht aus einem Array mit zwei Antennen. Da der Hybridkoppler symmetrisch zwischen beiden Antennen angeordnet ist, wird der Transponder als **symmetrischer 2×1 Transponder** bezeichnet. Der zweite Transponder verfügt über vier Antennen, die in einem 2×2 Array angeordnet sind.

Die Hybridkoppler sind dabei asymmetrisch zwischen den Antennen angeordnet. Er wird als **asymmetrischer  $2 \times 2$  Transponder** bezeichnet.

### 5.1.1 Symmetrischer $2 \times 1$ Transponder

Abbildung 5.1 zeigt den realisierten symmetrischen  $2 \times 1$  Transponder. Er wurde in Streifenleitertechnik entworfen und als PCB gefertigt. Die Hochfrequenz-Frontends dieses Transponders bestehen je aus einer Diode zur Modulation des Eingangsrückreflexionsfaktors. Ein Gleichrichter wurde nicht verbaut, daher wird dieser Transponder nur zur Untersuchung der Retrodirektivität genutzt. Als Vergleich wurden zwei weitere Transponder entworfen. Wie in Abbildung 5.2 zu sehen, bestehen diese aus einer einzelnen Antenne bzw. einer Gruppenantenne, bei der beide Elemente über einen Wilkinson-Teiler mit einem Hochfrequenz-Frontend verbunden sind. Das Modulationssignal wird für diese drei Transponder mit einem externen Funktionsgenerator erzeugt.

Da der symmetrische  $2 \times 1$  Transponder über  $L = 2$  Antennen verfügt, ist entsprechend (4.6) verglichen mit dem Transponder mit einer Einzelantenne bei sonst gleichen Systemparametern mit einer Erhöhung der Empfangsleistung am Lesegerät von  $F_{R_x} = 4$  zu rechnen. Dies entspricht 6 dB. Auch der Transponder mit konventioneller Gruppenantenne sollte diese Erhöhung um 6 dB in Hauptstrahlungsrichtung erreichen. Anders als der Transponder mit retrodirektivem Array sollte der Transponder mit konventioneller Gruppenantenne für Einfallswinkel, die

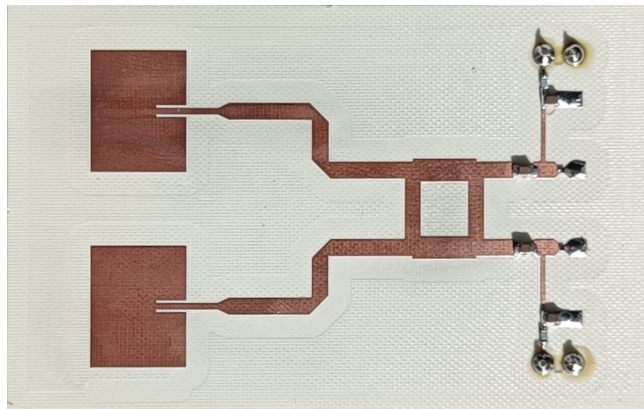


Abbildung 5.1: Symmetrischer  $2 \times 1$  Transponder mit zwei Antennen, einem Hybridkoppler und zwei Modulatoren.

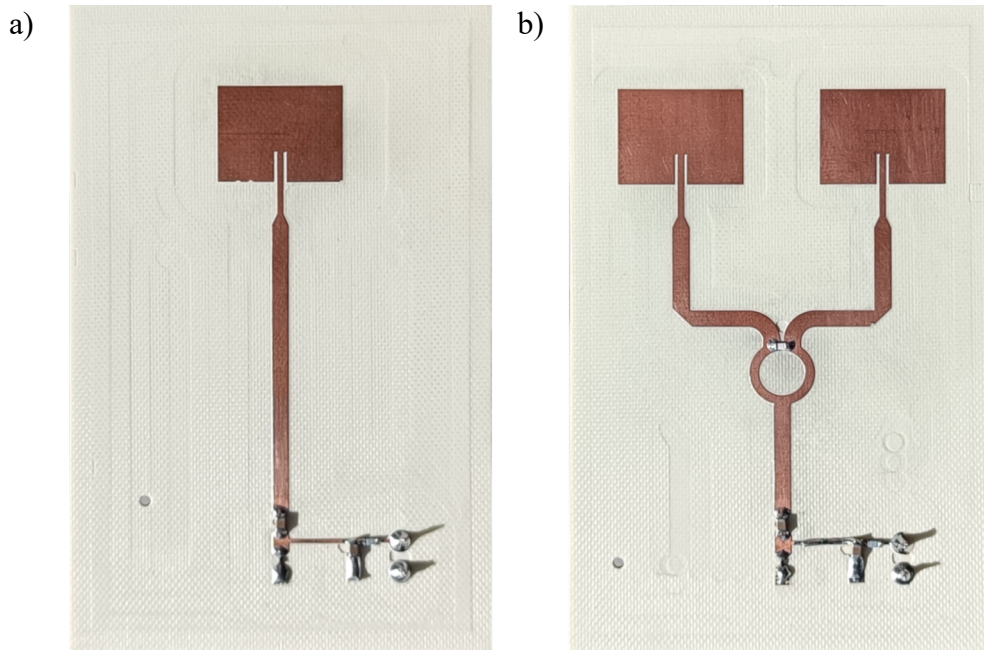


Abbildung 5.2: Transponder für den Vergleich mit dem symmetrischen  $2 \times 1$  Transponder. a) Transponder mit Einzelantenne, b) Transponder mit konventioneller Gruppenantenne.

von der Hauptstrahlungsrichtung abweichen, zu einer schwächeren Empfangsleistung am Lesegerät führen. Bei Verwendung des retrodirektiven Transponders sollte hingegen die Erhöhung um 6 dB unabhängig vom Einfallswinkel erhalten bleiben.

### 5.1.2 Asymmetrischer $2 \times 2$ Transponder

Abbildung 5.3 zeigt den realisierten asymmetrischen  $2 \times 2$  Transponder. Er wurde in Koplanartechnik entworfen und als PCB gefertigt. Die Hochfrequenz-Frontends dieses Transponders bestehen je aus einem Transistor zur Modulation des Eingangsexpressionsfaktors. Ein Gleichrichter wurde nicht genutzt. Zur Untersuchung der Energierreichweite wurde eine zweite Version dieses Transponders realisiert, in der die Hochfrequenz-Frontends durch *SubMiniature-A* (SMA)-Anschlüsse ersetzt wurden. Dadurch kann die Leistung gemessen werden, die an den Hochfrequenz-Frontends für eine Gleichrichtung verfügbar ist. Das Modulationssignal wird durch den Oszillator *LTC6906* erzeugt. Der Transponder wird durch eine Knopfzelle versorgt, gilt daher als semi-passiver Transponder. Für den Transponder wurde eine Leistungsaufnahme von etwa  $80 \mu\text{W}$  gemessen, wobei etwa  $13 \mu\text{W}$  je Modulator

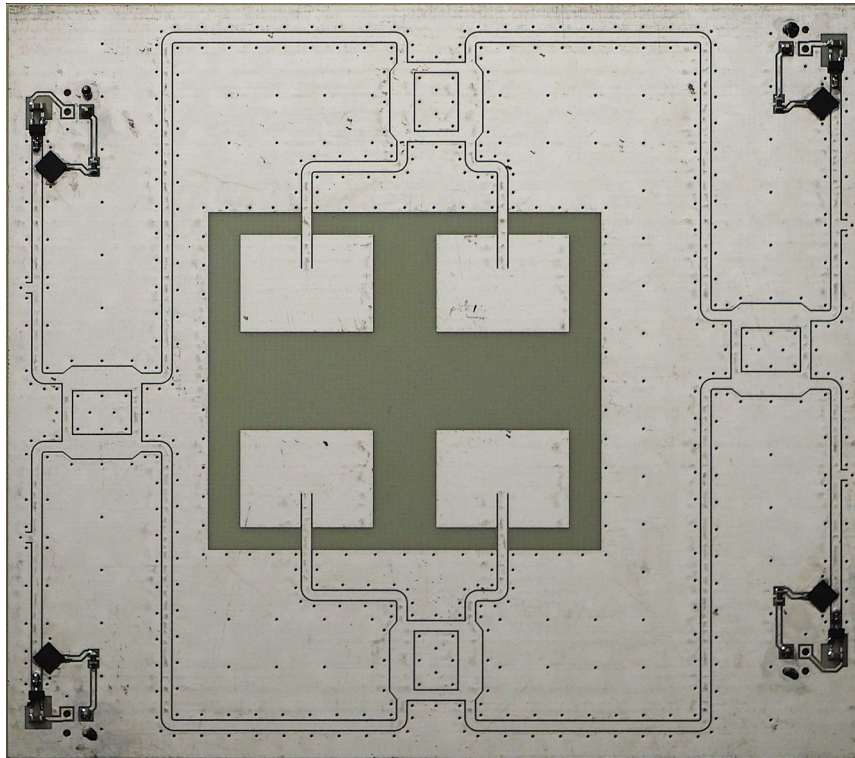


Abbildung 5.3: Asymmetrischer  $2 \times 2$  Transponder mit vier Antennen, vier Hybridkopplern und vier Hochfrequenz-Frontends.

anfallen und  $28 \mu\text{W}$  für den Oszillator. Der Oszillator ist dabei durch einen Widerstand einstellbar. So werden die für die simultane Entfernungsbestimmung erforderlichen Modulationsfrequenzen beginnend bei  $f_{m1} = 10 \text{ kHz}$  durch das Hinzufügen parallelgeschalteter Widerstände in Schritten von  $\Delta f_m = 500 \text{ Hz}$  eingestellt.

Da der asymmetrische  $2 \times 2$  Transponder über  $L = 4$  Antennen verfügt, ist entsprechend (4.6) bei sonst gleichen Systemparametern mit einer Vergrößerung der Empfangsleistung am Lesegerät von  $F_{R_x} = 16$  zu rechnen. Dies entspricht  $12 \text{ dB}$ . Der asymmetrische Aufbau sorgt dafür, dass sich die Leistung abhängig vom Einfallswinkel auf ein Hochfrequenz-Frontend fokussiert. Die Elemente des Arrays zeigen bei Simulation in CST-Studio einen Gewinn von  $G_{B_x} = 4,95 \text{ dBi}$ .



## 5.2 Realisierung des Lesegeräts zur Entfernungsbestimmung

Zur Untersuchung des in Kapitel 3 vorgestellten Verfahrens zur simultanen Entfernungsbestimmung wurde ein SDR des Typen *USRP X310* verwendet. Die Abtastrate von 200 MS/s reicht für eine deutliche Überabtastung des FMCW-Signals mit einer Bandbreite von 10 MHz. Die Erzeugung des digitalen Sendesignals und die Auswertung der digitalen Empfangssignale erfolgt in MATLAB. Abbildung 5.4 zeigt die Struktur der implementierten Entfernungsbestimmung. Zunächst wird das Sendesignal erzeugt. Dabei können die Systemparameter gewählt werden. Das digitale Sendesignal wird als Datei Tx.dat gespeichert. Ein mit dem SDR verbundener Computer streamt das digitale Sendesignal an das SDR. Gleichzeitig wird das digitale Empfangssignal vom SDR an den Computer gestreamt. Dort wird es in die Datei Rx.dat geschrieben. Diese Datei wird anschließend in MATLAB ausgewertet und die Abstände zu den Transpondern ermittelt.

## 5.3 Untersuchungsmethodik

Nachfolgend wird die Untersuchungsmethodik vorgestellt, die genutzt wird, um die in Kapitel 3 und 4 vorgestellten Techniken zu untersuchen. Dazu wird zunächst die Messmethodik für die Untersuchung der retrodirektiven Rectenna-Arrays vorgestellt. Es folgt die Darstellung der messtechnischen Untersuchung der Entfernungsbestimmung und der simulativen Untersuchung der Auswirkung retrodirektiver Transponder auf eine Entfernungsbestimmung in einem Mehrwegekanal.

### 5.3.1 Untersuchung der Kommunikationsreichweite

Zur Untersuchung des Einflusses retrodirektiver Transponder auf die Kommunikationsreichweite wird die Leistung gemessen, die von einem Lesegerät nach modulierter Rückstreuung an dem untersuchten Transponder empfangen wird. Wie in Abbildung 5.5 dargestellt, wird ein Netzwerkanalysator (NWA) als Lesegerät verwendet. Dieser erzeugt ein harmonisches Signal bei der Trägerfrequenz  $f_c = 5,8$  GHz, das in einer Hochfrequenz-Messkammer von einer Antenne abgestrahlt wird. In einem Abstand von etwa 3 m befindet sich der untersuchte Trans-

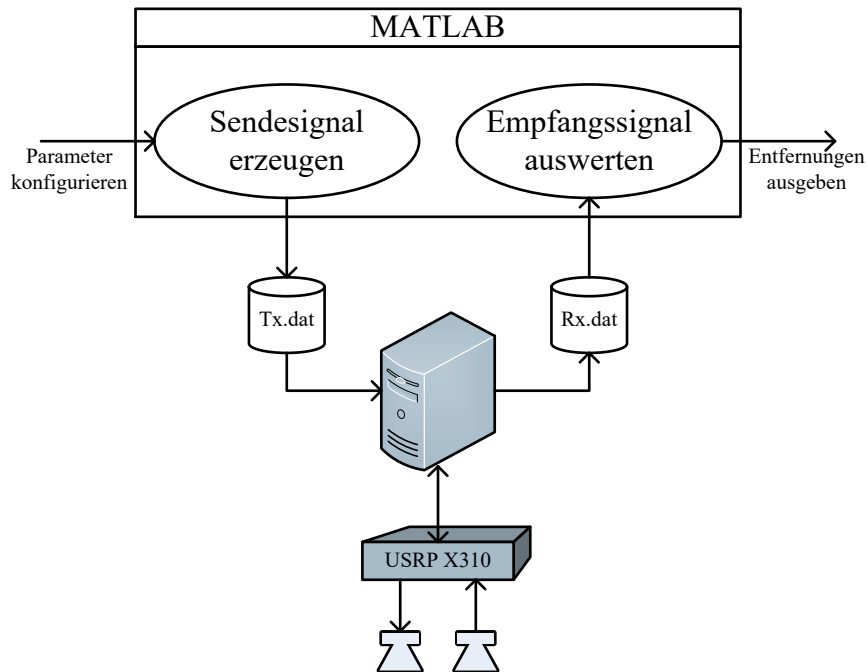


Abbildung 5.4: Struktur der implementierten Entfernungsbestimmung. Das digitale Sendesignal wird in MATLAB erzeugt und vom SDR *USRP X310* gesendet. Gleichzeitig wird das Empfangssignal aufgezeichnet und anschließend in MATLAB ausgewertet.

ponder. Dieser ist auf einem Antennenpositionierer angebracht. Dadurch kann der Einfallswinkel der elektromagnetischen Welle durch die Ausrichtung des Transponders variiert werden. Das vom Transponder moduliert zurückgestreute Signal wird von der mit dem NWA verbundenen Antenne aufgenommen. Am NWA wird eine  $S_{11}$ -Messung im Dauerstrichbetrieb (engl. *CW Time Sweep*) durchgeführt.

Das vom NWA gemessene Signal enthält zwei Komponenten. Reflexionen an den Kabeln zur Antenne, der Antenne selbst und Objekten im Raum wie dem Antennenpositionierer werden als zeitinvariant angenommen. Im Gegensatz dazu ändert sich das vom untersuchten Transponder zurückgestreute Signal durch die Modulation mit der Zeit. Dies wird ausgenutzt, um für diese Messung das Signal vom untersuchten Transponder von anderen Einflüssen unterscheiden und trennen zu können.

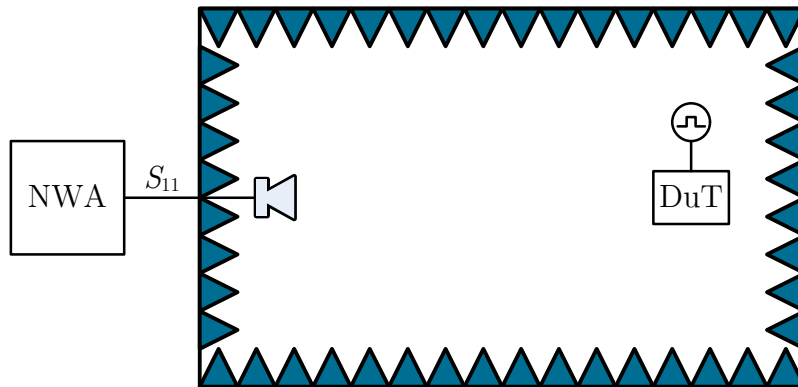


Abbildung 5.5: Aufbau zur Untersuchung des Einflusses retrodirektiver Transponder auf die Kommunikationsreichweite. Ein NWA erzeugt ein harmonisches Signal, das in einer Hochfrequenz-Messkammer von einer Antenne abgestrahlt wird. Die elektromagnetische Welle fällt auf den untersuchten Transponder als Prüfling (engl. *device under test*, DuT) und wird dort moduliert zurückgestreut. Der NWA führt eine  $S_{11}$  Messung durch, um das zurückgestreute Signal zu untersuchen.

Für eine Vergleichsmessung werden für den symmetrischen  $2 \times 1$  Transponder die beiden Transponder aus Abbildung 5.2 verwendet. Für den Transponder mit einer Einzelantenne ist der Faktor  $F_{R_x} = 1$  bekannt. Durch Normierung auf das Maximum dieser Messung kann der Einfluss der Dämpfung in den Zuleitungen zur Sendeantenne und der abstandsabhängigen Freiraumdämpfung ermittelt werden. Der Faktor  $F_{R_x}$  kann so für das retrodirektive Array untersucht werden. Für den asymmetrischen  $2 \times 2$  Transponder wird eine Hornantenne mit einem Gewinn von 10 dBi verbunden mit einem der entwickelten Hochfrequenz-Frontends als Referenz genutzt. Durch den bekannten Gewinn dieser Antenne können auch hier störende Einflüsse ermittelt und so der Faktor  $F_{R_x}$  bestimmt werden.

### 5.3.2 Untersuchung der Energiereichweite

Zur Untersuchung des Einflusses der entwickelten Transponder auf die Energiereichweite wird die Leistung gemessen, die an den Hochfrequenz-Frontends des asymmetrischen  $2 \times 2$  Transponders anliegt. Wie in Abbildung 5.6 dargestellt, wird

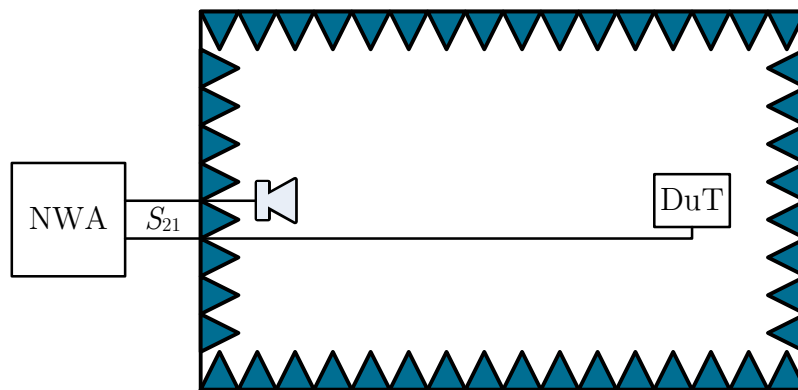


Abbildung 5.6: Aufbau zur Untersuchung des Einflusses von Transpondern mit Rectenna-Array auf die Energierreichweite. Ein NWA erzeugt ein harmonisches Signal, das in einer Hochfrequenz-Messkammer von einer Antenne abgestrahlt wird. Die elektromagnetische Welle fällt auf den untersuchten Transponder als DuT und wird dort empfangen. Der NWA führt eine  $S_{21}$  Messung durch, um die am Transponder empfangene Leistung zu erfassen.

wieder der NWA als Lesegerät verwendet. Dieser erzeugt ein harmonisches Signal bei der Trägerfrequenz, das in der Hochfrequenz-Messkammer von einer Antenne abgestrahlt wird. Der Transponder ist auch hier in einem Abstand von etwa 3 m auf dem Antennenpositionierer angebracht. Das an den Hochfrequenz-Frontends anliegende Signal wird durch den NWA aufgenommen. Am NWA wird eine  $S_{21}$  Messung im Dauerstrichbetrieb (engl. *CW Time Sweep*) durchgeführt.

Für eine Vergleichsmessung wird wieder die Hornantenne mit einem Gewinn von 10 dBi genutzt. So kann der Faktor  $F_{\text{Tag}}$  des Rectenna-Arrays ermittelt werden.

### 5.3.3 Untersuchung der Entfernungsbestimmung

Zur Untersuchung der Entfernungsbestimmung wird das SDR *USRP X310* verwendet. An dieses sind zwei Hornantennen angeschlossen, die als Sende- und Empfangsantenne dienen. Als Transponder werden die asymmetrischen  $2 \times 2$  Transponder verwendet. Einer dieser Transponder befindet sich auf einem Linearmotor, mit dem der Transponder auf einen Abstand zwischen 1 m und 3 m bewegt werden

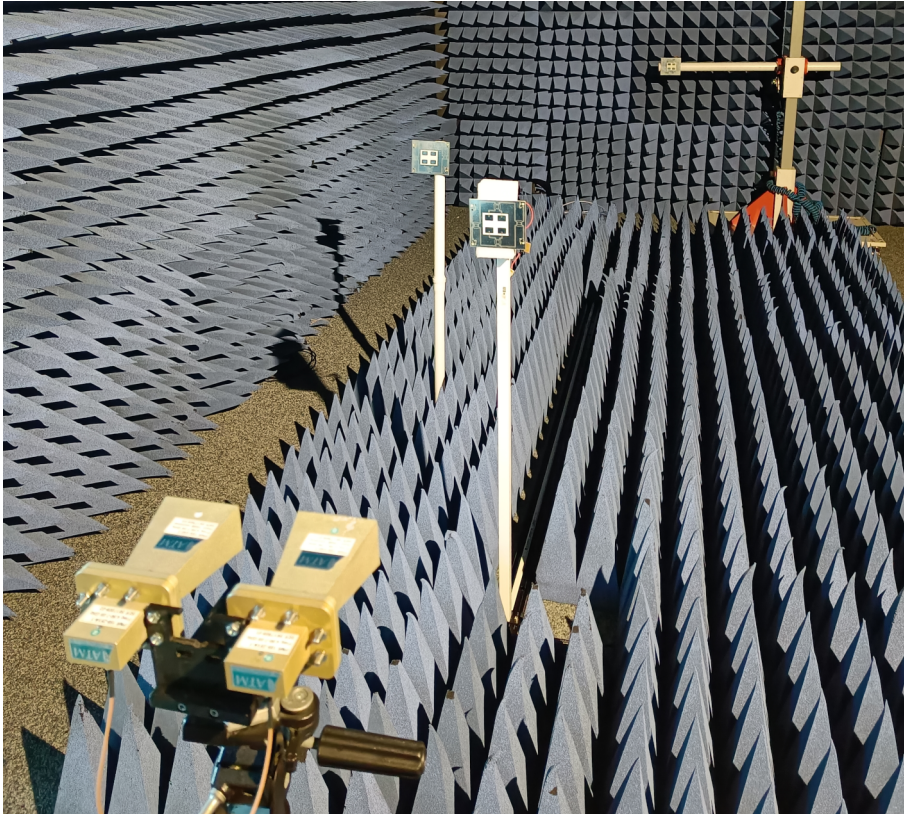


Abbildung 5.7: Aufbau zur Untersuchung der Entfernungsbestimmung in einer Hochfrequenz-Messkammer. Die beiden Hornantennen im Vordergrund sind die Sende- und Empfangsantennen des Lesegeräts. Im Raum sind drei Transponder angeordnet, von denen einer durch einen Linearmotor verschoben werden kann.

kann. Optional werden zusätzliche Transponder ortsfest angebracht. Die Messung wird, wie in Abbildung 5.7 zu sehen, zunächst in einer Hochfrequenz-Messkammer durchgeführt, um den Einfluss der Mehrwegeausbreitung gering zu halten und die Unterscheidung und Trennung der Signale der Transponder zu untersuchen. Anschließend wird die Messung in einem Besprechungsraum des Fraunhofer Instituts für Mikroelektronische Schaltungen und Systeme (IMS) wiederholt.

#### 5.3.4 Simulation der Mehrwegeausbreitung

Zur Untersuchung des Einflusses der Mehrwegeausbreitung auf die Genauigkeit der Entfernungsbestimmung und des Einflusses retrodirektiver Transponder auf die Mehrwegecharakteristik wurde eine Simulation durchgeführt. Dabei wird an-

genommen, dass sich das Lesegerät und die Transponder in einer Höhe von  $h = 1$  m über einem reflektierenden Boden befinden. Der Abstand zwischen Lesegerät und Transponder wird auf  $d \in [1 \text{ m}, 5 \text{ m}]$  variiert. Als Transponder werden vertikal ausgedehnte retrodirektive Arrays mit variabler Anzahl an Elementen untersucht und das Kanalmodell aus Abschnitt 4.4 genutzt.

Im Empfangssignal des Lesegeräts existieren in dieser Simulation drei Komponenten. Die erste als  $s_{b,\text{DLoS}}$  bezeichnete Komponente nutzt den DLoS-Pfad für Hin- und Rückweg. Die zweite als  $s_{b,\text{NLoS}}$  bezeichnete Komponente nutzt den NLoS-Pfad für Hin- und Rückweg. Die dritte als  $s_{b,\text{DNLoS}}$  bezeichnete Komponente nutzt für Hin- und Rückweg je einmal den DLoS-Pfad und einmal den NLoS-Pfad. Für das Schwebungssignal gilt

$$s_b = s_{b,\text{DLoS}} + s_{b,\text{NLoS}} + s_{b,\text{DNLoS}}. \quad (5.1)$$

Für diese drei Komponenten gilt (3.5). Jede der drei Komponenten ist demnach ein harmonisches Signal, dessen Amplitude von den Signalpfaden abhängt, auf denen es sich auf Hin- und Rückweg ausbreitet. Zur Normierung wird die Amplitude der DLoS-Komponente genutzt. Die Amplitude der NLoS-Komponente ist um den Faktor  $\beta_{\text{NLoS}}^2$  geringer als die DLoS-Komponente, da die Reflexion am Boden und der längere Pfad das Signal abschwächt und dieser Effekt doppelt auftritt, nämlich beim Hin- und Rückweg. Die Amplitude der DNLoS-Komponente ist um den Faktor  $2\beta_{\text{NLoS}}\rho_{\text{Rx}}$  geringer als die DLoS-Komponente, da die Reflexion am Boden nur einmal auftritt, hier beim Hin- oder Rückweg. Der Einfluss der retrodirektiven Transponder wird, wie in Abschnitt 4.4 beschrieben, durch den Faktor  $\rho_{\text{Rx}}$  modelliert. Die Laufzeiten  $\tau_{\text{DLoS}}$  und  $\tau_{\text{NLoS}}$  werden geometrisch ermittelt.  $\tau_{\text{DLoS}}$  folgt dabei direkt aus dem Abstand zwischen Lesegerät und Transponder. Für  $\tau_{\text{NLoS}}$  wird die Antenne des Lesegeräts, wie in Abbildung 5.8 dargestellt, am Boden gespiegelt. Die Reflexion am Boden wird durch einen konstanten Reflexionsfaktor  $\Gamma_{\text{Boden}}$  modelliert. Für Hin- und Rückweg wird je ein Ausbreitungsmodell wie in [62] verwendet. Da auf den DLoS-Pfad normiert wird, ist dessen Amplitude eins. Für  $\beta_{\text{NLoS}}$  gilt

$$\beta_{\text{NLoS}} = \Gamma_{\text{Boden}} \cdot \frac{r}{\sqrt{r^2 + (2h)^2}}. \quad (5.2)$$

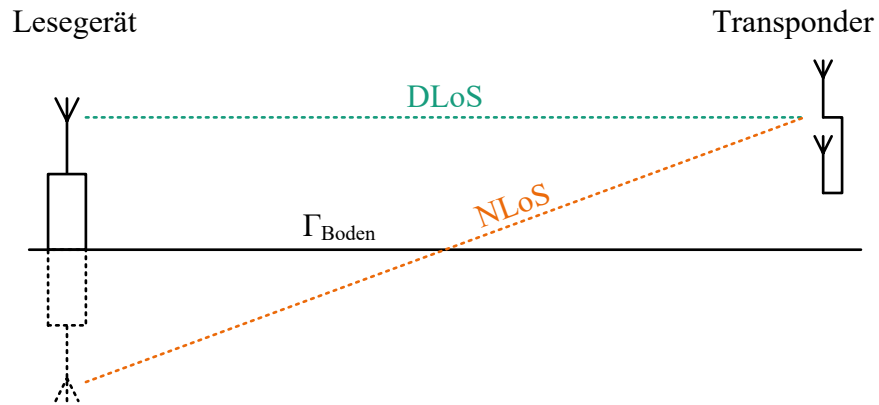


Abbildung 5.8: Modellierung eines Lesegeräts über einem reflektierenden Boden durch Spiegelung der Antenne am Boden.





# Kapitel 6

## Untersuchungsergebnisse

Nachfolgend werden die Ergebnisse der messtechnischen und simulativen Untersuchung des in Kapitel 3 vorgestellten Verfahrens zur simultanen Entfernungsbestimmung zwischen einem Lesegerät und mehreren Transpondern dargestellt. Außerdem werden die Ergebnisse der messtechnischen Untersuchung der in Kapitel 4 vorgestellten retrodirektiven Rectenna-Arrays dargestellt. Dazu wird in Abschnitt 6.1 der Einfluss von Transpondern mit retrodirektiven Rectenna-Arrays auf die Kommunikationsreichweite und in Abschnitt 6.2 der Einfluss dieser Transponder auf die Energierreichweite untersucht. In Abschnitt 6.3 folgt die messtechnische Untersuchung der Entfernungsbestimmung zunächst in einer Hochfrequenz-Messkammer und in Abschnitt 6.4 in einer Innenraumumgebung. Abschließend werden die Ergebnisse der Simulation von Transpondern mit retrodirektiven Arrays in einer Mehrwegeumgebung vorgestellt.

### 6.1 Kommunikationsreichweite

Zur Untersuchung der Kommunikationsreichweite wird betrachtet, wie groß die von einem Transponder zurückgestreute Leistung in Abhängigkeit des Winkels ist, unter dem die Welle auf den Transponder fällt. Je größer die vom Lesegerät empfangene Leistung bei konstantem Abstand ist, desto größer ist die Kommunikationsreichweite. Da die vom Lesegerät empfangene Leistung in (2.2) antiproportional zur vierten Potenz des Abstands verläuft, korrespondiert eine Vergrößerung der Empfangsleistung von 12 dB mit einer Verdopplung der Kommunikationsreich-

weite. Wie in Abschnitt 5.3 beschrieben, wird für diese Untersuchung ein NWA als Lesegerät verwendet. Es werden der symmetrische  $2 \times 1$  Transponder und der asymmetrische  $2 \times 2$  Transponder für diese Untersuchung genutzt.

### 6.1.1 Symmetrischer $2 \times 1$ Transponder

In Abbildung 6.1 ist die am Lesegerät empfangene Leistung in Abhängigkeit des Einfallswinkels der elektromagnetischen Welle am Transponder dargestellt. Dabei wurde auf das Maximum der Empfangsleistung bei Verwendung des Transponders mit Einzelantenne normiert. Da der symmetrische  $2 \times 1$  Transponder nur in einer Richtung ausgedehnt ist, wurde auch nur die Abhängigkeit in dieser Richtung untersucht.

Der Transponder mit konventionellem Array sorgt bei einem Einfallswinkel von  $0^\circ$  für eine Vergrößerung der Empfangsleistung von 3,79 dB. Ab einem Einfallswinkel von etwa  $30^\circ$  sorgt dieser Transponder nicht mehr für eine größere Empfangs-

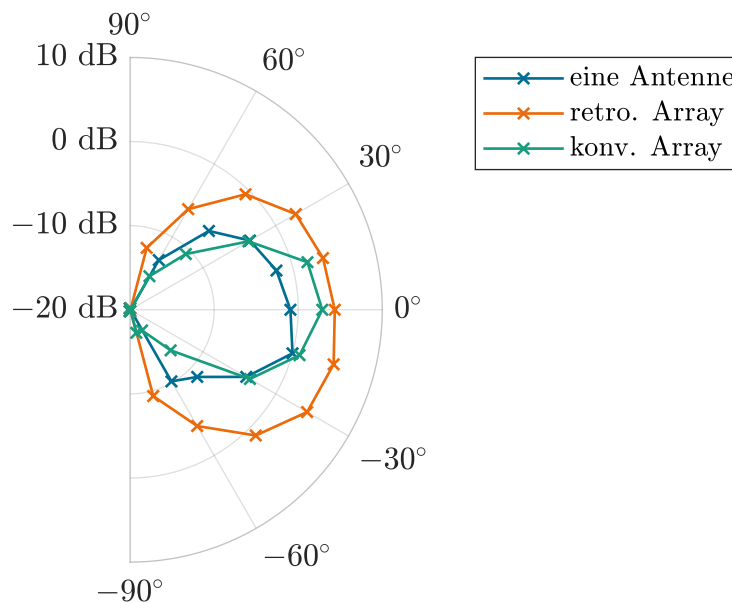


Abbildung 6.1: Gemessene am Lesegerät empfangene Leistung in Abhängigkeit des Einfallswinkels an den Transpondern. Es wurde auf das Maximum der Empfangsleistung bei Verwendung des Transponders mit einer Antenne normiert.

leistung als der Transponder mit Einzelantenne. Für größere Einfallswinkel nimmt die Empfangsleistung am Lesegerät schnell ab.

Der Transponder mit retrodirektivem Array sorgt für eine Vergrößerung der Empfangsleistung von 5,28 dB. Dieser Wert liegt nahe dem theoretischen Maximum von 6 dB. Ein Vergleich mit dem Messergebnis des Transponders mit Einzelantenne in Abbildung 6.1 zeigt, dass die Vergrößerung der Empfangsleistung hier nicht zu einer Reduzierung des Öffnungswinkels führt. Die 5,28 dB höhere Empfangsleistung korrespondiert mit einer Vergrößerung der Kommunikationsreichweite um 36 %.

### 6.1.2 Asymmetrischer $2 \times 2$ Transponder

In Abbildung 6.2 ist die vom Transponder moduliert zurückgestreut und am Lesegerät empfangene Leistung in Abhängigkeit des Einfallswinkels der elektromagnetischen Welle am Transponder dargestellt. Durch die Referenzmessung mit der Hornantenne mit bekanntem Gewinn wurde hier auf diejenige Empfangsleistung normiert, die bei Verwendung eines Transponders mit einem Isotropstrahler vom Lesegerät empfangen würde. Da der asymmetrische  $2 \times 2$  Transponder in zwei Richtungen ausgedehnt ist, wird die Abhängigkeit in beiden Richtungen untersucht.

Der asymmetrische  $2 \times 2$  Transponder sorgt in den hier durchgeführten Messungen für eine um maximal 19,84 dB größere Empfangsleistung als ein Transponder mit Isotropstrahler dies täte. Davon sind  $G_{\text{Bx}}^2 = 9,90$  dB auf den Gewinn der Antennenelemente des Arrays zurückzuführen. Es verbleiben 9,94 dB, die durch die Retrodirektivität des Arrays verursacht werden. Das theoretische Maximum liegt hier bei 12 dB. Die Vergrößerung der Empfangsleistung, die auf die Retrodirektivität zurückzuführen ist, korrespondiert mit einer Vergrößerung der Kommunikationsreichweite um 77 %. Die Differenz von 2,06 dB zwischen dem gemessenen und dem theoretischen Wert ist auf Verluste und Fehlanpassungen im Transponder zurückzuführen. Da das Signal die Hybridkoppler bei der Übertragung vier mal passiert, genügt eine Dämpfung von etwa 0,5 dB je Koppler um diesen Unterschied zu erklären.

In Abbildung 6.3 ist wieder die normierte Empfangsleistung am Lesegerät dargestellt. Dabei wurde aber je nur eines der vier Hochfrequenz-Frontends mit dem Modulationssignal beschaltet. Dadurch zeigt sich das asymmetrische Verhalten dieses

Arrays. Die Hochfrequenz-Frontends sorgen für die Modulation der Rückstreuung in verschiedene Richtungen.

## 6.2 Energiereichweite

Zur Untersuchung der Energiereichweite wird betrachtet, wie groß die Leistung der zu den Hochfrequenz-Frontends laufenden Wellen in Abhängigkeit des Einfallswinkels ist, unter dem die Freiraumwelle auf den Transponder fällt. Je größer die Leistung an den Hochfrequenz-Frontends bei konstantem Abstand ist, desto größer ist die Energiereichweite. Da die Leistung am Transponder in (2.3) antiproportional zur zweiten Potenz des Abstands ist, korrespondiert eine Vergrößerung der Leistung von 6 dB mit einer Verdopplung der Energiereichweite. Wie in Abschnitt 5.3 beschrieben, wird auch hier ein NWA als Lesegerät verwendet.

Abbildung 6.4 zeigt die Leistung, die an den vier Hochfrequenz-Frontends des asymmetrischen  $2 \times 2$  Transponders gemessen wurde. Durch die Referenzmessung mit einer Hornantenne mit bekanntem Gewinn wird hier auf diejenige Leistung normiert, die bei Verwendung eines Transponders mit einem Isotropstrahler auf dessen Hochfrequenz-Frontend einläuft. Durch das asymmetrische Design wird die Leistung abhängig vom Einfallswinkel auf ein Hochfrequenz-Frontend fokussiert.

Abbildung 6.5 zeigt die Summe der normierten Leistungen, die an den vier Hochfrequenz-Frontends des asymmetrischen  $2 \times 2$  Transponders gemessen werden. Dabei ist die Leistung 9,66 dB größer als bei Verwendung eines Transponders mit Isotropstrahler.  $G_{Bx} = 4,95$  dBi sind auf den Gewinn der Elemente des Arrays zurückzuführen. Es verbleiben 4,71 dB, die auf das Rectenna-Array zurückzuführen sind. Das theoretische Maximum liegt für die verwendeten vier Antennen bei 6 dB. Die Vergrößerung der Leistung, die auf das Rectenna-Array zurückzuführen ist, korrespondiert mit einer Vergrößerung der Energiereichweite um 72%. Mit der durch Retrodirektivität um 77% vergrößerten Kommunikationsreichweite führt dies zu einer um 72% größeren Reichweite eines RFID-Systems, wenn für dieses der asymmetrische  $2 \times 2$  Transponder anstelle eines Transponders mit einzelner Antenne verwendet wird.

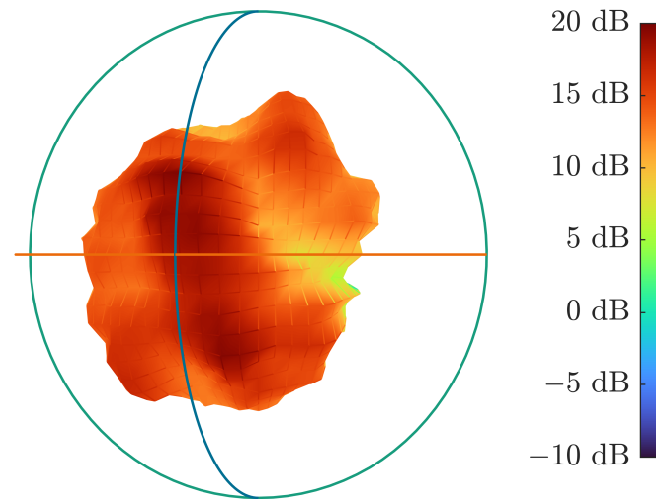


Abbildung 6.2: Am Lesegerät gemessene normierte Leistung in Abhängigkeit des Einfallswinkels am Transponder.

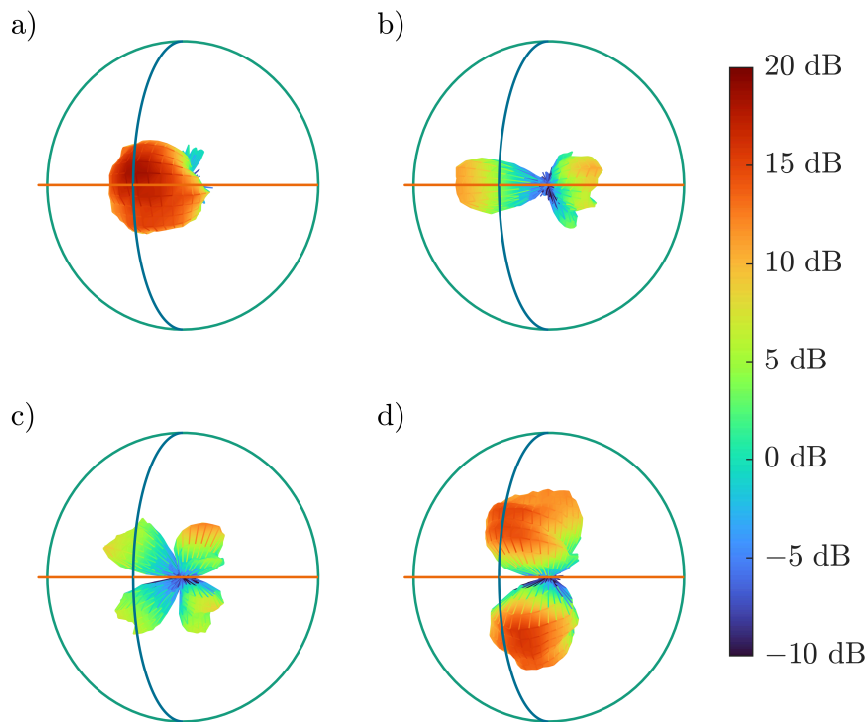


Abbildung 6.3: Am Lesegerät gemessene normierte Leistung in Abhängigkeit des Einfallswinkels am Transponder mit je einem aktiven Hochfrequenz-Frontend in a), b), c) und d).

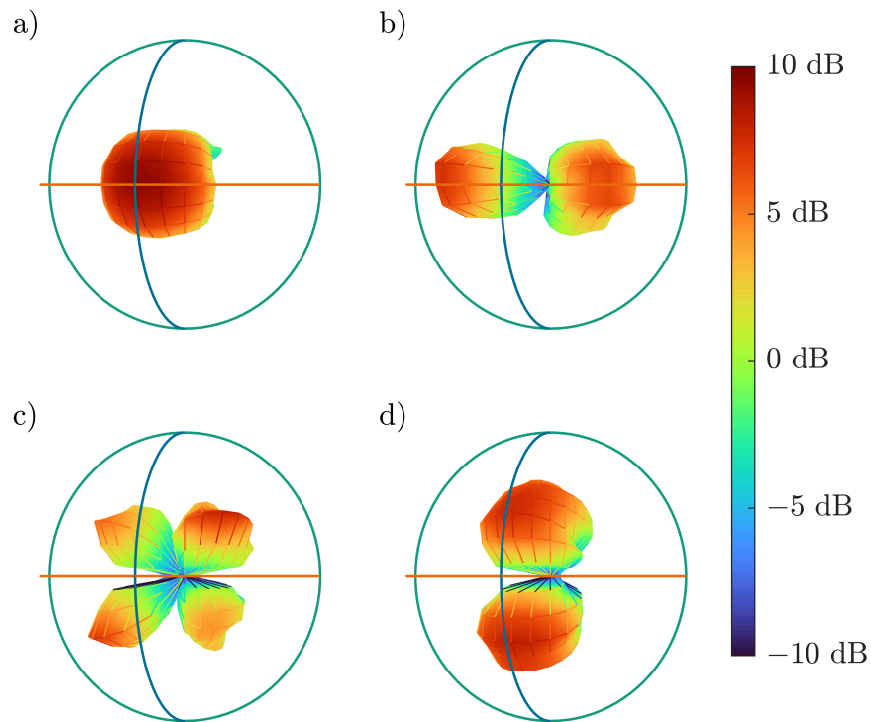


Abbildung 6.4: An den vier Hochfrequenz-Frontends gemessene normierte Leistung in Abhängigkeit des Einfallswinkels am Transponder in a), b), c) und d).

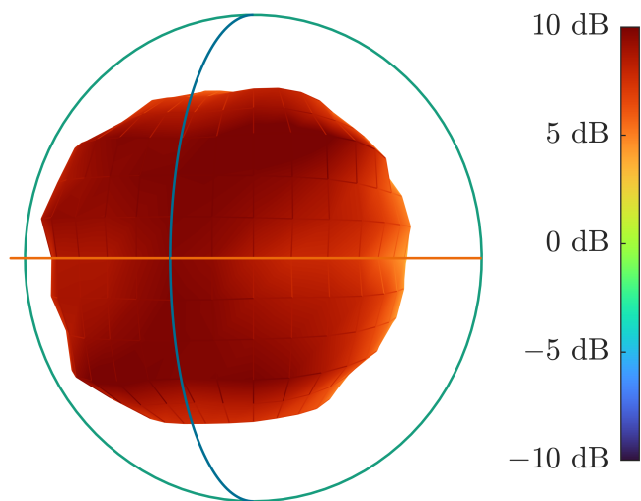


Abbildung 6.5: Summe der an den Hochfrequenz-Frontends gemessenen normierten Leistungen in Abhängigkeit des Einfallswinkels am Transponder.

## 6.3 Genauigkeit der Entfernungbestimmung

Zur Untersuchung der Entfernungbestimmung wird zunächst nur ein Transponder genutzt. Die mit dem entwickelten Verfahren ermittelte Entfernung wird mit einer Referenzmessung verglichen und so die Verteilung der Messabweichung untersucht. Für die Referenzmessung werden ein Gliedermaßstab, ein Rollbandmaß und das Stellglied des Linearmotors verwendet. Anschließend an die Untersuchung mit einem Transponder werden drei Transponder verwendet, um zu untersuchen, inwieweit das Verfahren auch für die simultane Entfernungbestimmung geeignet ist. Ein Vergleich der Verteilung der Messabweichung zeigt, wie stark sich die Transponder gegenseitig beeinflussen. Als Lesegerät wird hier die in Abschnitt 5.2 vorgestellte Implementierung verwendet. Als Transponder werden die asymmetrischen  $2 \times 2$  Transponder aus Abschnitt 5.1 verwendet.

### 6.3.1 Ein Transponder in Hochfrequenz-Messkammer

Abbildung 6.6 zeigt den mit dem entwickelten Verfahren ermittelten Abstand zwischen dem Lesegerät und einem Transponder. Es wurden Abstände im einstellbaren Bereich des Linearmotors von 1 m bis 3 m untersucht, wobei je eingestelltem Abstand fünf Messwerte aufgenommen wurden. In der Abbildung ist das arithmetische Mittel und die Standardabweichung je eingestelltem Abstand dargestellt. Die Gerade stellt den idealen Verlauf dar, bei dem der gemessene Wert dem wahren Wert entspricht. Wie in der Abbildung ersichtlich, weichen die Messwerte nur leicht von dieser Geraden ab. Das Verfahren ist also geeignet, den Abstand zwischen dem Lesegerät und einem Transponder zu bestimmen.

Abbildung 6.7 a) zeigt die Messabweichung in Abhängigkeit des wahren Abstands zwischen dem Lesegerät und dem Transponder. In Abbildung 6.7 b) ist die relative Häufigkeitsdichte der Messabweichung dargestellt. Der Mittelwert der Messabweichung beträgt 8,2 mm, die Standardabweichung liegt bei 82,1 mm. Der Verlauf der relativen Häufigkeitsdichte wurde in der Abbildung durch ein Gaußsches Fehlermodell angenähert. Abbildung 6.8 zeigt die kumulierte relative Häufigkeit des Betrags der Messabweichung. Die mittlere Messabweichung liegt bei 55,3 mm, das 90%-Quantil liegt bei 136,6 mm.

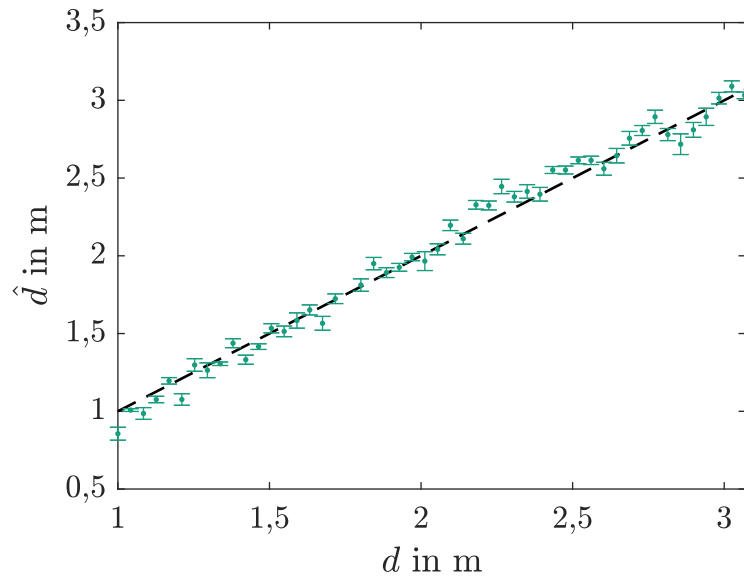


Abbildung 6.6: In einer Hochfrequenz-Messkammer gemessene Entfernung zwischen dem Lesegerät und einem Transponder. Der Abstand zwischen dem Lesegerät und dem Transponder wurde variiert.

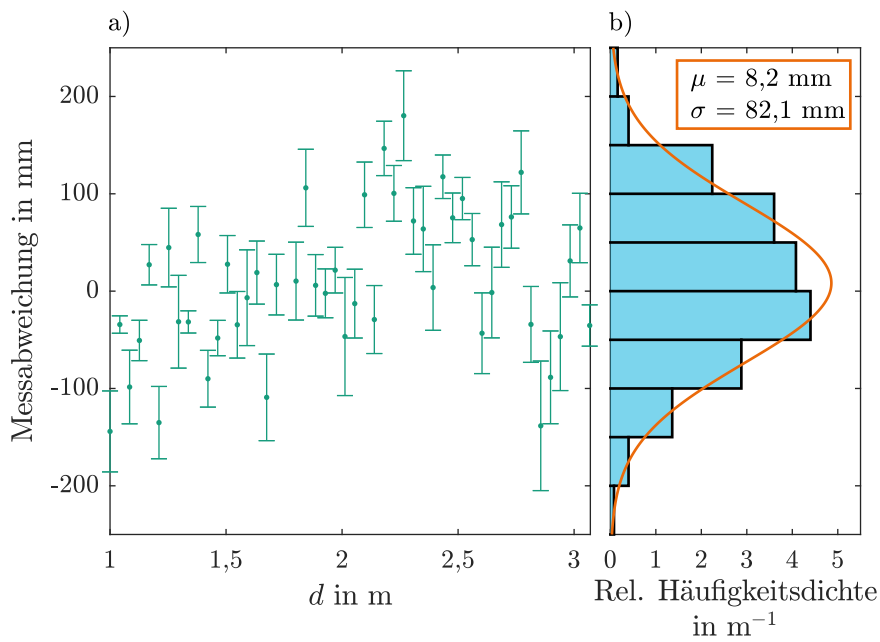


Abbildung 6.7: Messabweichung der Messung mit einem Transponder in einer Hochfrequenz-Messkammer. a) Messabweichung in Abhängigkeit des wahren Abstands. b) Relative Häufigkeitsdichte der Messabweichung.



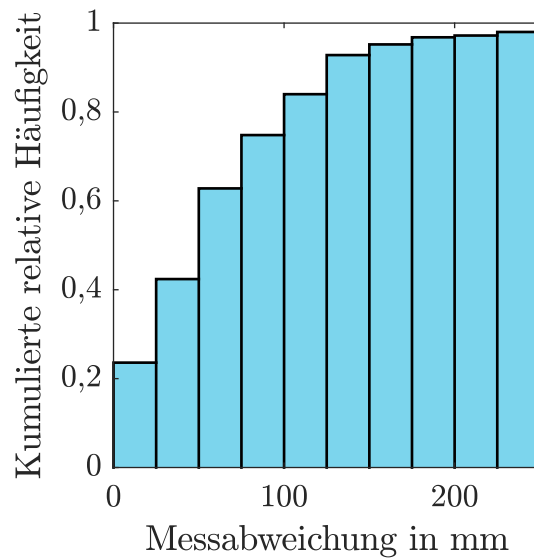


Abbildung 6.8: Verteilung der Messabweichung für die Entfernungbestimmung in der Hochfrequenz-Messkammer mit einem Transponder.

### 6.3.2 Drei Transponder in Hochfrequenz-Messkammer

Abbildung 6.9 zeigt die mit dem entwickelten Verfahren simultan ermittelten Abstände zwischen dem Lesegerät und drei Transpondern. Die drei Transponder werden im folgenden als Transponder 1, 2 und 3 bezeichnet. Transponder 2 und 3 sind ortsfest in einer Entfernung von  $d_2 = 4,675$  m und  $d_3 = 1,840$  m zum Lesegerät aufgestellt. Der Abstand  $d_1$  zwischen dem Lesegerät und Transponder 1 wird variiert. In der Abbildung ist das arithmetische Mittel und die Standardabweichung je eingestelltem Abstand zu Transponder 1 dargestellt. Die Geraden stellen den idealen Verlauf dar, bei dem die gemessenen Werte den wahren Werten entsprechen. Für Transponder 1 und 3 zeigt sich eine hohe Übereinstimmung des gemessenen Werts mit dem wahren Wert. Die ermittelte Entfernung zu Transponder 2 weicht für  $d_1$  bis etwa 1,5 m stärker ab. Dies lässt sich durch den deutlichen Unterschied der Empfangsleistungen der Signale am Lesegerät für die verschiedenen Transponder begründen. Der Verlauf der Empfangsleistungen ist in Abbildung 6.11 dargestellt. Die Empfangsleistungen wurden dabei auf ihr Maximum normiert und der Mittelwert der fünf Messungen je Abstand gebildet. Der Unterschied der

Empfangsleistungen der Signale von Transponder 1 und Transponder 2 beträgt zu Anfang etwa 28 dB und verringert sich bis  $d_1 = 1,5$  m auf etwa 21 dB. Gleichzeitig verringert sich auch die Messabweichung für Transponder 2 deutlich.

Abbildung 6.10 a) zeigt die kumulierte relative Häufigkeit der absoluten Messabweichung für Transponder 1. Ein Vergleich mit Abbildung 6.8 zeigt eine starke Übereinstimmung. Das Hinzufügen von zwei weiteren Transpondern beeinflusst die Genauigkeit nur geringfügig. Die mittlere absolute Messabweichung liegt hier bei 54,7 mm, das 90-%-Quantil liegt bei 124,5 mm. Abbildung 6.10 b) und Abbildung 6.10 c) zeigen die kumulierte relative Häufigkeit der absoluten Messabweichung für Transponder 2 und Transponder 3. Abbildung 6.10 d) zeigt die kumulierte relative Häufigkeit der absoluten Messabweichung für alle drei Transponder. Die mittlere absolute Messabweichung liegt hier bei 49,7 mm, das 90-%-Quantil liegt bei 159,4 mm. Aus Abbildung 6.11 wird auch deutlich, dass der RSSI für eine Entfernungsbestimmung auch in der Hochfrequenz-Messkammer ungeeignet ist. Der ToF-basierte Ansatz hingegen liefert zuverlässige Ergebnisse.

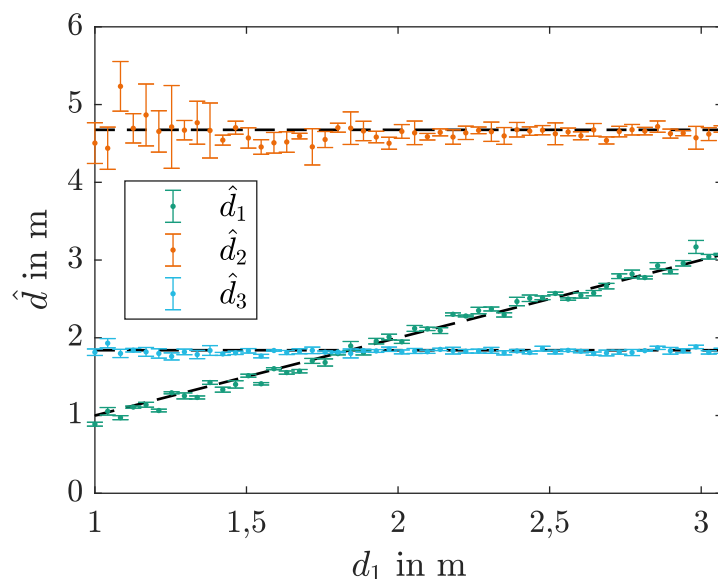


Abbildung 6.9: In einer Hochfrequenz-Messkammer gemessene Entfernung zwischen dem Lesegerät und drei Transpondern. Der Abstand  $d_1$  zwischen dem Lesegerät und dem ersten Transponder wurde variiert. Die anderen beiden Transponder sind ortsfest.

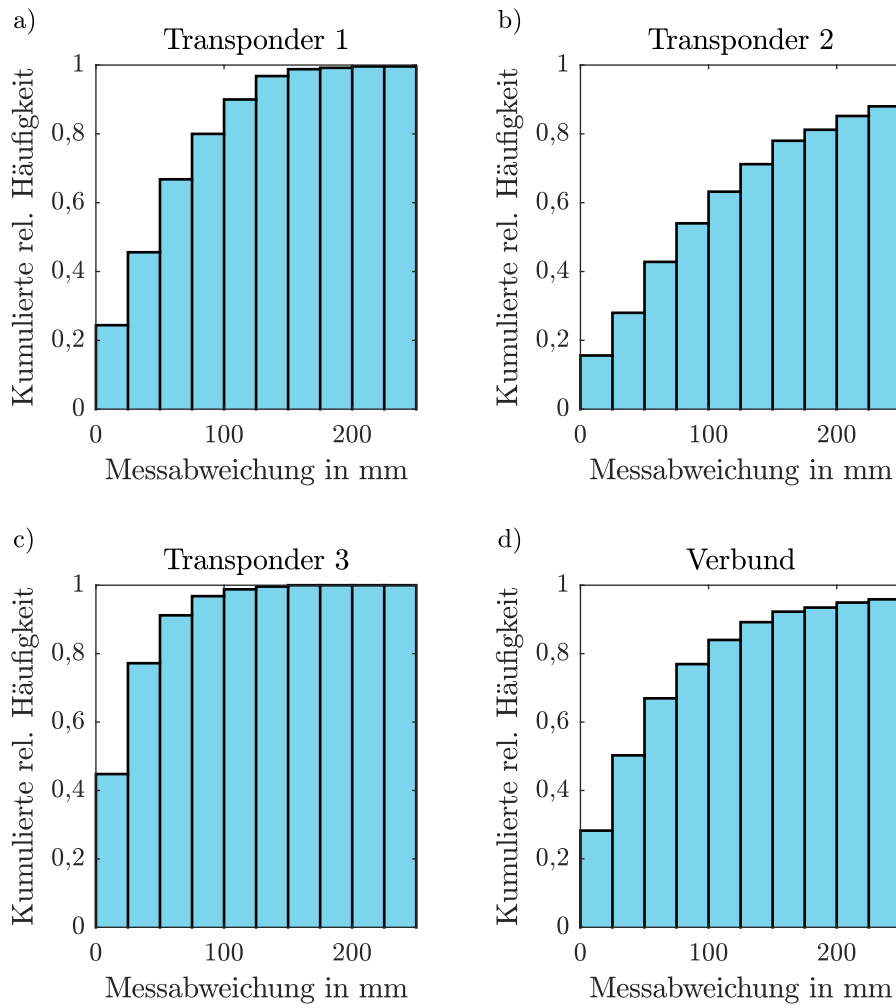


Abbildung 6.10: Verteilung der absoluten Messabweichung für die Entfernungbestimmung in der Hochfrequenz-Messkammer mit drei Transpondern. Dargestellt für a) Transponder 1, b) Transponder 2, c) Transponder 3 und d) alle Transponder zusammen.

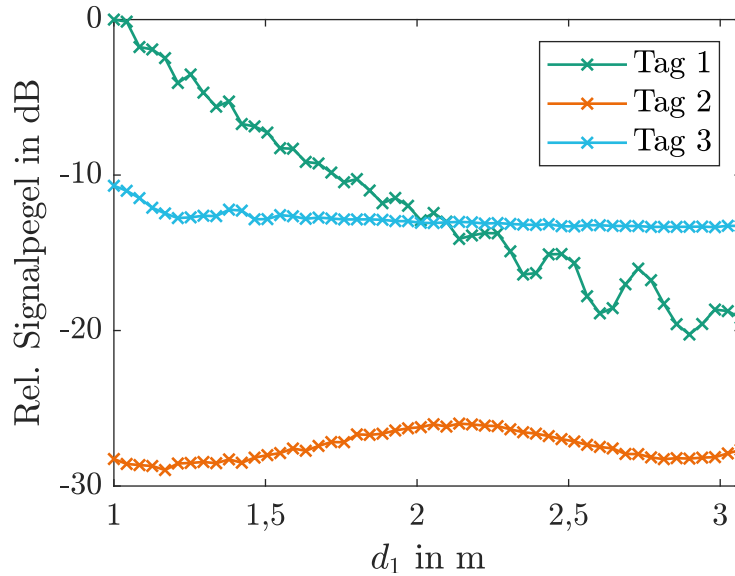


Abbildung 6.11: Gemessener Verlauf der normierten Empfangsleistung am Lesegerät für die von den drei Transpondern zurückgestreuten Komponenten.

## 6.4 Zuverlässigkeit im Mehrwegekanal

Zur Untersuchung des Verfahrens zur Entfernungbestimmung wurde eine Messreihe in einem Besprechungsraum des Fraunhofer IMS durchgeführt. Der Raum ist etwa  $5,7\text{ m} \times 12\text{ m}$  groß und mit einigen Tischen und Stühlen möbliert. Zwischen dem Lesegerät und dem Transponder befinden sich keine Objekte, sodass die Sichtverbindung frei ist. Wie in [63] beschrieben, ist die steigende Flanke des Empfangssignals weniger stark durch Mehrwegeausbreitung beeinflusst als die Position des Maximums. Daher wird für diese Messung nicht das Maximums der DFT, sondern die Flanke des Signals genutzt. Durch Simulation wurde mit dem in Abschnitt 4.4 entwickelten Kanalmodell der Einfluss retrodirektiver Transponder auf die erreichbare Genauigkeit in einem Mehrwegekanal untersucht.

### 6.4.1 Messergebnisse

Abbildung 6.12 zeigt die ermittelten Abstände zwischen dem Lesegerät und einem Transponder in einem Besprechungsraum. Da der Besprechungsraum größer ist als die Hochfrequenz-Messkammer, konnte der Abstand zwischen dem Lesegerät

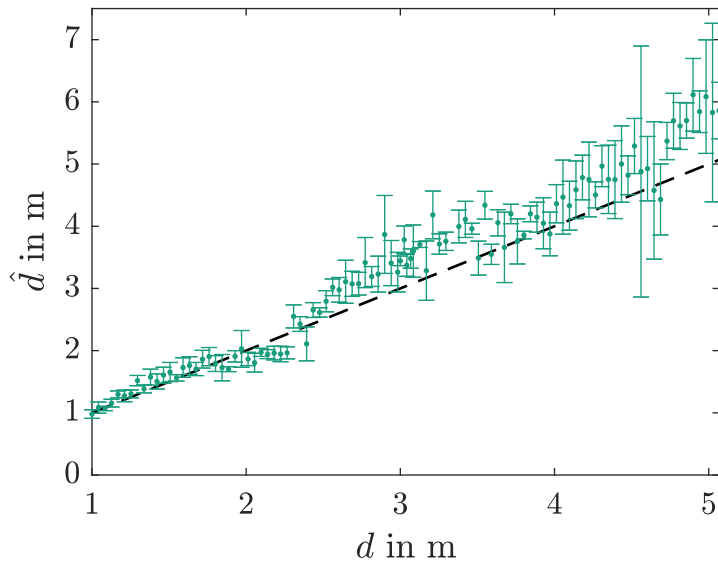


Abbildung 6.12: In einem Besprechungsraum gemessene Entfernung zwischen dem Lesegerät und einem Transponder. Der Abstand zwischen dem Lesegerät und dem Transponder wurde variiert.

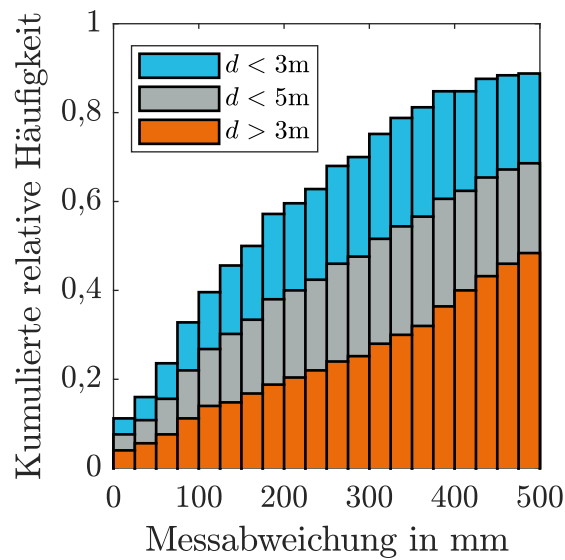


Abbildung 6.13: Verteilung der Messabweichung für die Entfernungbestimmung in einem Besprechungsraum mit einem Transponder.

und dem Transponder bis zu einem Abstand von  $d_1 \approx 5$  m gemessen werden. Auch hier ist der ideale Verlauf, bei dem der gemessene Wert dem wahren Wert entspricht, als Gerade dargestellt. Die Messabweichung ist insgesamt größer als in der Hochfrequenz-Messkammer. Dies spricht dafür, dass die Mehrwegeausbreitung in diesem Funkkanal die Messung beeinflusst. Bis  $d_1 \approx 2$  m ist der Einfluss der Mehrwegeausbreitung gering. Danach steigt die Messabweichung.

Abbildung 6.13 zeigt die kumulierte relative Häufigkeit des Betrags der Messabweichung. Dabei wurde nach dem Bereich bis  $d_1 = 3$  m unterschieden, der auch in der Hochfrequenz-Messkammer untersucht wurde, und dem Bereich, der darüber hinaus geht. Insgesamt zeigt sich, dass die Messabweichungen in dieser Umgebung größer sind als in der Hochfrequenz-Messkammer.

## 6.4.2 Simulationsergebnisse

Wie in Abschnitt 5.3.4 beschrieben, wird der Einfluss der Reflexion am Boden auf die Genauigkeit der Entfernungsbestimmung simulativ untersucht. Abbildung 6.14 a) zeigt die Ergebnisse der Simulation der Entfernungsbestimmung im Mehrwegekanal. Dabei wird ein Reflexionsfaktor von  $\Gamma_{\text{Boden}} = 0,5$  für den Boden angenommen. Dieser Reflexionsfaktor wird auch in [62] angenommen. Die Oszillation der Messabweichung ist durch die abstandsabhängige Phasenbeziehung der drei Signalkomponenten zueinander bedingt. Da sich diese durch die Trägerfrequenz  $f_c = 5,8$  GHz schnell ändert, ändert sich auch die Messabweichung mit kleiner Entfernungsänderung stark. Es zeigt sich ein deutlicher Unterschied zwischen dem Ziel mit einer Antenne und denen mit retrodirektivem Array. Die Messabweichungen sind in Tabelle 6.1 zusammengefasst. Sowohl die mittlere als auch die maximale absolute Messabweichung sinken mit steigender Anzahl an Antennen. Abbildung 6.14 b) zeigt die Amplitude der beiden Komponenten, die auf mindestens einem Pfad am Boden reflektiert werden. Die DLoS-Komponente, die für Hin- und Rückweg den DLoS-Pfad nutzt, hat aufgrund der Normierung eine Amplitude von eins. Für kleine Abstände ist der Winkel zwischen DLoS-Pfad und NLoS-Pfad groß. Daher reicht ein retrodirektives Array mit zwei Antennen, um für eine deutliche Dämpfung zu sorgen. Bei größeren Abständen bietet die Verwendung von vier Antennen einen zusätzlichen Vorteil. Da die Amplitude der NLoS-Komponente für vier Antennen ähnlich groß ist wie die der DNLoS-Komponente, ist mit steigender

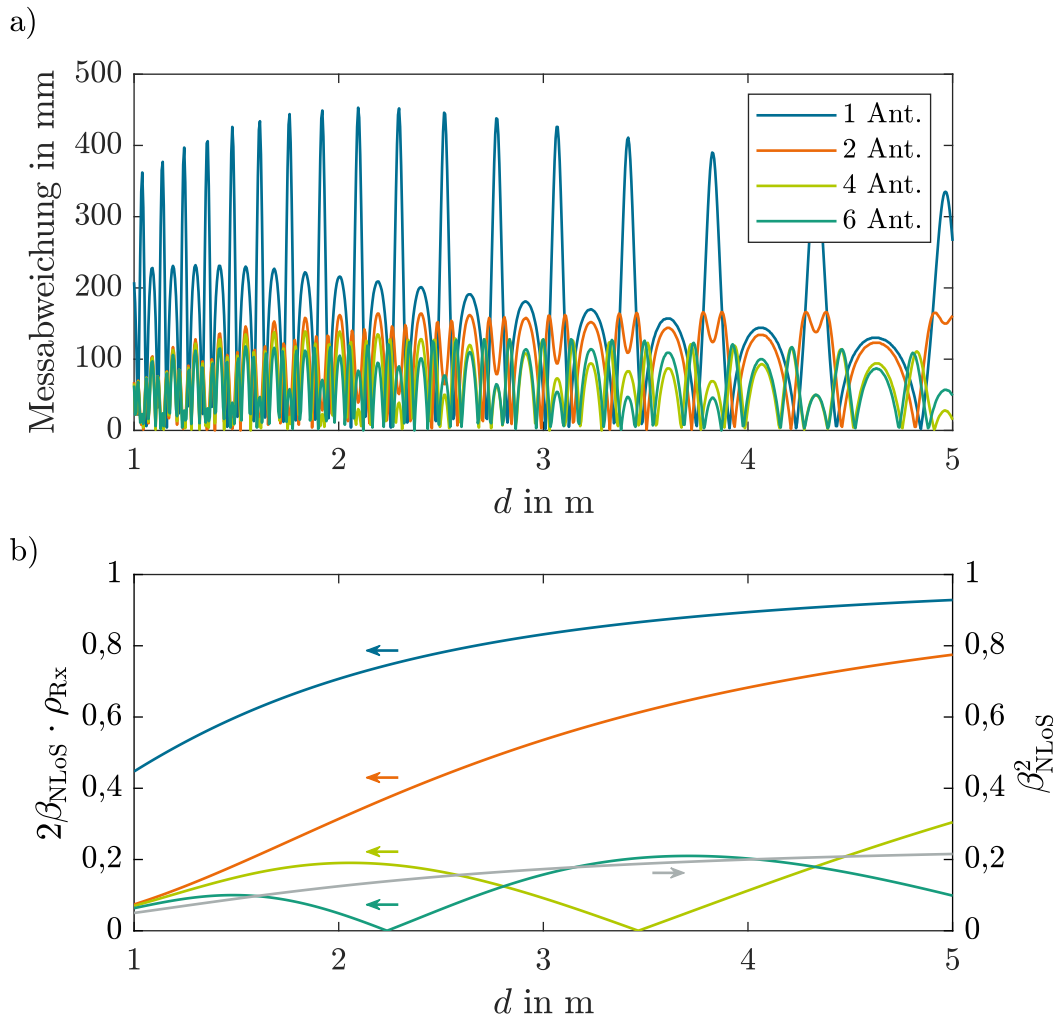


Abbildung 6.14: Simulation mit  $\Gamma_{\text{Boden}} = 0,5$ . a) Verlauf der absoluten Messabweichung. b) Vergleich der Amplituden der Signalkomponente.

Tabelle 6.1: Simulierte absolute Messabweichung für  $\Gamma_{\text{Boden}} = 0,5$ .

$L$	$\text{mean}( \hat{d} - d )$	$\text{max}( \hat{d} - d )$
1	164 mm	453 mm
2	98 mm	166 mm
4	64 mm	139 mm
6	63 mm	128 mm

Antennenzahl in den Transpondern nicht mit einer zusätzlichen Verringerung der Messabweichung zu rechnen. Dies zeigt sich in der Messabweichung für sechs Antennen, die der für vier Antennen sehr ähnlich ist. Die NLoS-Komponente ist ab vier Antennen der dominierende Einfluss auf die Messabweichung für  $\Gamma_{\text{Boden}} = 0,5$ . Eine weitere Erhöhung der Anzahl der Antennen in den retrodirektiven Arrays verringert die Messabweichung nur noch geringfügig.

Abbildung 6.15 a) zeigt die Ergebnisse der Simulation für  $\Gamma_{\text{Boden}} = 0,1$ . Die Messabweichungen sind in Tabelle 6.2 zusammengefasst. Diese sind aufgrund des geringeren Reflexionsfaktors des Bodens kleiner. Auch hier sinkt die absolute Messabweichung mit steigender Anzahl an Antennen. Abbildung 6.15 b) zeigt, dass die NLoS-Komponente hier deutlich kleiner ist als in Abbildung 6.14 b). Eine Erhöhung der Anzahl der Antennen in den retrodirektiven Arrays auf sechs hat hier einen Einfluss auf die Messabweichung der Entfernungsbestimmung, da die DNLoS-Komponente nach wie vor der dominierende Störeinfluss ist. Daher ist damit zu rechnen, dass eine weitere Erhöhung der Antennenzahl in den Transpondern zu einer weiteren Verringerung der Messabweichung führt. Die unterschiedliche Position der Nebenkeulen bei der Rückstreuung an den retrodirektiven Arrays führt zu den unterschiedlichen Abständen, in denen die Amplitude der DNLoS-Komponente Null wird. Daher sorgt das retrodirektive Array mit vier Antennen bei  $d \approx 3,5$  m für eine bessere Unterdrückung der DNLoS-Komponente als das Array mit sechs Antennen. Entsprechend ist hier auch die Messabweichung für vier Antennen geringer.

Die Ergebnisse der Simulation zeigen, dass retrodirektive Transponder zu einer Verringerung der Messabweichung in Mehrwegekanälen beitragen können. Abhängig vom Kanal gibt es eine Anzahl der Antennen für die retrodirektiven Arrays der Transponder, ab der sich eine weitere Vergrößerung der Arrays nur noch geringfügig auf die Messabweichung auswirkt. Dies ist darin begründet, dass die NLoS-Komponente zum dominierenden Störeinfluss wird.



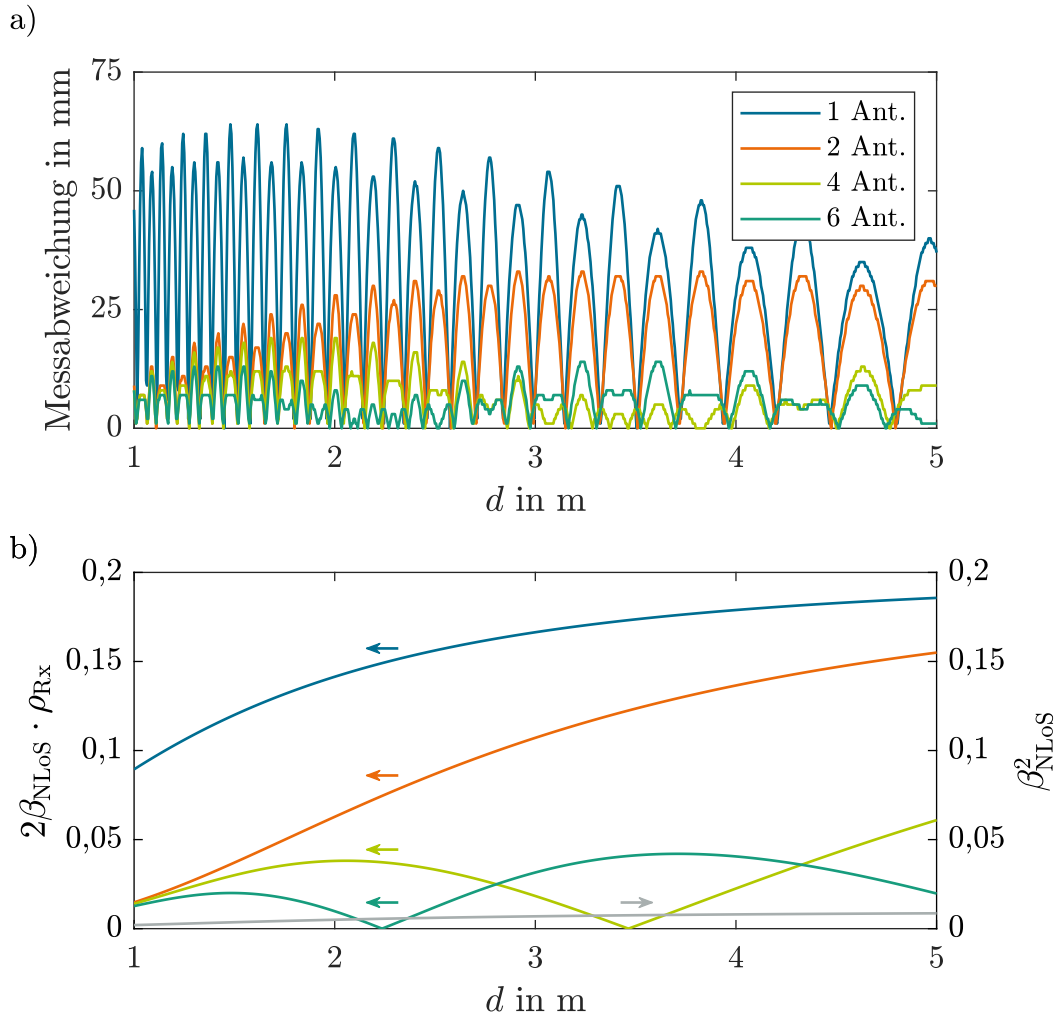


Abbildung 6.15: Simulation mit  $\Gamma_{\text{Boden}} = 0,1$ . a) Verlauf der absoluten Messabweichung. b) Vergleich der Amplituden der Signalkomponente.

Tabelle 6.2: Simulierte absolute Messabweichung für  $\Gamma_{\text{Boden}} = 0,1$ .

$L$	$\text{mean}( \hat{d} - d )$	$\text{max}( \hat{d} - d )$
1	32 mm	64 mm
2	18 mm	33 mm
4	6 mm	19 mm
6	5 mm	14 mm



# Kapitel 7

## Diskussion

In dieser Arbeit wurde ein Verfahren zur Lokalisierung mobiler Roboter durch eine simultane Entfernungsbestimmung zu mehreren RFID-Transpondern vorgestellt und untersucht. Die Entfernungsbestimmung basiert auf dem FMCW-Radar. Durch unterschiedliche Modulationen bei der Rückstreuung an den Transpondern können deren Signale unterschieden werden und die Abstände zu den Transpondern unterhalb der Entfernungsaufösung konventioneller Radar-Systeme bestimmt werden. Für die Transponder wurden retrodirektive Rectenna-Arrays entwickelt und untersucht. Diese können die Energie- und Kommunikationsreichweite von RFID-Systemen vergrößern, ohne dass zusätzliche Anforderungen an die Ausrichtung der Transponder gestellt werden müssen. Für retrodirektive Transponder in Mehrwegekanälen wurde ein Kanalmodell erstellt und der Einfluss dieser Arrays auf die Entfernungsbestimmung simulativ untersucht.

### 7.1 Fazit

Tabelle 7.1 zeigt einen Vergleich des Verfahrens zur Entfernungsbestimmung, das in dieser Arbeit vorgestellt wurde, mit anderen Verfahren zur Entfernungsbestimmung in RFID-Systemen. Auch wenn sich die erreichte Genauigkeit nicht wesentlich von anderen ToF-basierten Verfahren unterscheidet, wird diese mit deutlich geringerer Bandbreite erreicht. Außerdem können die Entfernungen zu mehreren Transpondern simultan bestimmt werden. Für eine Lokalisierung in dynamischen Systemen kann dies einen entscheidenden Vorteil darstellen.

Tabelle 7.1: Vergleich dieser Arbeit mit dem Stand der Forschung. Je nach Angabe in den jeweiligen Veröffentlichungen wird die mittlere Messabweichung (50 %) oder das 90-%-Quantil (90 %) angegeben. In einigen Veröffentlichungen findet sich nur eine unspezifische Angabe der Messabweichung. Diese Angaben sind mit \* markiert. Angaben, die in der jeweiligen Veröffentlichung fehlen, sind durch (-) kenntlich gemacht.

Quelle	$f_c$	$B$	Verfahren	Multi- Transponder	Messabweichung	
					50 %	90 %
[64]	915 MHz	26 MHz	AoA	nein	15 cm	-
[65]	915 MHz	26 MHz	ToF	nein	19 cm	59 cm
[27]	916 MHz	-	RSSI	sequenziell	< 1 m*	
[66]	5,75 GHz	2,5 GHz	ToF	simultan	5 cm	-
[67]	63 GHz	100 MHz	RSSI	sequenziell	-	26 cm
[30]	867 MHz	25 MHz	ToF	sequenziell	< 35 cm*	
[68]	61/122 GHz	7/14 GHz	ToF	nein	< 1 mm*	
[32]	24 GHz	250 MHz	ToF	simultan	15 cm	60 cm
hier	5,8 GHz	10 MHz	ToF	simultan	5 cm	16 cm

Der Wechsel der Trägerfrequenz von UHF-RFID bei 868 MHz zu SHF-RFID bei 5,8 GHz reduziert die Reichweite eines RFID-Systems, bei sonst unveränderten Systemparametern, zunächst um 85 %. Aus der für ein UHF-RFID-System üblichen Reichweite von 30 m wird so eine Reichweite von 4,5 m. Durch die Verwendung von Transpondern mit retrodirektivem Rectenna-Array mit  $2 \times 2$  Antennen kann die Reichweite verdoppelt werden. Sie steigt wieder auf 9 m. Der, im Rahmen dieser Arbeit realisierte  $2 \times 2$  Transponder erreicht eine Vergrößerung der Reichweite von 72 %. Auch wenn die retrodirektiven Rectenna-Arrays die Reduzierung der Reichweite durch die größere Trägerfrequenz nicht vollständig ausgleichen können, so bleibt die Reichweite doch in einem für Innenräume nutzbaren Bereich. Die Anforderungen an die Ausrichtung des Transponders aufgrund des Öffnungswinkels seiner Antenne verschärfen sich hierbei nicht. Einer Nutzung der RFID-Technik im SHF-Band steht aktuell die fehlende Funkzulassung im Wege. Die in der EU zulässige Sendeleistung von 25 mW (EIRP) [11] reicht für die Versorgung passiver Transponder nicht aus.

Die Entfernungsbestimmung in der Hochfrequenz-Messkammer zeigt eine geringere Messabweichung als die Entfernungsbestimmung in der untersuchten Innenraumumgebung. Durch die geringe Bandbreite ist der Einfluss der Mehrwegeausbreitung auf die Genauigkeit der Entfernungsbestimmung groß. Eine Vergrößerung der Bandbreite kann den Einfluss der Mehrwegeausbreitung auf die Genauigkeit der Entfernungsbestimmung verringern.

Für das Szenario, in dem sich ein autonomer Multicopter für den Landevorgang lokalisiert, ist ein geringer Einfluss durch Mehrwegeausbreitung zu erwarten, da dieses Szenario im Außenbereich stattfindet und keine Objekte zwischen dem Multicopter und seinem mit Transpondern ausgestatteten Landepunkt zu erwarten sind. Die geringe Latenz der Entfernungsbestimmung zu mehreren Transpondern bietet hier einen entscheidenden Vorteil des entwickelten Verfahrens. Für das Szenario der Navigation autonomer Flurfördergeräte in Lagerhallen ist mit einer stärkeren Mehrwegeausbreitung und damit einer geringeren Genauigkeit der einzelnen Entfernungsbestimmungen zu rechnen. Da die Anforderung an die Latenz der Entfernungsbestimmung hier weniger streng ist, kann über mehrere Entfernungsbestimmungen gemittelt werden. Zusätzlich kann die Lokalisierung z. B. durch Odometrie unterstützt werden. So wird auch in Innenräumen mit starker Mehrwegeausbreitung eine genaue Lokalisierung basierend auf der entwickelten Entfernungsbestimmung möglich.

## 7.2 Ausblick

Das in Abschnitt 4.4 vorgestellte Kanalmodell für retrodirektive Arrays in Mehrwegekanälen zeigt das fundamental andere Verhalten dieser Arrays in Bezug auf die Mehrwegeausbreitung. Dies hat nicht nur Einfluss auf die erreichbare Genauigkeit einer Entfernungsbestimmung, sondern auch auf das Fading und damit auf die Zuverlässigkeit der Datenübertragung eines retrodirektiven Transponders zum Lesegerät. Messtechnisch wurde dies im Rahmen dieser Arbeit nicht bestätigt. In [69] wurden erste Experimente zum Einfluss retrodirektiver Transponder auf die Zuverlässigkeit der Datenübertragung durchgeführt. Die experimentelle Untersuchung retrodirektiver Arrays in Mehrwegekanälen bedarf weiterer Forschung und kann Gegenstand zukünftiger Arbeiten sein. Dabei kann auch betrachtet werden,

welchen Einfluss die Verwendung von zirkular polarisierten Antennen im Lesegerät und in den Transpondern hat. Da die Reflexion einer zirkular polarisierten elektromagnetischen Welle deren Polarisation beeinflusst, kann der NLoS-Pfad so zusätzlich gedämpft werden.

In diesem Zusammenhang stellt sich auch die Frage, inwieweit retrodirektive Transponder auch in Mehrwegekanälen ideal für eine zuverlässige Datenübertragung sind. Für Kanäle, in denen sich eine elektromagnetische Welle ausschließlich auf dem DLoS-Pfad zwischen dem Lesegerät und einem Transponder ausbreiten kann, ist schnell ersichtlich, dass retrodirektive Transponder als ideale Lösung angesehen werden können. Diese sorgen für eine Fokussierung der zurückgestreuten Welle auf das Lesegerät. In Mehrwegekanälen ist diese Fokussierung nicht immer die ideale Lösung. Wie die Kanalmodelle aus den Abbildungen 4.13 b) und c) zeigen, kann es trotzdem zu Fading kommen, wenn der Laufzeitunterschied zwischen DLoS-Pfad und NLoS-Pfad zu destruktiver Interferenz der Signale führt. Es ist denkbar, dass andere Gruppenantennen und Netzwerke  $\mathbf{S}_{\text{Rx}}$  in den Transpondern abhängig von der Gestalt des Raums, in dem sich die Welle ausbreitet, zu einer höheren Zuverlässigkeit führen als retrodirektive Transponder. Ob retrodirektive Transponder auch in Mehrwegekanälen ideal für eine zuverlässige Datenübertragung sind oder ob andere Netzwerke zur Verbindung der Antennen eines Transponders existieren, die zu höherer Zuverlässigkeit führen, kann Gegenstand zukünftiger Forschung sein. Verbunden mit der Untersuchung retrodirektiver Arrays in Mehrwegekanälen können so Transponder entwickelt werden, die die Kommunikation durch modulierte Rückstreuung in RFID-Systemen zuverlässiger machen.

Retrodirektive Transponder sind mit den in dieser Arbeit untersuchten Techniken zunächst nur für eine begrenzte Bandbreite verwendbar. In Verbindung mit einer Frequenzverdopplung in den Transpondern, wie sie für das harmonische Radar genutzt wird, können sie nicht ohne weiteres genutzt werden. Dies liegt daran, dass der Zusammenhang der Phasen der Wellen, die von den Elementen eines Arrays abgestrahlt werden, und der Winkel, unter dem sich diese konstruktiv überlagern, nicht vom Abstand der Antennenelemente zueinander abhängt. Vielmehr hängt dieser Winkel von dem auf die Wellenlänge normierten Abstand der Elemente zueinander ab. In der in Anhang B hergeleiteten Beziehung der zurückgestreuten Leistung zu der vom Lesegerät abgestrahlten Leistung zeigt sich dies darin, dass die Faktoren  $k_0$  und  $g_{\text{Ant}}$  immer gemeinsam als Produkt auftreten. Nach ei-

ner Frequenzverdopplung im Transponder müssen die Wellen also von Antennen abgestrahlt werden, deren Abstand nur halb so groß ist wie der der empfangenden Antennen im Transponder. Die Entwicklung retrodirektiver Transponder mit Frequenzverdopplung ist daher ein erstrebenswertes künftiges Forschungsziel.

Für retrodirektive Rectenna-Arrays bieten sich andere als die in dieser Arbeit vorgestellten Möglichkeiten der Implementierung. Für höhere Frequenzen als die hier untersuchten 5,8 GHz können Arrays mit einer deutlich größeren Anzahl an Elementen interessant sein. Auch für UHF-RFID-Transponder können retrodirektive Rectenna-Arrays genutzt werden, um die Reichweite noch weiter zu erhöhen. In Szenarien, in denen die Größe der Transponder nicht stark begrenzt ist, können so RFID-Systeme mit deutlich größerer Reichweite realisiert werden. Die in [70] genutzten Antennen mit großem Öffnungswinkel können den Winkelbereich, aus dem die Transponder angesprochen werden können, weiter vergrößern. Ferner können Transponder untersucht werden, in denen die Anzahl der Hochfrequenz-Frontends nicht der Anzahl der Antennen entspricht. Die asymmetrischen retrodirektiven Arrays können auch zu einer unterschiedlichen Modulation abhängig vom Einfallswinkel der elektromagnetischen Welle genutzt werden, wenn die Modulatoren in den verschiedenen Hochfrequenz-Frontends unterschiedliche Modulationssignale nutzen. Damit ist eine Bestimmung des Rückstreuwinkels an den Transpondern aus der Ferne möglich. Dies könnte z. B. für ein ähnliches Verfahren wie das Instrumentenlandesystem [71] aus der Luftfahrt genutzt werden.

In dieser Arbeit wurden die Transponder für die Entfernungsbestimmung im Frequenzbereich durch unterschiedliche Modulationsfrequenzen unterschieden. Alternativ können diese auch im Zeit- oder Code-Bereich unterschieden werden. So kann die Anzahl der gleichzeitig nutzbaren Transponder vergrößert werden. Die Unterscheidung im Zeitbereich führt dazu, dass die Entfernungsbestimmung nicht mehr simultan erfolgt und eine Lokalisierung somit länger dauern dürfte als bei der Verwendung unterschiedlicher Modulationsfrequenzen für die Transponder. Die Unterscheidung der Transponder im Code-Bereich kann eine Synchronisierung der Transponder erforderlich machen. In [72] wird die Unterscheidung von Transpondern im Zeit- oder Code-Bereich zur zuverlässigeren Detektion der Transponder mit einem FMCW-Radar diskutiert.

Für einen praktischen Betrieb des in Kapitel 3 vorgestellten Lokalisierungssystems muss auch eine Koexistenz mehrerer Lesegeräte ermöglicht werden. Nur

so können mehrere mobile Roboter gleichzeitig die gleichen Transponder für eine Lokalisierung nutzen. Da für die Entfernungsbestimmung in der gewählten Implementierung nur eine Bandbreite von 10 MHz erforderlich ist, könnten mehrere Lesegeräte je ein eigenes Band belegen. Die Untersuchung der Störeinflüsse mehrerer Lesegeräte aufeinander und die Suche nach Lösungsstrategien bieten Raum für zukünftige Forschung.

In [73] wurde ein FMCW-Signal nicht zur Entfernungsbestimmung, sondern für einen Raum-Mehrfachzugriff (SDMA) in RFID-Systemen genutzt. Dies kann verbunden mit einer Entfernungsbestimmung neue RFID-Systeme ermöglichen, die auf anderen Kommunikationsprotokollen als dem in [10] definierten aufbauen.



# Anhang

## A Zusammenhang von Antennengewinn und Öffnungswinkel

Die von einer Antenne mit dem Gewinn  $G_{\text{Tx}}(\theta, \phi)$  in Richtung  $(\theta, \phi)$  abgestrahlte Leistungsdichte  $I_{\text{Ix}}$  beträgt im Abstand  $d$

$$I_{\text{Ix}} = P_{\text{Tx}} G_{\text{Tx}}(\theta, \phi) \frac{1}{4\pi d^2}. \quad (1)$$

Die gesamte Leistung  $P_{\text{Tx}}$ , die von dieser Antenne abgestrahlt wird, kann durch das Oberflächenintegral entlang einer Kugel, deren Mittelpunkt in der Antenne liegt, bestimmt werden. Unter der Annahme, dass keine Verluste auftreten, muss die Leistung, die durch die Kugeloberfläche  $A_{\text{O}}$  tritt, der Sendeleistung entsprechen. Es gilt

$$P_{\text{Tx}} = \int_{A_{\text{O}}} P_{\text{Tx}} G_{\text{Tx}}(\theta, \phi) \frac{1}{4\pi d^2} dA_{\text{O}}. \quad (2)$$

Es folgt

$$4\pi = \int_{\theta=0}^{\pi} \int_{\phi=-\pi}^{\pi} G_{\text{Tx}}(\theta, \phi) \sin(\theta) d\theta d\phi. \quad (3)$$

Der Isotropstrahler mit  $G_{\text{Tx}}(\theta, \phi) = 1$  erfüllt diese Gleichung. Eine Antenne, die in eine Richtung einen größeren Gewinn aufweisen soll, muss, um die Energieerhaltung nicht zu verletzen, in andere Richtungen einen kleineren Gewinn aufweisen. Eine Antenne, die z. B. nur in die obere Halbebene strahlt, kann rechnerisch so einen Gewinn von zwei haben.

Zur Verdeutlichung des Zusammenhangs von Antennengewinn und Öffnungswinkel  $\Theta_{\text{max}}$  betrachten wir eine Antenne, die für  $-\Theta_{\text{max}}/2 \leq \theta \leq \Theta_{\text{max}}/2$  und  $-\pi \leq \phi \leq \pi$  gleichmäßig mit  $G_{\text{max}}$  abstrahlt. Auch wenn eine solche Antenne nicht realisierbar sein dürfte, so dient sie hier der Verdeutlichung. Für den Gewinn

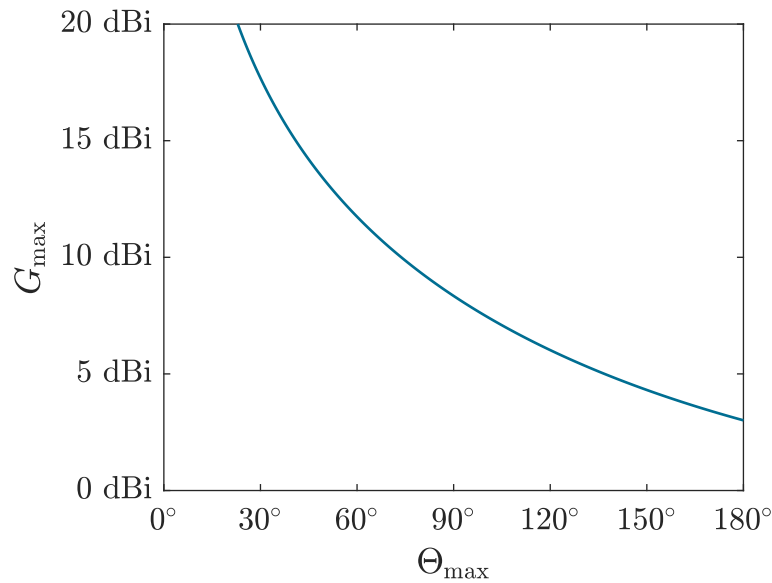


Abbildung A.1: Gewinn in Abhängigkeit des Öffnungswinkels für eine idealisierte Antenne mit kegelförmiger Abstrahlcharakteristik.

dieser Antenne folgt aus (3)

$$G_{\max} = \frac{2}{1 - \cos\left(\frac{\Theta_{\max}}{2}\right)}. \quad (4)$$

Abbildung A.1 zeigt den Zusammenhang zwischen Antennengewinn und Öffnungswinkel für diese Antenne mit idealisierter Abstrahlcharakteristik. Zum Vergleich: die in dieser Arbeit für den  $2 \times 2$  Transponder verwendete Antenne hat einen Gewinn von 4,95 dBi und einen Öffnungswinkel von  $90,4^\circ$ .

## B Herleitung von $F_{\text{Rx}}$

Wie in Abbildung 4.3 dargestellt, fällt eine homogene, harmonische, ebene Welle mit der Ausbreitungsrichtung  $\mathbf{e}_{\text{in}}$  und der Leistungsdichte  $I_{\text{Tx}}$  auf eine plane Gruppenantenne, die sich in der  $xy$ -Ebene befindet. Für den Einheitsvektor, der

in Ausbreitungsrichtung dieser einfallenden Welle zeigt, gilt

$$\mathbf{e}_{\text{in}} = \begin{pmatrix} -\sin(\theta_{\text{in}})\cos(\phi_{\text{in}}) \\ -\sin(\theta_{\text{in}})\sin(\phi_{\text{in}}) \\ -\cos(\theta_{\text{in}}) \end{pmatrix}. \quad (5)$$

Die leitungsgebundene Welle  $a_l$  verlässt das  $l$ -te Element dieser Gruppenantenne. Für diese Welle gilt

$$a_l = \sqrt{I_{\text{Ix}} \cdot A_{\text{Ix}}} \cdot e^{j\varphi_{\text{in},l}}. \quad (6)$$

Dabei ist  $A_{\text{Ix}}$  die effektive Antennenfläche eines Antennenelements. Der Faktor  $e^{j\varphi_{\text{in},l}}$  hängt von der Phase des Empfangssignals des  $l$ -ten Antennenelements ab. Es gilt

$$\varphi_{\text{in},l} = k_0 \cdot (\mathbf{p}_l^{\text{T}} \cdot \mathbf{e}_{\text{in}}). \quad (7)$$

Aus den leitungsgebundenen Wellen, die die Antennenelemente verlassen, wird der Vektor  $\mathbf{a}$  gebildet.

Die Antennenelemente der Gruppenantenne sind über ein Netzwerk miteinander verbunden, das durch die Streuparametermatrix  $\mathbf{S}_{\text{Rx}}$  beschrieben wird. Für die leitungsgebundenen Wellen  $\mathbf{b}$ , die auf die Antennenelemente zulaufen, gilt

$$\mathbf{b} = \mathbf{S}_{\text{Rx}} \cdot \mathbf{a}. \quad (8)$$

Ein Empfänger, der sich in einem Abstand  $d$  und der Richtung  $\mathbf{e}_{\text{out}}$  befindet, empfängt so die Leistung

$$P_{\text{Rx}} = |\mathbf{b}^{\text{T}} \cdot e^{-j\varphi_{\text{out}}}|^2 \cdot G_{\text{Bx}} G_{\text{Rx}} \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2. \quad (9)$$

Der Faktor  $e^{-j\varphi_{\text{out},l}}$  beschreibt hier den Einfluss der Phase des Empfangssignals, das vom  $l$ -ten Antennenelement der Gruppenantenne abgestrahlt wird. Für die Phase gilt

$$\varphi_{\text{out},l} = k_0 \cdot (\mathbf{p}_l^{\text{T}} \cdot \mathbf{e}_{\text{out}}), \quad (10)$$

wobei der Einheitsvektor  $\mathbf{e}_{\text{out}}$  durch

$$\mathbf{e}_{\text{out}} = \begin{pmatrix} \sin(\theta_{\text{out}})\cos(\phi_{\text{out}}) \\ \sin(\theta_{\text{out}})\sin(\phi_{\text{out}}) \\ \cos(\theta_{\text{out}}) \end{pmatrix} \quad (11)$$

gegeben ist. Durch Einsätzen von (6) und (8) in (9) folgt

$$P_{\text{Rx}} = \left| (S_{\text{Rx}} \cdot e^{j\varphi_{\text{in}}})^T \cdot e^{-j\varphi_{\text{out}}} \right|^2 \cdot I_{\text{Ix}} A_{\text{Ix}} G_{\text{Bx}} G_{\text{Rx}} \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2. \quad (12)$$

Die einfallende Leistungsdichte an der Gruppenantenne und die effektive Antennenfläche der Antennenelemente werden unter der Annahme, dass sich auch der Sender im Abstand  $d$  von der Gruppenantenne befindet, durch

$$I_{\text{Ix}} A_{\text{Ix}} = P_{\text{Tx}} G_{\text{Tx}} G_{\text{Bx}} \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (13)$$

ersetzt. So folgt aus (12) letztlich

$$P_{\text{Rx}} = \left| (S_{\text{Rx}} \cdot e^{j\varphi_{\text{in}}})^T \cdot e^{-j\varphi_{\text{out}}} \right|^2 \cdot P_{\text{Tx}} G_{\text{Tx}} G_{\text{Bx}}^2 G_{\text{Rx}} \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^4. \quad (14)$$

## C Herleitung von $F_{\text{Tag}}$

Der Vektor der leitungsgebundenen Wellen  $\mathbf{a}$ , die die Antennenelemente der Gruppenantenne verlassen, wird wie in Anhang B bestimmt. Die Antennenelemente der Gruppenantenne sind über ein Netzwerk mit Gleichrichtern verbunden. Das Netzwerk wird durch eine Untermatrix der Streuparametermatrix  $\mathbf{S}_{\text{Tag}}$  beschrieben. Diese Untermatrix beinhaltet nur die Spalten und Zeilen, die eine Verbindung von den Antennenelementen zu den Gleichrichtern beschreiben. Die leitungsgebundenen Wellen  $\mathbf{b}$ , die dieses Netzwerk zu den Gleichrichtern verlassen, sind durch

$$\mathbf{b} = \mathbf{S}_{\text{Tag}} \cdot \mathbf{a} \quad (15)$$

gegeben. Für die Leistung, die zur Gleichrichtung an der Gruppenantenne verfügbar ist, gilt so

$$P_{\text{Tag}} = \|\mathbf{b}\|^2. \quad (16)$$

Mit (6), (13) und (15) folgt

$$P_{\text{Tag}} = \|\mathbf{S}_{\text{Tag}} \cdot e^{j\varphi_{\text{in}}}\|^2 P_{\text{Tx}} G_{\text{Tx}} G_{\text{Bx}} \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2. \quad (17)$$

# Abbildungsverzeichnis

1.1	RFID-System zur simultanen Entfernungsbestimmung zwischen einem Lesegerät und mehreren Transpondern. . . . .	3
2.1	RFID-System aus einem Lesegerät und einem Transponder. . . . .	6
2.2	Hochfrequenz-Frontend eines passiven RFID-Transponders. . . . .	8
2.3	Klassifizierung von Verfahren zur Lokalisierung. . . . .	13
2.4	Funktionsweise eines geometrischen Lokalisierungssystems. . . . .	14
2.5	Sägezahnförmiger Verlauf der Frequenz eines FMCW-Signals. . . . .	15
3.1	FMCW-Radar mit einem Ziel. . . . .	24
3.2	Kanalmodell der Übertragungsstrecke eines FMCW-Radars mit einem Ziel. . . . .	25
3.3	Spektrum eines Schwebungssignals mit zwei Zielen nahe der Entfernungsauflösung. . . . .	27
3.4	FMCW-Radar als Lesegerät mit $N$ Transpondern. . . . .	29
3.5	Kanalmodell des Übertragungskanals mit $N$ Transpondern. . . . .	29
3.6	Sägezahnförmiger Verlauf der Frequenz eines FMCW-Signals mit Modulation an den Transpondern. . . . .	31
3.7	Spektrum des Schwebungssignals mit drei Transpondern und Clutter. . . . .	33
3.8	Spektren der Modulationssignale der Transponder. . . . .	37
3.9	Normiertes Schwebungssignal von drei Transpondern. . . . .	42
3.10	Lesegerät und Transponder im Mehrwegekanal. . . . .	44
4.1	Übersicht über verwendete Formelzeichen für retrodirektive Transponder. . . . .	50
4.2	Funktionsweise eines Van-Atta-Arrays. . . . .	53

4.3	Retrodirektives Array aus zwei Elementen im verwendeten Koordinatensystem. . . . .	54
4.4	Normierte Abstrahlung retrodirektiver Arrays. . . . .	55
4.5	Mögliche Netzwerke zur Verbindung von Antennen und Gleichrichtern für den Leistungsempfang. . . . .	58
4.6	Antennendiagramme von Arrays, die durch Wilkinson-Teiler mit einem Gleichrichter verbunden sind. . . . .	59
4.7	Schaltbild eines retrodirektiven Rectenna-Arrays. . . . .	60
4.8	Verschiedene retrodirektive Netzwerke mit je zwei Antennen und zwei Hochfrequenz-Frontends. . . . .	63
4.9	Retrodirektives Rectenna-Array mit zwei Antennen und zwei Hochfrequenz-Frontends. . . . .	64
4.10	Normierte Leistung an den Gleichrichtern in Abhängigkeit des Einfallswinkels. . . . .	64
4.11	Vergleich verschiedener Techniken zum Leistungsempfang im Transponder. . . . .	65
4.12	Schaltbild eines Transponders mit asymmetrischem $2 \times 2$ Array. . . .	65
4.13	Kanalmodell des Backscatter-Kanals in Mehrwegeumgebung. . . . .	67
5.1	Realisierter symmetrischer $2 \times 1$ Transponder. . . . .	72
5.2	Realisierte Transponder für den Vergleich mit dem symmetrischen $2 \times 1$ Transponder. . . . .	73
5.3	Realisierter asymmetrischer $2 \times 2$ Transponder. . . . .	74
5.4	Übersicht über die mit dem <i>USRP X310</i> implementierte Entfernungsbestimmung. . . . .	76
5.5	Aufbau zur Untersuchung des Einflusses retrodirektiver Transponder auf die Kommunikationsreichweite. . . . .	77
5.6	Aufbau zur Untersuchung des Einflusses von Transpondern mit Rectenna-Array auf die Energiereichweite. . . . .	78
5.7	Aufbau zur Untersuchung der Entfernungsbestimmung in einer Hochfrequenz-Messkammer. . . . .	79
5.8	Modellierung eines Lesegeräts über einem reflektierenden Boden durch Spiegelung der Antenne am Boden. . . . .	81

---

6.1	Untersuchungsergebnisse für den symmetrischen $2 \times 1$ Transponder und die Kommunikationsreichweite. . . . .	84
6.2	Untersuchungsergebnisse für den asymmetrischen $2 \times 2$ Transponder und die Kommunikationsreichweite. . . . .	87
6.3	Untersuchungsergebnisse für den asymmetrischen $2 \times 2$ Transponder und die Kommunikationsreichweite mit einem aktiven Hochfrequenz-Frontend. . . . .	87
6.4	Untersuchungsergebnisse für den asymmetrischen $2 \times 2$ Transponder und die Energiereichweite je Hochfrequenz-Frontend. . . . .	88
6.5	Untersuchungsergebnisse für den asymmetrischen $2 \times 2$ Transponder und die Energiereichweite. . . . .	88
6.6	Gemessene Entfernung zwischen dem Lesegerät und einem Transponder in einer Hochfrequenz-Messkammer. . . . .	90
6.7	Messabweichung für einen Transponder in einer Hochfrequenz-Messkammer. . . . .	90
6.8	Verteilung der Messabweichung für die Entfernungsbestimmung in einer Hochfrequenz-Messkammer mit einem Transponder. . . . .	91
6.9	Gemessene Entfernung zwischen dem Lesegerät und drei Transpondern in einer Hochfrequenz-Messkammer. . . . .	92
6.10	Verteilung der absoluten Messabweichung für die Entfernungsbestimmung in der Hochfrequenz-Messkammer mit drei Transpondern. . . . .	93
6.11	Normierter Verlauf der Empfangsleistung am Lesegerät für die von den drei Transpondern zurückgestreuten Komponenten. . . . .	94
6.12	Gemessene Entfernung zwischen dem Lesegerät und einem Transponder in einem Besprechungsraum. . . . .	95
6.13	Verteilung der Messabweichung für die Entfernungsbestimmung in einem Besprechungsraum mit einem Transponder. . . . .	95
6.14	Simulierte abs. Messabweichung für $\Gamma_{\text{Boden}} = 0,5$ . . . . .	97
6.15	Simulierte abs. Messabweichung für $\Gamma_{\text{Boden}} = 0,1$ . . . . .	99
A.1	Gewinn in Abhängigkeit des Öffnungswinkels für eine idealisierte Antenne mit kegelförmiger Abstrahlcharakteristik. . . . .	108





# Tabellenverzeichnis

3.1	Vergleich der Funkzulassungen für RFID und Verkehrstelematik. . .	35
3.2	Gewählte Parameter für das Verfahren zur simultanen Entfernungsbestimmung. . . . .	38
6.1	Simulierte Messabweichung für $\Gamma_{\text{Boden}} = 0,5$ . . . . .	97
6.2	Simulierte Messabweichung für $\Gamma_{\text{Boden}} = 0,1$ . . . . .	99
7.1	Vergleich dieser Arbeit mit dem Stand der Forschung. . . . .	102



# Literaturverzeichnis

- [1] F. Rubio, F. Valero und C. Llopis-Albert, “A review of mobile robots: Concepts, methods, theoretical framework, and applications”, *International Journal of Advanced Robotic Systems*, 2019.
- [2] G. Fettweis et al., “Joint Communications & Sensing”, *Common Radio-Communications and sensor technology VDE ITG*, 2021.
- [3] G. Lindmark, J. Nygren und S. Dwivedi, “RANSAC Methods for Robust Positioning with 5G Networks in Industrial IoT Scenarios”, in *2023 13th International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN)*, 2023.
- [4] F. Rasp, E. Eberlein, B. Perner, E. Roth-Mandutz und S. Hipp, “Enhanced 5G Sidelink Ranging Based on Carrier Aggregation”, in *2023 13th International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN)*, 2023.
- [5] M. Kabiri, C. Cimorelli, H. Bavle, J. L. Sanchez-Lopez und H. Voos, “Pose Graph Optimization for a MAV Indoor Localization Fusing 5G NR TOA with an IMU”, in *2023 13th International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN)*, 2023.
- [6] K. Finkenzerler, *RFID-Handbuch: Grundlagen und praktische Anwendungen von Transpondern, kontaktlosen Chipkarten und NFC*. München: Hanser, 2015.
- [7] ISO/IEC, *ISO/IEC 18000-4:2018-08: Information technology - Radio frequency identification for item management - Part 4: Parameters for air interface communications at 2,45 GHz*, 2018.

- [8] DECATHLON Deutschland, *Roboter für automatisierte Inventur im Einsatz: Nutzung der RFID Technologie bei DECATHLON Deutschland*, 2022.
- [9] Bundesministerium für Wirtschaft und Technologie, *Intelligente Logistiknetze mit RFID: Praxisnahe Informationen für Hersteller, Anwender und Dienstleister*, 2008.
- [10] GS1, *EPC Compliant Class-1 Generation-2 UHF RFID Devices Conformance Requirements*, 2015.
- [11] Europäische Kommission, *2006/771/EG: Entscheidung der Kommission vom 9. November 2006 zur Harmonisierung der Frequenznutzung durch Geräte mit geringer Reichweite*, 2006.
- [12] NXP, *ACCELERATE THE IoT WITH UCODE® 9*, 2022.
- [13] F. K. Byondi und Y. Chung, “Longest-Range UHF RFID Sensor Tag Antenna for IoT Applied for Metal and Non-Metal Objects”, *MDPI Sensors*, 2019.
- [14] IEEE, *IEEE Standard for Low-Rate Wireless Networks—Amendment 1: Enhanced Ultra Wideband (UWB) Physical Layers (PHYs) and Associated Ranging Techniques*, 2020.
- [15] US Department of Defense, *GLOBAL POSITIONING SYSTEM STANDARD POSITIONING SERVICE PERFORMANCE STANDARD*, 2020.
- [16] N. Tadayon, M. T. Rahman, S. Han, S. Valaee und W. Yu, “Decimeter Ranging With Channel State Information”, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2019.
- [17] O. Hashem, M. Youssef und K. A. Harras, “WiNar: RTT-based Sub-meter Indoor Localization using Commercial Devices”, in *2020 IEEE International Conference on Pervasive Computing and Communications (PerCom)*, 2020.
- [18] M. Rea, A. Fakhreddine, D. Giustiniano und V. Lenders, “Filtering Noisy 802.11 Time-of-Flight Ranging Measurements From Commoditized WiFi Radios”, *IEEE/ACM Transactions on Networking*, 2017.
- [19] M. Kotaru, K. Joshi, D. Bharadia und S. Katti, “SpotFi: Decimeter Level Localization Using WiFi”, in *Proceedings of the 2015 ACM Conference on Special Interest Group on Data Communication*, 2015.

- [20] M. Cominelli, P. Patras und F. Gringoli, “Dead on Arrival: An Empirical Study of The Bluetooth 5.1 Positioning System”, in *Proceedings of the 13th International Workshop on Wireless Network Testbeds, Experimental Evaluation & Characterization*, 2019.
- [21] H. Liu, H. Darabi, P. Banerjee und J. Liu, “Survey of Wireless Indoor Positioning Techniques and Systems”, *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, Part C (Applications and Reviews)*, 2007.
- [22] S. Hinderer, P. Schlachter, Z. Yu, X. Wu und B. Yang, “Indoor Positioning Based on Active Radar Sensing and Passive Reflectors: Reflector Placement Optimization”, in *2023 13th International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN)*, 2023.
- [23] A. Al-haj Abbas, M. El-Absi, A. Abualhijaa, K. Solbach und T. Kaiser, “Dielectric Resonator-Based Passive Chipless Tag With Angle-of-Arrival Sensing”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2019.
- [24] V. Bianchi, P. Ciampolini und I. de Munari, “RSSI-Based Indoor Localization and Identification for ZigBee Wireless Sensor Networks in Smart Homes”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2019.
- [25] Q. Song, S. Guo, X. Liu und Y. Yang, “CSI Amplitude Fingerprinting-Based NB-IoT Indoor Localization”, *IEEE Internet of Things Journal*, 2018.
- [26] infsoft GmbH, *Indoor Positionsbestimmung & Services*, 2021.
- [27] J. Hightower, G. Borriello und R. Want, “SpotON: An Indoor 3D Location Sensing Technology Based on RF Signal Strength”, in *UW CSE Technical Report*, 2000.
- [28] A. Gunatilake, M. Galea, K. Thiyagarajan, S. Kodagoda, L. Piyathilaka und P. Darji, “Using UHF-RFID Signals for Robot Localization Inside Pipelines”, in *2021 IEEE 16th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, 2021.
- [29] A. Montaser und O. Moselhi, “RFID indoor location identification for construction projects”, *Automation in Construction*, 2014.

- [30] F. Galler, S. Hinteregger, T. Faseth, N. Leder, K. Witrisal, G. Magerl und H. Arthaber, “Performance evaluation and verification of spread-spectrum based UHF RFID ranging”, in *2017 IEEE International Conference on RFID (RFID)*, 2017.
- [31] X. Li, Y. Zhang und M. G. Amin, “Multifrequency-based range estimation of RFID Tags”, in *2009 IEEE International Conference on RFID*, 2009.
- [32] E. Soltanaghaei, A. Prabhakara, A. Balanuta, M. Anderson, J. M. Rabaey, S. Kumar und A. Rowe, “Millimetro: mmWave Retro-Reflective Tags for Accurate, Long Range Localization”, in *Proceedings of the 27th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking*, 2021.
- [33] S. Azzouzi, M. Cremer, U. Dettmar, T. Knie und R. Kronberger, “Improved AoA based localization of UHF RFID tags using spatial diversity”, in *2011 IEEE International Conference on RFID-Technologies and Applications*, 2011.
- [34] S. Azzouzi, M. Cremer, U. Dettmar, R. Kronberger und T. Knie, “New measurement results for the localization of UHF RFID transponders using an Angle of Arrival (AoA) approach”, in *2011 IEEE International Conference on RFID*, 2011.
- [35] L. M. Ni, Y. Liu, Y. C. Lau und A. P. Patil, “LANDMARC: indoor location sensing using active RFID”, in *Proceedings of the First IEEE International Conference on Pervasive Computing and Communications, 2003. (PerCom 2003)*, 2003.
- [36] J. Wang und D. Katabi, “Dude, where’s my card?”, *ACM SIGCOMM Computer Communication Review*, 2013.
- [37] M. Granhed, P. Fuks, G. Larsson und A. Rehn, “ENCAPSULATED ANTENNA IN PASSIVE TRANSPONDERS”, US 6,456,228 B1, 2002.
- [38] Bundesministerium für Verkehr und digitale Infrastruktur, *Verwaltungsvorschrift der Wasser- und Schifffahrtsverwaltung des Bundes: VV-WSV 11 02*, 2014.
- [39] S. Böller, T. Greuter und A. Grabmaier, “FMCW Based Positioning Using Multiple SHF RFID Transponders”, in *2023 IEEE 13th International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN)*, 2023.

- [40] Bernhard Huder, *Einführung in die Radartechnik*. Leipzig: Teubner, 1999.
- [41] Raymond Berkowitz, *Modern Radar*. New York: John Wiley & Sons, Inc., 1965.
- [42] Bundesnetzagentur, *Allgemeinzuteilung von Frequenzen in den Frequenzteilbereichen gemäß Frequenzbereichszuweisungsplanverordnung (FreqBZPV), Teil B: Nutzungsbestimmungen (NB) D138 und D150 für die Nutzung durch die Allgemeinheit für ISM-Anwendungen: Vfg 76 / 2003*, 2003.
- [43] ISO/IEC, *ISO/IEC 18000-63:2021-11: Informationstechnik - Identifizierung von Waren mittels Hochfrequenz (RFID) für das Management des Warenflusses - Teil 63: Parameter für die Kommunikation auf Frequenzen von 860-960 MHz Typ C*, 2021.
- [44] A. Saleh und R. Valenzuela, "A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation", *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 1987.
- [45] J. Díez-González, "Analysis of Time Local Positioning Systems for High-Demanded Accuracy Applications: Position Disambiguation, Optimized Node Deployments and Failure Conditions Enhancements", Dissertation, 2020.
- [46] Steffen Scherr, "FMCW-Radarsignalverarbeitung zur Entfernungsmessung mit hoher Genauigkeit", Dissertation, 2016.
- [47] Steven Kay, *Statistical Signal Processing: Estimation Theory*. New Jersey: Prentice-Hall, Inc., 1993.
- [48] D. Rife und R. Boorstyn, "Single tone parameter estimation from discrete-time observations", *IEEE Transactions on Information Theory*, 1974.
- [49] P. Chen, D. Li, Z. Yu, Q. Jin und K. Yang, "A 0.84pJ/cycle Wheatstone Bridge Based CMOS RC Oscillator with Reconfigurable Frequencies", in *2019 IEEE Custom Integrated Circuits Conference (CICC)*, 2019.
- [50] J. D. Griffin und G. D. Durgin, "Complete Link Budgets for Backscatter-Radio and RFID Systems", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 2009.
- [51] R. C. Hansen, *Phased Array Antennas*. New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2009.

- [52] S. Böller, T. Greuter, A. Hennig und A. Grabmaier, “Retrodirective Rectenna Arrays for passive SHF-RFID Transponders”, in *2022 17th Conference on Ph.D Research in Microelectronics and Electronics (PRIME)*, 2022.
- [53] S. Böller, T. Greuter und A. Grabmaier, “Design of a Passive Retrodirective SHF-RFID Transponder for Communication and Localization”, in *2023 Photonics & Electromagnetics Research Symposium (PIERS)*, 2023.
- [54] F. Amato, C. W. Peterson, B. P. Degnan und G. D. Durgin, “Tunneling RFID Tags for Long-Range and Low-Power Microwave Applications”, *IEEE Journal of Radio Frequency Identification*, 2018.
- [55] L. C. van Atta, “Electromagnetic Reflector”, US 2,908,002, 1959.
- [56] E. Sharp und M. Diab, “Van Atta reflector array”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1960.
- [57] S. Haddadian, J. C. Scheytt, G. vom Bögel und T. Greuter, “A Sub-Threshold Microwave RFID Tag Chip, Compatible With RFID MIMO Reader Technology”, *IEEE Journal of Radio Frequency Identification*, 2023.
- [58] J. Liu, M. Huang, Y. Lu und R. P. Martins, “RF Rectifiers With Wide Incident Angle of Incoming Waves Based on Rat-Race Couplers”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2022.
- [59] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*. New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [60] J. D. Griffin und G. D. Durgin, “Gains For RF Tags Using Multiple Antennas”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2008.
- [61] M. Alhassoun und G. D. Durgin, “A Theoretical Channel Model for Spatial Fading in Retrodirective Backscatter Channels”, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2019.
- [62] K. Schaubach, N. Davis und T. Rappaport, “A ray tracing method for predicting path loss and delay spread in microcellular environments”, in *[1992 Proceedings] Vehicular Technology Society 42nd VTS Conference - Frontiers of Technology*, 1992.



- 
- [63] C. Marshall, E. Allebes, A. Sheikh, M. Song, M. El Soussi und N. Winkel, “A UWB Pulse with Precursor for ToA Measurement”, in *2023 13th International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN)*, 2023.
- [64] A. Povalac und J. Sebesta, “Phase difference of arrival distance estimation for RFID tags in frequency domain”, in *2011 IEEE International Conference on RFID-Technologies and Applications*, 2011.
- [65] Y. Ma, K. Pahlavan und Y. Geng, “Comparative Behavioral Modeling of POA and TOA Ranging for Location-Awareness Using RFID”, *International Journal of Wireless Information Networks*, 2016.
- [66] M. El-Absi, A. Al-haj Abbas, A. Abuelhaija, K. Solbach und T. Kaiser, “Chipless RFID Infrastructure Based Self-Localization: Testbed Evaluation”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2020.
- [67] M. El-Absi, F. Zheng, A. Abuelhaija, A. Al-haj Abbas, K. Solbach und T. Kaiser, “Indoor Large-Scale MIMO-Based RSSI Localization with Low-Complexity RFID Infrastructure”, *Sensors (Basel, Switzerland)*, 2020.
- [68] S. Hansen, S. Nowok, A. Shoykhetbrod, S. Wickmann, J. Wessel und N. Pohl, “Distributed Sensor Network for 3D Tag Localization Using Harmonic Radar at 61/122 GHz ISM Band”, in *2023 20th European Radar Conference (EuRAD)*, 2023.
- [69] M. Alhassoun und G. D. Durgin, “Spatial Fading in Retrodirective Channels: An Experimental Study”, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2021.
- [70] S. X. Ta und I. Park, “Crossed Dipole Loaded With Magneto-Electric Dipole for Wideband and Wide-Beam Circularly Polarized Radiation”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2015.
- [71] O. N. Skrypnik, *Radio Navigation Systems for Airports and Airways*. Singapore: Springer Singapore, 2019.
- [72] A. Lazaro, M. Lazaro, R. Villarino und D. Girbau, “Smart Spread Spectrum Modulated Tags for Detection of Vulnerable Road Users with Automotive Radar”, *Sensors*, 2023.

- [73] K. M. Bae, N. Ahn, Y. Chae, P. Pathak, S.-M. Sohn und S. M. Kim, “OmniScatter: Extreme Sensitivity mmWave Backscattering Using Commodity FMCW Radar”, in *Proceedings of the 20th Annual International Conference on Mobile Systems, Applications and Services*, 2022.

# Veröffentlichungen

- S. Böller, T. Greuter, A. Hennig und A. Grabmaier, “Retrodirective Rectenna Arrays for passive SHF-RFID Transponders”, in *2022 17th Conference on Ph.D Research in Microelectronics and Electronics (PRIME)*, 2022.
- S. Böller, T. Greuter und A. Grabmaier, “Design of a Passive Retrodirective SHF-RFID Transponder for Communication and Localization”, in *2023 Photonics & Electromagnetics Research Symposium (PIERS)*, 2023.
- S. Böller, T. Greuter und A. Grabmaier, “FMCW Based Positioning Using Multiple SHF RFID Transponders”, in *2023 IEEE 13th International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN)*, 2023.
- S. Böller, A. Grabmaier und T. Greuter, “Radar-Transponder zum Aussenden eines modulierten Reflexionssignals und Radarsystem mit einem solchen Radartransponder”, DE 2023P66490, 2024.