

Mikrometer-präzise Entfernungsbestimmung mit mehrkanaligen FMCW-Radaren basierend auf kommerziellen Sendeempfängern

Vom Promotionsausschuss der
Technischen Universität Hamburg
zur Erlangung des akademischen Grades
Doktor-Ingenieur (Dr.-Ing.)
genehmigte Dissertation (Monografie)

von

MARVIN WENZEL

aus

SALZGITTER

2026

1. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. habil. Alexander Kölpin
2. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. habil. Holger Maune
Prüfungsvorsitzender: Prof. Dr.-Ing. Bernd-Christian Renner

Tag der mündlichen Prüfung: 05. Februar 2026

DOI: <https://doi.org/10.15480/882.17248>

Dieses Werk ist lizenziert unter einer „Namensnennung 4.0 International“-Lizenz.
(Creative Commons)



Zusammenfassung

Die vorliegende Dissertation beschäftigt sich mit der Fragestellung, ob FMCW-Radarsysteme basierend auf kommerziell erhältlichen Sendeempfängern in der Lage sind, hochpräzise Positionsschätzungen im zwei-dimensionalen Raum zu unterstützen. Hochpräzise meint hierbei Entfernungsschätzgenauigkeiten im unteren Mikrometerbereich bei gleichzeitiger Winkelschätzgenauigkeit von besser als einem Grad.

Die Arbeit beleuchtet hierfür zunächst die technischen und mathematischen Hintergründe und zeigt mithilfe zahlreicher Simulationen auf, welche Hardware-, Umwelt- und Zieleffekte Limitationen für die erreichbaren Genauigkeiten darstellen. Dafür werden zum einen der Einfluss unterschiedlicher Amplituden- und Phasengänge der verschiedenen Sende- und Empfangszweige eines mehrkanaligen Radarsystems beleuchtet. Zum anderen werden äußere, zum Teil nicht beeinflussbare Gegebenheiten wie beispielsweise die Zielgeometrie oder die Ausbreitungsgeschwindigkeit von EM-Wellen betrachtet.

Ein Demonstratorsystem basierend auf dem *IWR6843*-Chip von *Texas Instruments* wird entworfen und dafür genutzt, die theoretischen Untersuchungen durch praktische Ergebnisse zu validieren. Zwei verschiedene Antennenkonfigurationen, eine SISO- und eine MIMO-Konfiguration, werden zu diesem Zweck an einer Linearachse und mit verschiedenen Zielszenarien erprobt. Die beiden Systeme erreichen in einem Ein-Ziel-Szenario jeweils eine Entfernungsschätzgenauigkeit von besser $50\ \mu\text{m}$ für Zieldistanzen bis $1,5\ \text{m}$. Die MIMO-Konfiguration ist gleichzeitig in der Lage, den Zielwinkel mit einer Genauigkeit von $0,5^\circ$ zu bestimmen. In einem Mehr-Ziel-Szenario zeigen sich schließlich die Grenzen des Demonstrators auf: Die genannten Genauigkeiten können weiterhin erreicht werden, stehen die Ziele mindestens $15\ \text{cm}$ radial voneinander entfernt. Verkleinert sich dieser Abstand, können die Ziele in der verwendeten Algorithmik nicht mehr sauber voneinander getrennt werden und die Entfernungsschätzgenauigkeit verschlechtert sich auf einige Millimeter.

Inhaltsverzeichnis

Notationen, Symbole und Abkürzungen	vii
1 Motivation	1
2 Stand der Technik - Hochpräzise Radarsysteme	5
3 Grundlagen FMCW-Radar	9
3.1 Modellierung der Signallaufzeit	9
3.2 Modellierung des Basisbandsignals	11
3.2.1 Linear frequenzmoduliertes Radarsystem	14
3.2.2 Vereinfachungen des Basisbandmodells	17
3.3 Schätzung der Zielparameter	19
3.3.1 Winkelschätzung	20
3.3.2 Laufzeitschätzung	22
3.3.3 Entfernungsbestimmung	26
3.3.4 Gemeinsame Schätzung von Entfernung und Winkel	27
3.3.5 Finale Algorithmik für die Schätzung von Zielwinkel und -entfernung	28
3.4 Cramér-Rao-Schranke	30
3.4.1 Radiale Entfernung	31
3.4.2 Winkelschätzung	32
3.5 Untersuchung von Hardware-, Ziel-, und Umgebungseinflüssen	32
3.5.1 HF-Übertragungspfad	33
3.5.2 Basisband-Übertragungspfad	41
3.5.3 Nahfeld-Effekte	43
3.5.4 Brechungsindex der Luft	47
3.5.5 Auswirkungen von Störzielen	49

4 Implementierung	52
4.1 Auswahl des Sendeempfängers	52
4.2 Überprüfung der theoretischen Systemperformanz	53
4.2.1 Auswertung der Cramér-Rao-Schranken	53
4.2.2 Fehlerfortpflanzung	55
4.3 Wahl der Einzelantennen und Antennenkonfiguration	57
4.4 Übergang Mikrostreifenleitung auf Rechteckhohlleiter	59
4.5 Gesamtsystem	60
5 Charakterisierung und Kalibrierung	62
5.1 Kalibrierung des Systems	62
5.2 Einflüsse von Radarparametern	68
5.2.1 Variation der Rampensteilheit	68
5.2.2 Variation der Sendeleistung	72
5.3 Temperaturverhalten	75
6 Validierung	78
6.1 SISO-System an der Linearachse	79
6.2 MIMO-System an der Linearachse: Ein Ziel	81
6.3 MIMO-System an der Linearachse: Zwei Ziele	83
6.4 SISO-System mit Proband	87
7 Diskussion	91
7.1 Hochauflösende Positionsbestimmung	91
7.2 Kontaktlose Messung der Herzrate	94
8 Zusammenfassung und Ausblick	96
A Verwendete Gerätschaften	99
Literaturverzeichnis	100

Notationen, Symbole und Abkürzungen

Mathematische Notationen

x	reellwertige skalare Größe
\underline{x}	komplexwertige skalare Größe
$ x $	Betrag einer skalaren Größe
\vec{x}	geometrischer Vektor
$\ \vec{x}\ $	Euklidische Norm eines Vektors
\mathbf{x}	Signalvektor
\mathbf{X}	Matrix
$\mathbf{x}^T, \mathbf{X}^T$	Transponierte eines Vektors / einer Matrix
$\mathbf{x}^H, \mathbf{X}^H$	Adjungierte eines Vektors / einer Matrix
$x(t)$	zeit-kontinuierliche Funktion
$x[k]$	zeit-diskrete Funktion
$E\{x\}$	Erwartungswert einer Größe
$\arg\{\underline{x}\}$	Argument einer komplexwertigen Größe
$\max\{x(t)\}, \max\{x[k]\}$	Maximalwert einer Funktion
$a \bmod b$	Modulo-Operator (Rest der Division a/b)
$\lfloor x \rfloor$	Abrunden
$\lceil x \rceil$	Aufrunden
$\text{round}(x)$	Runden
\hat{x}	Schätzung einer Größe

$\text{VAR}\{x\}$	Varianz einer Größe
$\text{MSE}\{x\}$	mittlerer quadratischer Fehler einer Größe (Mean-Squared-Error)
$\text{RMSE}\{x\}$	Wurzel der mittleren Fehlerquadratsumme einer Größe (Root-Mean-Square-Error)
$\text{CRLB}\{x\}$	Cramér-Rao-Schranke einer Größe
$\mathbf{x} \otimes \mathbf{y}$	Kronecker Produkt zweier Vektoren
$\mathbf{x} \odot \mathbf{y}$	Hadamard-Produkt zweier Vektoren

Mathematische Symbole

A^E	Amplitude des Empfangssignals
A^{LO}	Amplitude des Lokoszillatorsignals
A^S	Amplitude des Sendesignals
A^{BB}	Amplitude des komplexen Basisbandsignals
$\mathbf{a}^{LP}[\alpha, k]$	Schwenkvektor des linearen Phasenmodells
$\mathbf{a}^{SB}[\alpha]$	Schwenkvektor des schmalbandigen Modells
B	Bandbreite der Frequenzrampe
B^E	Bandbreite der Empfangsketten
β	Ausbreitungskonstante des Hohlleiters
c	Laufindex der Auf-/Abwärtsrampenpaare pro Messpunkt
C	Anzahl Auf-/Abwärtsrampen pro Messpunkt
c_0	Vakuumlichtgeschwindigkeit
c_L	Ausbreitungsgeschwindigkeit der elektromagnetischen Wellen in Luft
ΔR_ϑ	temperaturabhängiger Entfernungsmessfehler
ΔR_F	Entfernungsschätzfehler der Frequenzauswertung

ΔR_p	Entfernungsschätzfehler der Phasenauswertung
ϵ_r	relative Permittivität eines Materials
F	Rauschzahl der Empfängerstufe
f_c	Mittenfrequenz der Frequenzrampe
f_h	Stopfrequenz der Frequenzrampe
f_l	Startfrequenz der Frequenzrampe
f_s	Abtastfrequenz der Analog-Digital-Umsetzer
G^E	Antennengewinn der Sendeantenne(n)
G^S	Antennengewinn der Empfangsantenne(n)
$\underline{H}^{\text{LNA}}(\omega)$	Übertragungsfunktion des rauscharmen Empfangsverstärkers (engl. low-noise amplifier)
$\underline{H}^{\text{PA}}(\omega)$	Übertragungsfunktion des Sendeverstärkers (engl. power amplifier)
i	Laufindex des Messpunktes innerhalb einer Messung
I	Anzahl der Messpunkte pro Messung
K	Anzahl der Abtastwerte pro Frequenzrampe
k_B	Boltzmann-Konstante
L	Verluste in den Empfangsketten
l^{HL}	Länge eines Hohlleiters
λ	Wellenlänge in Luft
M	Anzahl der Sendeantennen
$\underline{n}[k]$	komplexwertiges zeit-diskretes additives weißes Gaußsches Rauschen
N	Anzahl der Empfangsantennen
n_L	Brechungsindex der Umgebungsluft
N_L	ppm-Anteil des Brechungsindex der Umgebungsluft
\vec{n}	Normalvektor des Radarsystem

p	Laufindex für die Anzahl der Ziele
P	Anzahl der Ziele
P_E	Empfangsleistung
p_{Luft}	Luftdruck der Umgebungsluft
P_N	Rauschleistung
P_S	Sendeleistung
\vec{p}_n^E	Position der n -ten Empfangsantenne
\vec{p}_R	Position des Radarmittelpunktes
\vec{p}_m^S	Position der m -ten Sendeantenne
\vec{p}_p^Z	Position des p -ten Ziels
$\Phi(t)$	Phase des Rampensignals
$\Phi^E(t)$	Phase des Empfangssignals
$\Phi^{\text{BB}}(t)$	Phase des komplexwertigen Basisbandsignals
$\Phi^S(t)$	Phase des Sendesignals
ϕ^Z	Phasendrehung bei der Reflexion am Ziel
φ_{Luft}	relative Luftfeuchtigkeit der Umgebungsluft
$\underline{\Psi}(\theta, \phi)$	Winkelabhängige Abstrahlcharakteristik einer Antenne
q	Exponent in der exponentiellen parabolischen Interpolation
R	radiale Entfernung zwischen Radarursprung und Zielmittelpunkt
\hat{R}	geschätzte radiale Entfernung zwischen Radarursprung und Zielmittelpunkt
$\ \vec{R}_{n,p}^{E,Z}\ $	Entfernung zwischen der n -ten Empfangsantenne und dem p -ten Ziel
$\ \vec{R}_{p,m}^{Z,S}\ $	Entfernung zwischen der m -ten Sendeantenne und dem p -ten Ziel

$s^E(t)$	Empfangssignal
$\underline{s}^{BB}(t)$	komplexes Basisbandsignal
$\underline{s}^{BB}[k]$	komplexes Basisbandsignal (zeitdiskretisiert)
$s^{BB,I}(t)$	Inphase-Komponente des Basisbandsignals
$s^{BB,I}[k]$	Inphase-Komponente des Basisbandsignals (zeitdiskretisiert)
$s^{BB,Q}(t)$	Quadratur-Komponente des Basisbandsignals
$s^{BB,Q}[k]$	Quadratur-Komponente des Basisbandsignals (zeitdiskretisiert)
$s^{LO}(t)$	Lokalszillatorsignal
$s^S(t)$	Sendesignal
σ_{RCS}	Radarquerschnitt des Ziels
T_c	Rampendauer
T_{cyc}	Zyklusdauer des MIMO-Radarsystems
T_r	Rampenwiederholdauer
T_{sys}	Systemtemperatur
τ	Laufzeit des Signals
θ	Azimutwinkel
$\hat{\theta}$	geschätzter Azimutwinkel
$\bar{\vartheta}_{Chip}$	mittlere Temperatur des Radarchips
ϑ_{Luft}	Temperatur der Umgebungsluft
$\dot{\omega}$	Rampensteilheit
$\omega(t)$	instantane Rampenfrequenz
ω_c	Mittenkreisfrequenz der Frequenzrampe
ω_g	Grenzkreisfrequenz des Hohlleiters
ω_h	Stopkreisfrequenz der Frequenzrampe
ω_l	Startkreisfrequenz der Frequenzrampe

x_n^E	x -Komponente der Position der n -ten Empfangsantenne
x_m^S	x -Komponente der Position der m -ten Sendeantenne

Abkürzungen

ADC	Analog-Digital-Umsetzer (analog-digital-converter)
AWGN	additives weißes Gaußsches Rauschen
BB	Basisband
BPM	Schläge pro Minute (beats per minute)
BrPM	Atemzüge pro Minute (breaths per minute)
CFAR	Konstante Falschalarmrate (constant false alarm rate)
CRLB	Cramér-Rao-Schranke (Cramér-Rao Lower Bound)
CW	unmoduliertes Dauerstrich-Signal (continuous wave)
CZT	Chirp z -Transformation
DFT	diskrete Fouriertransformation
EKG	Elektrokardiogramm
EPI	exponentielle parabolische Interpolation
ESPRIT	Estimation of Signal Parameters using Rotational Invariant Techniques
FMCW	frequenzmoduliertes Dauerstrich-Signal (frequency modulated continuous wave)
IC	integrierter Schaltkreis (integrated circuit)
LVDS	Low-Voltage-Differential-Signaling
MIMO	multiple input multiple output
MSE	mittlerer quadratischer Fehler (Mean Squared Error)
MUSIC	Multiple Signal Classification
MVDR	Minimum Variance Distortionless Response

OCXO	Quarzofen (Oven Controlled Crystal Oscillator)
PPM	Teile pro Million (parts per million)
RCS	Radarquerschnitt (radar cross section)
RMSE	Wurzel der mittleren Fehlerquadratsumme (Root Mean Square Error)
SIL	self-injection locking
SIR	Signal-zu-Interferenz-Verhältnis
SISO	single input single output
SIW	Substrat-integrierter Wellenleiter (Substrate-integrated Waveguide)
SLA	Stereolithografie
SNR	Signal-Rausch-Verhältnis (signal-to-noise-ratio)
UDP	User Datagram Protocol
ULA	Gruppenantenne mit einheitlichem Abstand (Uniform Linear Array)

Motivation 1

Ursprünglich im militärischen Kontext entwickelt, sind Radarsysteme aus dem heutigen Alltag nicht mehr wegzudenken. Die stetige Weiterentwicklung der Halbleitertechnik hat dazu geführt, dass entsprechende Systeme mit immer mehr Funktionalität, bei höheren Frequenzen und gleichzeitig zu günstigeren Preisen auf einem einzigen integrierten Schaltkreis (engl. integrated circuit (IC)) gefertigt werden können. So sind Bauteile, die einen kompletten mehrkanaligen Radar-Sendeempfänger sowie dazugehörige Signalprozessoren implementieren, bereits für wenige Euros erhältlich. Diese Entwicklung führt zu einer stetigen Erweiterung der Anwendungsfelder von Radarsystemen: In modernen Personenkraftwagen sind in der heutigen Zeit bis zu 16 Radarsysteme eingebaut, die den Fahrer unterstützen, das Einparken erleichtern, einen bevorstehenden Unfall erkennen und das autonome Fahren überhaupt ermöglichen [1, 2]. Die Fähigkeit von Radaren, drei-dimensional Bewegungen zu verfolgen, erlaubt es, sie zum Beispiel zur kontaktlosen Steuerung von Maschinen mittels Gestenerkennung einzusetzen [3]. Weiterhin besitzen moderne Systeme hohe Bandbreiten und damit verbunden hohe Entfernungsauflösungen, was sie zum Einsatz als Positionsreferenz in Werkzeugmaschinen oder zur genauen Bestimmung von Füllständen in geschlossenen Systemen qualifiziert. Sie bieten dabei im Vergleich zu anderen Messsystemen wie etwa laser- oder kontaktbasierten Entfernungsmesssystemen Vorteile: Sie sind verschleißarm, operieren auch unter anspruchsvollen Umgebungsbedingungen wie Rauch oder Nebel und können Entfernungen mehrerer Objekte gleichzeitig messen.

Ein weiterer Bereich, in denen Radarsysteme seit einigen Jahrzehnten in der Forschung untersucht und stetig verbessert werden, ist die kontaktlose Erfassung der Vitalparameter eines Menschen [4]. Zu den Vitalparametern, die einen wichtigen Aufschluss über den allgemeinen Gesundheitszustand eines Patienten geben und gleichzeitig die Beurteilung eines Krankheitsverlaufs ermöglichen können, zählen dabei unter

anderem die Körpertemperatur, der Blutdruck sowie die Atem- und die Herzrate [5]. Zum gegenwärtigen Forschungsstand können jedoch lediglich die letzten Beiden von Radarsystemen erfasst werden. Die Atemrate wird klassisch über die Ausdehnung des Brustkorbes gemessen. Dazu können beispielsweise Brustgurte mit Dehnungssensoren oder Druck- bzw. Beschleunigungssensoren in der Matratze des Patientenbettes verwendet werden. Die Herzrate wiederum wird im medizinischen Umfeld häufig über die elektrische Anregung des Herzens bestimmt. Hierfür werden dem Patienten Elektroden aufgeklebt und mithilfe eines Elektrokardiogramms (EKG) die Anregung gemessen und daraus die Herzrate bestimmt. Beide Methoden – und auch viele andere etablierte Vitalparameter-Messmethoden – sind somit kabel- und/oder elektrodenbasiert. Sie stellen daher eine Einschränkung in der Bewegungsfreiheit des Patienten dar, können im Schlaf durch unbewusste Bewegungen zu gefährlichen Strangulationen und aufgrund des ständigen Hautkontakts zu Hautreizungen führen. Gerade für chronisch erkrankte Menschen, Patienten in der Palliativmedizin und alle weiteren Personen, die eine regelmäßige oder dauerhafte Überwachung der Vitalparameter benötigen, stellt dies ein Problem dar. Eine kontaktlose und zuverlässige Methode, die Vitalparameter zu erfassen, kann hier für Abhilfe sorgen und gleichzeitig die Pflege- und Versorgungsqualität in medizinischen Einrichtungen durch dauerhaftes Überwachen des Patientenstatus verbessern.

Die Herausforderung der kontaktlosen Vitalparameter-Messung via Radar besteht darin, dass die durch die Atmung und den Herzschlag verursachten Distanzänderungen und Vibrationen auf der Körperoberfläche sehr gering sind. Sie überlagern sich zusätzlich gegenseitig und mit allen anderen Bewegungen des Menschen und können deshalb nur als Mischsignal erfasst werden.

Der Hub des Brustkorbs während der Atmung ist noch gut mit dem bloßen Auge zu erkennen. Je nachdem, ob sich der Mensch in Ruhe befindet oder großem Stress, wie beispielsweise starker physischer Belastung, ausgesetzt ist, beträgt der Hub des Brustkorbs während der Atmung einige Millimeter bis hin zu wenigen Zentimetern [6]. Gleichzeitig liegt die normale Atemrate (engl. breaths per minute (BrPM)) für einen ruhenden Erwachsenen bei 12 BrPM und bei 45 BrPM für ein neugeborenes Kind [7].

Die Vibrationen, die der Herzschlag verursacht, sind schon deutlich schwieriger wahrnehmbar. Hier gibt es zwei Phänomene, die prinzipiell erfasst werden können. Die sogenannte Pulswelle entsteht, wenn das Blut durch die Gefäße des Körpers gepumpt wird. Je nach Gefäßgröße, Lage im Körper und Zustand der Gefäße, dehnen sich diese dabei

mehr oder weniger stark aus. Dies führt zu einer Vibration auf der Hautoberfläche, deren Amplitude und zeitlicher Verlauf unter anderem von der Position am Körper abhängt [8]. Die Amplitude dieser Vibration beträgt bis zu 200 μm [8, 9]. Da die Pulswelle mit jedem Herzschlag stattfindet, hängt ihre Grundfrequenz direkt von der Herzrate ab und liegt somit bei etwa 1 Hz bis 3 Hz entsprechend 60 bis 180 Schlägen pro Minute (engl. beats per minute (BPM)).

Das zweite Phänomen des Herzschlags, das Vibrationen auf der Körperoberfläche generiert, sind die Herztöne. Sie entstehen, wenn sich die Herzklappen während des Herzschlages schließen und werden in den ersten und den zweiten Herzton unterschieden. Da sich die Herzklappen schnell schließen, sind die Frequenzanteile der verursachten Vibration mit 15 Hz bis 100 Hz [10] deutlich höher als bei der Pulswelle. Gleichzeitig beträgt die Amplitude dieser Vibrationen nur wenig Mikrometer [11].

Soll somit eine kontaktlose Messung der Vitalparameter ermöglicht werden, die den Patienten so wenig wie möglich in seiner Bewegungsfreiheit einschränkt, wird ein Radarsystem benötigt, welches hochauflösend und präzise Positions- und Distanzänderungen in zumindest einer Ebene und somit zwei-dimensional erfassen kann. Dies erfordert in der Regel spezialisierte oder eigens für den Zweck entwickelte und gefertigte Sendeeempfänger, was mit entsprechenden Kosten verbunden ist.

Das Ziel der vorliegenden Arbeit ist es, zwei-dimensional hochauflösende Radarsysteme zu untersuchen. Dabei wird bewusst auf die Entwicklung spezialisierter Sendeeempfänger verzichtet und stattdessen die Leistungsfähigkeit und -grenzen von kostengünstigen und kommerziell erhältlichen Bauteilen aufgezeigt. Angestrebt wird dabei eine zeitliche Auflösung und Positionsgenauigkeit, die es ermöglicht, die Vitalparameter von einer oder mehrerer, in wenigen Metern ruhig vor dem Radar sitzenden Personen aus den Messdaten zu extrahieren.

Die vorliegende Dissertation ist wie folgt gegliedert: Kapitel 2 gibt zunächst einen Überblick über den aktuellen Stand der Forschung bezüglich der hochpräzisen Entfernungbestimmung mittels Radartechnik. In Kapitel 3 werden dann die mathematischen und technischen Grundlagen von frequenzmodulierten, mehrkanaligen Dauerstrich-Radaren sowie entsprechende Schätzalgorithmen dargelegt. Dabei wird zunächst von einem idealen System ausgegangen und anschließend reale Hardware-Effekte sowie Einflüsse der Umgebung und des Ziels betrachtet. Kapitel 4 zeigt die Implementierung eines Demonstrators, seine theoretische Leistungsfähigkeit und gibt Einblicke in dessen technische Details. Der Demonstrator wird anschließend in Kapitel 5 charakterisiert und

kalibriert. In Kapitel 6 werden schließlich die Ergebnisse der technischen Validierung des Systems an einer hochpräzisen Linearachse aufgezeigt und dessen Erprobung als kontaktloses Herzschlag-Messsystem dargelegt. Kapitel 7 diskutiert die Ergebnisse im Hinblick auf die Theorie und den Stand der Technik. Die Arbeit wird abschließend in Kapitel 8 zusammengefasst und mit einem Ausblick beendet.

Stand der Technik - Hochpräzise Radarsysteme 2

Kapitel 1 hat gezeigt, dass die kontaktlose, zuverlässige und dauerhafte Messung der Vitalparameter eines Menschen Vorteile mit sich bringen kann und daher wünschenswert ist. Gleichzeitig wurde dargelegt, dass die vom Herzschlag auf der Körperoberfläche wahrnehmbaren Vibrationen lediglich einige zehn bis hundert Mikrometer Amplitude besitzen. Dementsprechend werden zur kontaktlosen Vitalparameter-Messung hochpräzise Radarsysteme benötigt, die, aufgrund der Frequenzkomponenten der Herztöne, gleichzeitig eine hohe Messwiederholrate besitzen müssen. Nachfolgend wird der aktuelle Stand der Technik in diesem Bereich wiedergegeben.

Sollen Radarsysteme miteinander verglichen werden, so müssen zunächst ihre primären Eigenschaften klassifiziert werden. Die wichtigste Eigenschaft ist die Art des Radars. Dabei wird zumeist in unmodulierte (engl. continuous wave (CW) radar) und modulierte Dauerstrich-Radare, wie beispielsweise phasenmodulierte oder frequenzmodulierte Dauerstrich-Radare (engl. frequency modulated continuous wave (FMCW) radar), unterschieden. Weiterhin existieren Pulsradare und sogenannte self-injection locking (SIL) Radare. Dabei sind die letzten beiden Klasse im Bereich der hochpräzisen Entfernungsbestimmung eher selten anzutreffen und werden daher im Weiteren nicht näher betrachtet.

Ein zweites entscheidendes Merkmal eines Radarsystems ist die Anzahl seiner Sende- und Empfangskanäle. Einkanalige Systeme können in der Regel nur eindimensionale Distanzen oder Distanzänderungen und daraus resultierend gegebenenfalls Geschwindigkeiten und Beschleunigungen messen. Mehrkanalige Systeme hingegen können zusätzlich einen oder beide Raumwinkel des Ziels erfassen und ermöglichen somit eine mehr-dimensionale Ortung der Ziele. Tabelle 2.1 stellt einen Auszug von FMCW- und

CW-Radarsystemen dar, die im Kontext der hochpräzise Positionsbestimmung in den letzten 10 Jahren publiziert wurden. Sie werden im Weiteren eingehender besprochen.

Die Systeme aus [12–15] stellen FMCW-Radare dar, die zwar die unterschiedlichsten Mittenfrequenzen und Bandbreiten besitzen, jedoch alle eine einkanalige, monostatische Radarkonfiguration¹ mit gemeinsamer Sende- und Empfangsantenne realisieren. Solche Systeme werden im Englischen auch als single input single output (SISO) bezeichnet. Weiterhin setzen die Systeme jeweils auf hoch-direktive dielektrische Linsen als Antennen. Als Sendeempfänger werden in [12–14] kundenspezifische ICs verbaut, lediglich [15] setzt auf den kommerziell im Massenmarkt verfügbaren *BGT60TR24B* von *Infineon*, dessen Nachfolger auch heute noch erhältlich ist. Die Systeme werden mit Zielen in Entfernungen zwischen 0,6 m und 4,8 m getestet. Die erreichten Genauigkeiten der Entfernungsschätzung liegen dabei zwischen 1 μm und 15,8 μm mit einer Präzision im einstelligen Mikrometerbereich.

Des Weiteren legen die Arbeiten einen unterschiedlichen Fokus auf bestimmte Problematiken der Entfernungsschätzung mittels Radar. So widmet sich [12] zusätzlich dem Einfluss der Zielform, von Störzielen und von bewegten Zielen. Referenz [14] hingegen untersucht den Einfluss verschiedener Rauschkomponenten im Radar-Frontend auf die Präzision der Entfernungsbestimmung. Im Gegensatz zu den anderen Veröffentlichungen betrachtet [13] auch den Einfluss des Brechungsindex der Luft sowie die Auswirkungen von Nahfeld-Effekten des Ziels [24]. Aus diesem Grund wird hier die beste Genauigkeit über eine sehr große Distanz hinweg erreicht.

Für die hochpräzise Erfassung von Distanzänderungen werden jedoch nicht nur FMCW- sondern auch CW-Systeme eingesetzt. Die Referenzen [16–18] beschreiben CW-Systeme basierend auf der Sechstor-Interferometer-Technologie. Sie arbeiten jeweils bei 24 GHz und sind aus Einzelkomponenten zusammengesetzt. Mit Schätzgenauigkeiten von 38 μm und 250 μm sind die Systeme deutlich ungenauer als die zuvor genannten FMCW-Radare.

Die zwei-dimensionale Lokalisierung von Zielreflexionen wird beispielsweise in [19–22] untersucht. Dabei handelt es sich bei [19] um eine simulative Studie, in der verschiedene Algorithmen zur gleichzeitigen Schätzung von Zielentfernung und -winkel miteinander und gegenüber der theoretischen Schätzgenauigkeit verglichen werden. Sie nimmt dabei

¹Definition nach IEEE-Standard 686-2017 [23]: „monostatic radar: A radar system that transmits and receives through either a common antenna or through collocated antennas“.

Tabelle 2.1: Stand der Technik: Vergleich verschiedener Radarsysteme im Bezug auf die Genauigkeit der Positionsbestimmung

Referenz	[12]	[13]	[14]	[15]	[16]	[17]/[18]	[19] ³	[20]	[21]	[22]
Erscheinungsjahr	2016	2022	2021	2019	2017	2014	2018	2020	2010	2015
Radartyp	FMCW	FMCW	FMCW	FMCW	CW	CW	FMCW	FMCW	FMCW	FMCW
Mittelfrequenz (GHz)	24,3 61 80,8 122,5	154	92,5	60	24	24	77	24,15	24,13	24,13
abs. Bandbreite (GHz)	1 4 25,6 1	56	15	5	-	-	4	0,2	0,2	0,2
rel. Bandbreite	4,1% 6,6% 31,7% 0,8%	36,4%	16,2%	8,3%	-	-	5,2%	0,8%	0,8%	0,8%
# Sendekanäle ¹	1	1	1	1 (2)	1	1	4	1	1	1
# Empfangskanäle ¹	1	1	1	1 (4)	1	1	4	2	4	3
min. Testdistanz	1 m ²	0,8 m	0,57 m	2,5 m	0,5 m	1,7 m	5 m	2,3 m	6,5 m	3,5 m
Stellweg Distanz	1,3 m ²	4,8 m	12 mm	5 mm	15 cm	15 cm	0 m	2,9 m	0 m	0 m
Genauigkeit \hat{R}	15,8 μm ²	1 μm	3,2 μm	3,2 μm	38 μm	250 μm	600 μm	3,3 cm	8 cm	12,5 cm
Präzision \hat{R}	k.A. ²	0,5 μm	603 nm	3,8 μm	k.A.	31 μm	k.A.	k.A.	k.A.	k.A.
Genauigkeit $\hat{\theta}$	-	-	-	-	-	-	0,13°	0,27°	0,13°	1°

k.A.: keine Angabe

¹ angegeben als Anzahl genutzter Kanäle (Anzahl verfügbarer Kanäle)

² aufgrund der Vielzahl unterschiedlicher Systeme und Messungen in [12] wurden hier zur besseren Vergleichbarkeit Messergebnisse des 61 GHz Systems notiert (siehe [12, Abs. 4.1.4])

³ simulative Studie, keine Messungen

ein FMCW-System bei 77 GHz Sendefrequenz mit jeweils 4 Sende- und Empfangsantennen an. Es wird eine Wurzel der mittleren Fehlerquadratsumme (Root Mean Square Error (RMSE)) der Entfernungsschätzung von $600\ \mu\text{m}$ und $0,13^\circ$ in der Winkelschätzung postuliert.

Die anderen Arbeiten setzen jeweils ein 24-GHz-FMCW-System mit geringer Bandbreite ein und erreichen dabei ähnliche Genauigkeiten von kleiner 1° in der Winkelschätzung und einigen Zentimetern bei der Distanzbestimmung. Wie bei vielen anderen Veröffentlichungen zum Thema zwei-dimensionale Lokalisierung mittels FMCW-Radar liegt der Fokus in [20] darauf, einen effizienten, sogenannten „super-resolution Algorithmus“ mit geringer Komplexität zu finden. Er wird dabei mit den ursprünglichen Varianten, namentlich Multiple Signal Classification (MUSIC) oder Estimation of Signal Parameters using Rotational Invariant Techniques (ESPRIT), verglichen.

Dieser Überblick über den Stand der Technik zeigt, dass bereits gute Ergebnisse für die Entfernungsschätzung einzelner Ziele im Bereich weniger Mikrometer erreicht werden. Die Systeme setzen dabei allerdings häufig auf kundenspezifische Bausteine und stark fokussierende Antennen, was die Systeme kostenintensiv und nur in Ein-Ziel-Szenarien einsetzbar macht. Wenn es um die 2D-Lokalisierung von Zielen geht, so fokussieren sich die meisten Arbeiten auf die gemeinsame Schätzung der Parameter Entfernung und Winkel in Mehr-Ziel-Szenarien unter Berücksichtigung der Algorithmenkomplexität und theoretischen Genauigkeit. Die praktisch erreichten Genauigkeiten sind jedoch für die in dieser Arbeit angedachten Anwendung, der kontaktlosen Erfassung von Herztönen, unzureichend. Hier existiert eine Forschungslücke, die mit dieser Arbeit geschlossen werden soll.

Grundlagen FMCW-Radar 3

Im Folgenden werden die mathematischen und technischen Grundlagen von frequenzmodulierten Dauerstrichradaren beschrieben. Dazu wird zunächst die Signallaufzeit zwischen Radar und Ziel modelliert. Anschließend wird das Basisbandsignal eines modulierten Dauerstrichradars vorgestellt und entsprechende Algorithmen zur Schätzung des Einfallswinkels und der Signallaufzeit beschrieben. Danach werden die theoretisch erreichbaren Grenzwerte, die sogenannten Cramér-Rao-Schranken, behandelt. Zum Schluss werden die idealen Gegebenheiten um reale Effekte der Radarhardware, des Ziels und der Umgebung erweitert und über Simulationen entsprechende Auswirkungen und Grenzen aufgezeigt.

3.1 Modellierung der Signallaufzeit

In diesem Abschnitt wird die Laufzeit $\tau_{n,p,m}$ modelliert, die das Signal eines Radars von dessen Sendeantenne m über eine Reflexion an einem Ziel p zurück zu dessen Empfangsantenne n benötigt. Es wird davon ausgegangen, dass das Radarsystem über $m = 1, \dots, M$ Sende- und $n = 1, \dots, N$ Empfangsantennen verfügt. Des Weiteren befinden sich im Blickfeld des Systems $p = 1, \dots, P$ Ziele. Abbildung 3.1 zeigt eine schematische Darstellung der betrachteten Geometrie von Radarsystem und Zielen.

Die Laufzeit $\tau_{n,p,m}$ kann nach Abbildung 3.1 über

$$\tau_{n,p,m} = \frac{1}{c_L} \cdot \left(\left\| \vec{R}_{p,m}^{Z,S} \right\| + \left\| \vec{R}_{n,p}^{E,Z} \right\| \right) \quad (3.1)$$

bestimmt werden. Darin beschreibt c_L die Ausbreitungsgeschwindigkeit elektromagnetischer Wellen in der Umgebungsluft und $\left\| \vec{R}_{p,m}^{Z,S} \right\|$ sowie $\left\| \vec{R}_{n,p}^{E,Z} \right\|$ sind die Entfernungen zwischen Ziel und Sende- beziehungsweise Empfangsantenne. Sie können über die be-

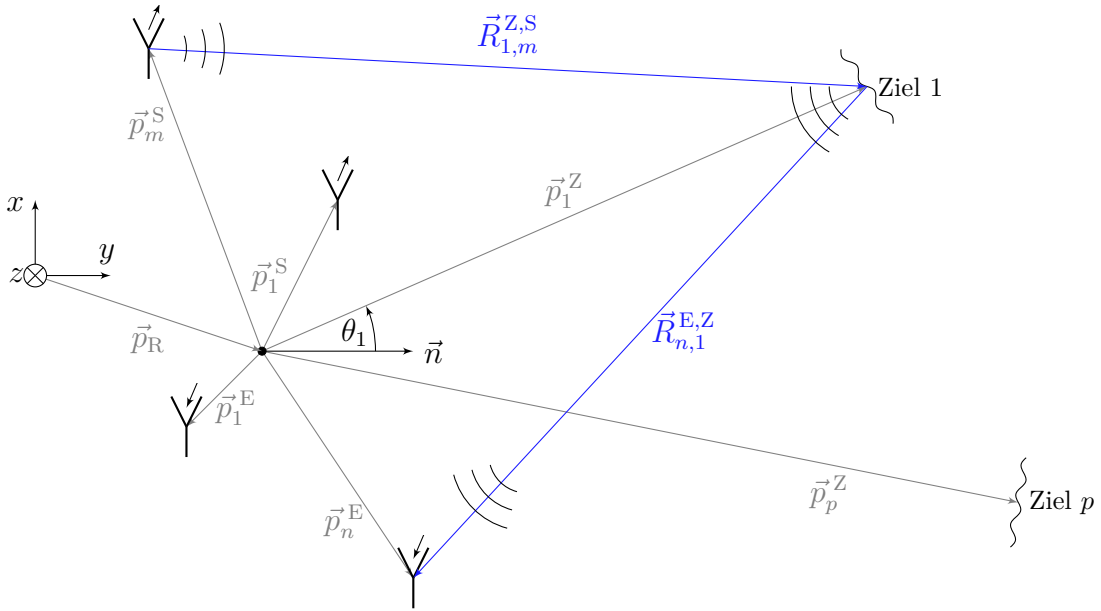


Abbildung 3.1: Schematische Darstellung der Geometrie des Radarsystems und seiner Zielumgebung sowie Definition entsprechender Positions- und Bezugsvektoren.

kannte Geometrie des Radarsystems sowie die Positionen der Ziele berechnet werden. Sie werden über

$$\|\vec{R}_{p,m}^{Z,S}\| = \|\vec{p}_p^Z - \vec{p}_m^S\| \quad (3.2)$$

$$\|\vec{R}_{n,p}^{E,Z}\| = \|\vec{p}_n^E - \vec{p}_p^Z\| \quad (3.3)$$

bestimmt. $\vec{p}_m^S = [x_m^S, y_m^S, z_m^S]^T$ und $\vec{p}_n^E = [x_n^E, y_n^E, z_n^E]^T$ beschreiben die Position der jeweiligen Antenne in Bezug auf den Referenzpunkt \vec{p}_R des Radars.

Unter den Annahmen, dass der Referenzpunkt \vec{p}_R des Systems in den Koordinatenursprung gelegt wird, sich alle Antennen auf der x -Achse dieses Koordinatensystems befinden, es sich bei der Gruppenantenne also um eine lineare Gruppenantenne handelt, und dass die Ziele in der xy -Ebene liegen, ergeben sich die Entfernungen zu

$$\|\vec{R}_{p,m}^{Z,S}\| = \sqrt{(x_m^S - \|\vec{p}_p^Z\| \sin(\theta_p))^2 + (\|\vec{p}_p^Z\| \cos(\theta_p))^2} \quad (3.4)$$

$$\|\vec{R}_{n,p}^{E,Z}\| = \sqrt{(x_n^E - \|\vec{p}_p^Z\| \sin(\theta_p))^2 + (\|\vec{p}_p^Z\| \cos(\theta_p))^2}. \quad (3.5)$$

Darin kann θ_p als der Winkel zwischen der y -Achse und der Zielrichtung \vec{p}_p^Z und $\|\vec{p}_p^Z\| = R_p$ als die radiale Entfernung zwischen Ziel und Radar identifiziert werden.

Die Laufzeit lautet somit in diesem Spezialfall

$$\begin{aligned} \tau_{n,p,m} = & \frac{1}{c_L} \cdot \sqrt{(x_m^S - R_p \sin(\theta_p))^2 + (R_p \cos(\theta_p))^2} \\ & + \frac{1}{c_L} \cdot \sqrt{(x_n^E - R_p \sin(\theta_p))^2 + (R_p \cos(\theta_p))^2}. \end{aligned} \quad (3.6)$$

Ziel eines Radarsystems ist es, durch Bestimmung der Laufzeiten $\tau_{n,p,m}$ die Parameter R_p und θ_p und somit die Position der P Ziele in der xy -Ebene zu bestimmen.

3.2 Modellierung des Basisbandsignals

Um diese Bestimmung der Laufzeiten durchzuführen, vergleichen Radarsysteme das von Zielen reflektierte und wieder empfangene Signal mit einem Teil des von ihnen momentan ausgesendeten Signals. Abbildung 3.2 zeigt den schematischen Aufbau eines idealen FMCW-Radarsystems. Ein Oszillator erzeugt ein in der Frequenz moduliertes Lokaloszillatorsignal $s^{LO}(t)$, von dem ein Teil der Leistung über eine Antenne abgestrahlt wird. Dieses Signal breitet sich im Raum aus, trifft dort auf Objekte und wird reflektiert. Die von unterschiedlichen Objekten reflektierten Signale treffen wieder auf das Radarsystem und werden von dessen Empfangsantennen aufgenommen. Im Radar wird dieses Empfangssignal mithilfe von Mischern und dem Sendesignal ins Basisband umgesetzt. Das entstandene Mischprodukt wird digitalisiert und anschließend ausgewertet.

Das Lokaloszillatorsignal des Radarsystems wird über

$$s^{LO}(t) = A^{LO} \cos(\Phi^{LO}(t)) \quad (3.7)$$

beschrieben. Ein Teil a dieses Signals wird als Sendesignal

$$s^S(t) = a \cdot s^{LO}(t) = aA^{LO} \cdot \cos(\Phi^{LO}(t)) = A^S \cdot \cos(\Phi^S(t)) \quad (3.8)$$

abgestrahlt. Darin ist A^S die Amplitude des Sendesignals. Eine etwaige Zeitverzögerung zwischen Lokaloszillator- und Sendesignal wird hierbei zunächst vernachlässigt. Das Sendesignal trifft im Raum auf P Objekte, wird dort jeweils reflektiert und von den

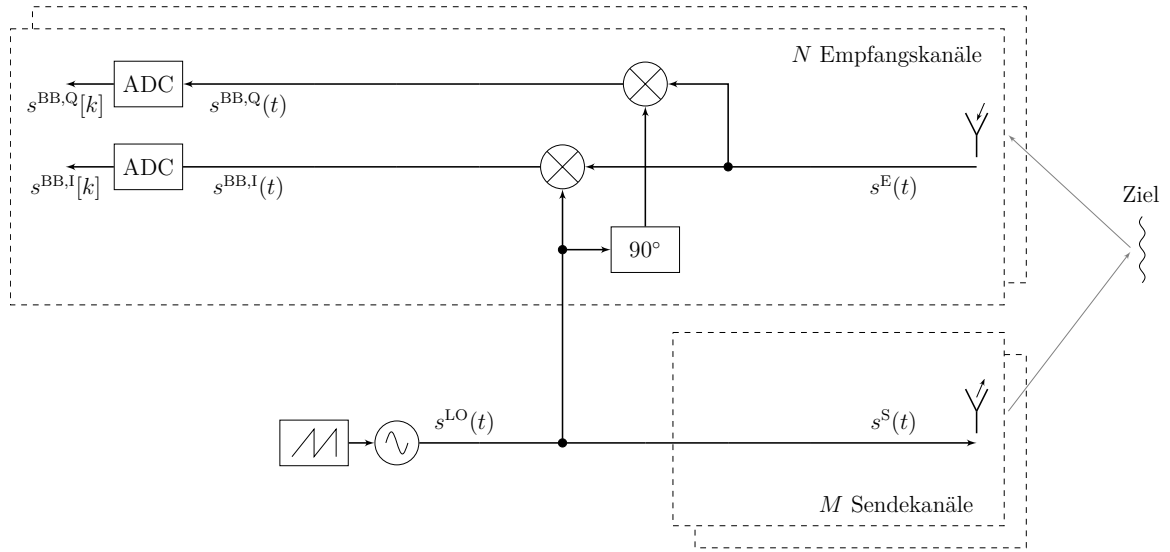


Abbildung 3.2: Blockschaltbild eines idealen FMCW-Systems.

Empfangsantennen wieder aufgenommen. Das Empfangssignal

$$s^E(t) = \sum_{p=1}^P A_p \cdot s^S(t - \tau_p) = \sum_{p=1}^P A_p^E \cdot \cos(\Phi_p^E(t)) \quad (3.9)$$

wird daher als Überlagerung von verzögerten und gedämpften Versionen des Sendesignals beschrieben. Die Signallaufzeit τ_p hängt hauptsächlich von der Ausbreitungsgeschwindigkeit c_L des Signals, der radialen Entfernung R_p zum Ziel und dem Zielwinkel θ_p ab (vgl. (3.6)). Die Amplitude A^E fasst unter anderem die Abschwächung des Signals aufgrund der Ausbreitung im Freiraum, den Radarquerschnitt des Ziels σ_{RCS} sowie den Gewinn der Antennen zusammen. Unter Annahme von Fernfeldbedingungen gilt [14]

$$A^E = \frac{A^S G \lambda}{R^2} \sqrt{\frac{\sigma_{\text{RCS}}}{(4\pi)^3 L}}, \quad (3.10)$$

mit der Wellenlänge λ , dem kombinierten Antennengewinn $G = \sqrt{G^S G^E}$ und den Verlusten L im Empfangszweig.

Die Phasenanteile des Empfangssignals

$$\Phi_p^E(t) = \Phi^S(t - \tau_p) + \phi_p^Z \quad (3.11)$$

sind verzögerte Varianten der Sendephase. Bei der Reflexion am Ziel kann es jedoch zusätzlich zu einer von Form und Beschaffenheit des Ziels abhängigen Phasendrehung ϕ_p^Z kommen (s. Abschnitt 3.5.3). Im Empfangszweig des Systems wird das Empfangssignal $s^E(t)$ mit dem Lokaloszillatorsignal $s^{LO}(t)$ herunter gemischt und alle Frequenzanteile des Lokaloszillators sowie alle Mischprodukte, die eine höhere Frequenz besitzen, durch ein Tiefpassfilter unterdrückt. Es werden dabei die Inphase- und die Quadraturkomponente des Basisbandsignals (BB-Signal)

$$s^{\text{BB,I}}(t) = \sum_{p=1}^P \frac{1}{2} A^S A_p^E \cdot \cos(\Phi^S(t) - \Phi_p^E(t)) \quad (3.12)$$

$$s^{\text{BB,Q}}(t) = \sum_{p=1}^P \frac{1}{2} A^S A_p^E \cdot \sin(\Phi^S(t) - \Phi_p^E(t)) \quad (3.13)$$

erzeugt, die in der Datenverarbeitung zum komplexwertigen Basisbandsignal

$$\underline{s}^{\text{BB}}(t) = s^{\text{BB,I}}(t) + j \cdot s^{\text{BB,Q}}(t) = \sum_{p=1}^P \frac{1}{2} A^S A_p^E \cdot e^{j(\Phi^S(t) - \Phi_p^E(t))} = \sum_{p=1}^P A_p^{\text{BB}} \cdot e^{j\Phi_p^{\text{BB}}(t)} \quad (3.14)$$

zusammengesetzt werden.

Dieses Signal wird in der Praxis immer mit Rauschen behaftet sein. In der vorliegenden Arbeit wird davon ausgegangen, dass sich dieses Rauschen hauptsächlich aus thermischen Rauschen, Phasenrauschen des Lokaloszillators sowie Quantisierungsrauschen der Analog-Digital-Umsetzer (engl. analog-digital-converter (ADC)) zusammensetzt. Es wird als komplexwertiges additives weißes Gaußsches Rauschen (AWGN)

$$\underline{n}(t) = n_I(t) + j \cdot n_Q(t) \quad \text{mit} \quad n_I, n_Q \sim \mathcal{N}(0, \sigma_n^2) \quad (3.15)$$

modelliert. Darin ist $\mathcal{N}(0, \sigma_n^2)$ die mittelwertfreie Normalverteilung mit Varianz σ_n^2 , welche der Rauschleistung P_N entspricht. Der Quotient $\text{SNR} = P_E/P_N$ aus der Empfangssignalleistung P_E und der Rauschleistung P_N wird Signal-Rausch-Verhältnis (SNR) genannt. Es ist ein Maß für die Qualität des Empfangssignals und begrenzt die Leistungsfähigkeit von Schätzalgorithmen (s. Abschnitt 3.4).

Das gemessene, rauschbehaftete, komplexwertige Basisbandsignal lautet somit

$$\underline{x}^{\text{BB}}(t) = \underline{s}^{\text{BB}}(t) + \underline{n}(t). \quad (3.16)$$

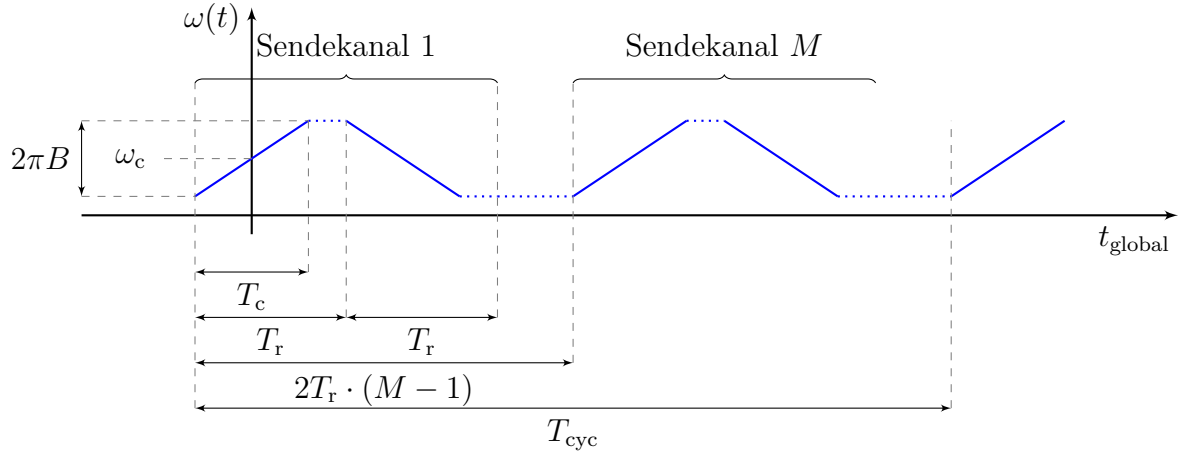


Abbildung 3.3: Schematische Darstellung der Modulation des FMCW-Sendesignals.

3.2.1 Linear frequenzmoduliertes Radarsystem

Die häufigste Modulationsart in frequenzmodulierten Dauerstrichradaren ist die lineare Frequenzmodulation. Sie kann als Sägezahn- oder Dreiecksmodulation ausgeführt werden. In dieser Arbeit wird die Dreiecksmodulation gewählt, da die gemeinsame Verarbeitung von Auf- und Abwärtsrampen Vorteile bei der Kompensation von Hardware-Effekten hat (s. Abschnitt 3.5.2). Die Modulation ist in Abbildung 3.3 schematisch dargestellt. Es wird zunächst eine Frequenzrampe mit positiver Steigung (Aufwärtsrampe) und nach einer kurzen Wartezeit, in der der Sendeverstärker ausgeschaltet wird, eine Frequenzrampe mit negativer Steigung (Abwärtsrampe) generiert. Besteht das System aus M verschiedenen Sendekanälen, wird für jeden Sendekanal ein Rampenpaar ausgesendet. Dieser Zyklus wird nach der Zeitdauer T_{cyc} wiederholt.

Die Momentanfrequenz des Lokaloszillators wird in diesem Fall über

$$\omega(t) = \begin{cases} \omega_c \mp \dot{\omega} \frac{T_c}{2} & \text{für } t \leq -\frac{T_c}{2} \\ \omega_c \pm \dot{\omega} t & \text{für } -\frac{T_c}{2} \leq t \leq \frac{T_c}{2} \\ \omega_c \pm \dot{\omega} \frac{T_c}{2} & \text{für } \frac{T_c}{2} \leq t \end{cases} \quad (3.17)$$

beschrieben. Darin ist ω_c die Mittenkreisfrequenz der Rampe, $\dot{\omega} = 2\pi B/T_c$ die Rampensteilheit, B die Rampenbandbreite und T_c die Rampendauer. Hier und in allen weiteren Formeln dieser Arbeit gilt das obere Vorzeichen für Aufwärts- und das Untere

für Abwärtsrampen. Die Zeit t ist dabei eine lokale Zeitachse, die um jede Frequenzrampe zentriert ist.

Die instantane Phase des Lokaloszillators und somit des Sendesignals kann über die Momentanfrequenz via

$$\Phi^S(t) = \int_{-T_c/2}^t \omega(u) du \quad (3.18)$$

beschrieben werden. Dementsprechend kann die Phase des Basisbandsignals zu

$$\begin{aligned} \Phi_p^{\text{BB}}(t) &= \Phi^S(t) - \Phi^S(t - \tau_p) - \phi_p^Z \\ &= \int_{t-\tau_p}^t \omega(u) du - \phi_p^Z \\ &\stackrel{t'=t-u}{=} \int_0^{\tau_p} \omega(t - t') dt' - \phi_p^Z \end{aligned} \quad (3.19)$$

umformuliert werden. Gleichung (3.19) – und alle darauf basierenden Gleichungen – nimmt dabei an, dass die Laufzeit τ_p innerhalb der Dauer eines Zyklus T_{cyc} konstant ist. Das bedeutet ultimativ, dass sich das Ziel innerhalb des Zyklus nicht oder nur vernachlässigbar gering bewegen darf. In der vorliegenden Arbeit ist dies gegeben. Zum einen hat Kapitel 1 gezeigt, dass die zu erwartenden Bewegungen aufgrund der Vitalparameter geringe Frequenzen und sehr kleine Amplituden besitzen. Es wird außerdem davon ausgegangen, dass die Personen, deren Vitalparameter ermittelt werden sollen, ruhig vor dem Radarsystem sitzen. Zum anderen erlauben moderne FMCW-Systeme hohe Rampensteilheiten und damit geringe Rampendauern T_c in der Größenordnung um $100 \mu\text{s}$, wodurch die Annahme weiter entspannt wird. Sollte die Laufzeit innerhalb des Zyklus – beispielsweise in anderen Anwendungen – nicht als konstant angenommen werden können, so muss entsprechend ein Modell $\tau(t)$ aufgestellt und für die weiteren Berechnungen genutzt werden (vgl. [25]).

Wird nun (3.17) in (3.19) eingesetzt, kann die Phase des Basisbandsignals sowohl für die Aufwärts- als auch die Abwärtsrampen bestimmt werden. Da im Falle der Abwärtsrampen die Frequenzen des Basisbandsignals negativ sind, wird im Folgenden dessen instantane Phase negiert. Äquivalent könnte das Basisbandsignal der Abwärtsrampen

auch komplex konjugiert werden. Die Phase des Basisbandsignals lautet somit final

$$\begin{aligned}\Phi_p^{\text{BB}}(t) &= \pm \left[\int_0^{\tau_p} \omega_c \pm \dot{\omega} \cdot (t - t') dt' - \phi_p^Z \right] \\ \Phi_p^{\text{BB}}(t) &= \underbrace{\pm \omega_c \tau_p - \frac{1}{2} \dot{\omega} \tau_p^2 \mp \phi_p^Z}_{=: \varphi_p^{\text{U/D}}} + \underbrace{\dot{\omega} \tau_p}_{=: \omega_p^{\text{U/D}}} t\end{aligned}\quad (3.20)$$

Die hochgestellten Indizes U und D weisen hier und im Folgenden jeweils darauf hin, dass die entsprechende Größe zu einer Aufwärtsrampe (engl. up-chirp) oder zu einer Abwärtsrampe (engl. down-chirp) gehört. Das Basisbandsignal eines mehrkanaligen, linear-frequenzmodulierten Radarsystems ist folglich vollständig über

$$\underline{s}_{n,m}^{\text{BB}}(t) = \sum_{p=1}^P \frac{1}{2} A^{\text{S}} A_p^{\text{E}} \cdot e^{j(\pm \omega_c \tau_{n,p,m} - \frac{1}{2} \dot{\omega} \tau_{n,p,m}^2 \mp \phi_p^Z + \dot{\omega} \tau_{n,p,m} t)} \quad (3.21)$$

beschrieben. Es wird in [26] als „exakte Modell“ bezeichnet. Es kann in Vektorschreibweise kompakt als $1 \times NM$ Vektor

$$\underline{\mathbf{s}}^{\text{BB}}(t) = \left[\underline{s}_{1,1}^{\text{BB}}(t) \quad \dots \quad \underline{s}_{N,1}^{\text{BB}}(t) \quad \underline{s}_{1,2}^{\text{BB}}(t) \quad \dots \quad \underline{s}_{N,M}^{\text{BB}}(t) \right]^{\text{T}} \quad (3.22)$$

geschrieben werden.

Am Ende der Empfangszweige des Radarsystems wird das Basisbandsignal von Analog-Digital-Umsetzern, welche die Abtastfrequenz f_s besitzen, abgetastet. Die Abtastzeitpunkte t_k können über

$$\begin{aligned}t_k &= \frac{k}{f_s} - \frac{(K-1)}{2f_s} \quad \text{mit } k = 0, \dots, K-1 \\ &\text{und } K < \lfloor T_c f_s \rfloor\end{aligned}\quad (3.23)$$

ermittelt werden. K gibt dabei die Anzahl an Abtastwerten innerhalb einer Frequenzrampe an. Das zeit-diskrete, komplexwertige Basisbandsignal lautet somit rauschfrei $\underline{\mathbf{s}}^{\text{BB}}[k] := \underline{\mathbf{s}}^{\text{BB}}(t_k)$ und rauschbehaftet $\underline{\mathbf{x}}^{\text{BB}}[k] := \underline{\mathbf{x}}^{\text{BB}}(t_k)$.

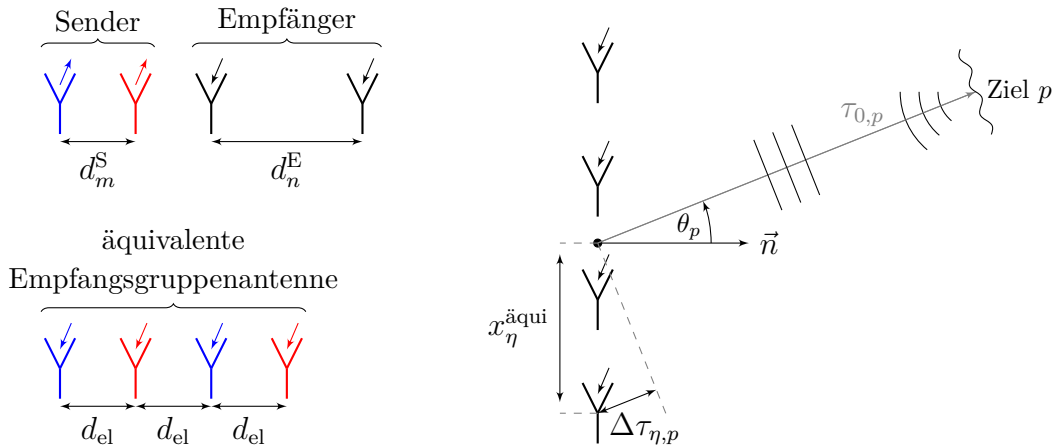


Abbildung 3.4: Links: Schematische Darstellung der äquivalenten Empfangsgruppenantenne (hier als regelmäßige lineare Gruppenantenne). Rechts: Darstellung des linearen Phasenmodells für die äquivalente Empfangsgruppenantenne.

3.2.2 Vereinfachungen des Basisbandmodells

Das lineare Phasenmodell

Wird angenommen, dass sich das Ziel im Fernfeld des Radarsystems befindet, so verlaufen alle Vektoren $\vec{R}_{p,m}^{Z,S}$ und $\vec{R}_{n,p}^{E,Z}$ quasi parallel zueinander und das reflektierte Signal kann am Ort des Radars als ebene Welle approximiert werden (Fernfeldbedingungen [27]). In diesem Fall kann die Laufzeit τ_p als

$$\tau_p = \tau_{0,p} + \Delta\tau_{\eta,p} \quad \text{mit} \quad \eta = 1, \dots, MN \quad (3.24)$$

beschrieben werden. Darin ist

$$\tau_{0,p} = \frac{2}{c_L} \cdot \|\vec{p}_p^{-Z}\| = \frac{2}{c_L} \cdot R_p \quad (3.25)$$

die Laufzeit zwischen dem Mittelpunkt der Antennenanordnung und dem Ziel. Die Größe

$$\Delta\tau_{\eta,p} = \frac{x_\eta^{äqui}}{c_L} \cdot \sin(\theta_p) \quad (3.26)$$

hingegen beschreibt die Laufzeitdifferenz, die zwischen den Antennen aufgrund des Einfallswinkels θ_p besteht.

Im Zuge dieser Modellvereinfachung ist es daher angebracht, ein Radarsystem bestehend aus $M > 1$ Sende- und $N > 1$ Empfangsantennen – im Englischen auch als multiple input multiple output (MIMO)-System bezeichnet – über seine äquivalente Empfangsgruppenantenne¹ mit $M \cdot N$ Antennen zu beschreiben. Die Positionen $\mathbf{x}^{\text{äqui}}$ innerhalb der äquivalenten Gruppenantenne werden über das Kopieren der Empfangsgruppenantenne an jede Position der Sendeantennen bestimmt (vgl. Abb. 3.4). Wird angenommen, dass alle Antennen linear angeordnet sind, ergeben sich die Positionen zu

$$\mathbf{x}^{\text{äqui}} = \mathbf{x}^{\text{S}} \otimes [1]_{N \times 1} + [1]_{M \times 1} \otimes \mathbf{x}^{\text{E}} \quad \text{mit} \quad \mathbf{x}^{\text{S}} = [x_1^{\text{S}}, \dots, x_M^{\text{S}}], \quad \mathbf{x}^{\text{E}} = [x_1^{\text{E}}, \dots, x_N^{\text{E}}]. \quad (3.27)$$

Darin ist \otimes das Kronecker-Produkt zweier Matrizen und $[1]_{p \times r}$ eine $p \times r$ große Einmatrix.

Werden für die Abstände $d_m^{\text{S}} = x_{m+1}^{\text{S}} - x_m^{\text{S}}$ und $d_n^{\text{E}} = x_{n+1}^{\text{E}} - x_n^{\text{E}}$ zwischen den Sende- beziehungsweise Empfangsantennen gleichmäßige Abstände gewählt und diese entsprechend zueinander ausgelegt, kann als virtuelle Empfangsgruppenantenne eine regelmäßige, lineare Gruppenantenne (engl. uniform linear array (ULA)) mit einem gleichbleibenden Abstand d_{el} geschaffen werden (s. Abbildung 3.4). Ebenso ist es möglich, als virtuelle Gruppenantenne eine ausgedünnte Gruppenantenne [28] zu konfigurieren oder mehrere virtuelle Elemente auf ein und dieselbe Position zu legen [29], was im Falle von bewegten Zielen vorteilhaft sein kann.

Wird zusätzlich zu dieser Modellvereinfachung der Term $-\frac{1}{2}\dot{\omega}\tau_{n,p,m}^2$ aus (3.21) vernachlässigt, da er aufgrund der sehr kurzen Laufzeiten deutlich kleiner als der lineare Anteil ist, ergibt sich das aus [26] bekannte lineare Phasenmodell schließlich zu

$$\underline{s}_{\eta}^{\text{BB,LP}}(t) = \sum_{p=1}^P \frac{1}{2} A^{\text{S}} A_p^{\text{E}} \cdot e^{j(\pm\omega_c \tau_{0,p} \mp \phi_p^{\text{Z}} + \dot{\omega} \tau_{0,p} t)} \cdot \underbrace{e^{j(\pm\omega_c + \dot{\omega} t) \cdot \Delta \tau_{\eta,p}}}_{=: \underline{a}_{\eta}^{\text{LP}}(\theta_p, t)}. \quad (3.28)$$

Gleichung (3.28) lässt erkennen, dass der Schwenkvektor (engl. steering vector) $\underline{\mathbf{a}}^{\text{LP}}(\theta_p, t) = [\underline{a}_1^{\text{LP}}(\theta_p, t), \dots, \underline{a}_{MN}^{\text{LP}}(\theta_p, t)]^{\text{T}}$ nur vom Zielwinkel θ_p sowie der Messzeit t abhängt, nicht jedoch von der Zielentfernung.

¹In der Literatur findet sich neben „äquivalente“ auch die Bezeichnung „virtuelle“ Gruppenantenne. Die Begriffe werden hier synonym verwendet.

Das schmalbandige Modell

Handelt es sich bei dem Radarsystem um eines, dessen Bandbreite $B = \dot{\omega}T_c/(2\pi)$ deutlich geringer ist als seine Mittenfrequenz ω_c , so wird dieses als schmalbandig bezeichnet. In diesem Fall ist

$$\omega_c \Delta\tau_{\eta,p} \gg \dot{\omega}T_c \Delta\tau_{\eta,p}, \quad (3.29)$$

sodass der Faktor $\dot{\omega}t\Delta\tau_{\eta,p}$ in (3.28) vernachlässigt werden kann. Es ergibt sich somit das schmalbandige Modell [26]

$$\underline{s}_{\eta}^{\text{BB,SB}}(t) = \sum_P \frac{1}{2} A^{\text{S}} A_p^{\text{E}} \cdot e^{j(\pm\omega_c\tau_{0,p} \mp \phi_p^Z + \dot{\omega}\tau_{0,p}t)} \cdot \underbrace{e^{j\pm\omega_c \cdot \Delta\tau_{\eta,p}}}_{=: \underline{a}_{\eta}^{\text{SB}}(\theta_p)}, \quad (3.30)$$

in welchem der Schwenkvektor $\underline{\mathbf{a}}^{\text{SB}}(\theta_p) = [\underline{a}_1^{\text{SB}}(\theta_p), \dots, \underline{a}_{MN}^{\text{SB}}(\theta_p)]^T$ nur noch vom Zielwinkel abhängig ist.

3.3 Schätzung der Zielparameter

Die zuvor aufgestellten Modelle des Basisbandsignals werden in diesem Abschnitt genutzt, um Schätzalgorithmen für die gesuchten Zielgrößen Laufzeit, Entfernung und Winkel aufzustellen. Zunächst wird die Schätzung des Zielwinkels auf Basis des linearen Phasenmodells dargelegt. Bei den vorgestellten Algorithmen handelt es sich zum einen um den Bartlett-Schätzer² und zum anderen um den Minimum Variance Distortionless Response (MVDR)-Schätzer.³ Die entsprechenden Versionen dieser Algorithmen für das schmalbandige Modell können einfach aus denen für das lineare Phasenmodell abgeleitet oder in [26] nachgeschlagen werden. Alternativ zu den in dieser Arbeit genutzten klassischen Algorithmen können auch weiterführende Methoden, wie beispielsweise MUSIC [30] und ESPRIT [31] zur Schätzung des Zielwinkels eingesetzt werden. Sie können unter bestimmten Voraussetzungen mehrere Ziele besser im Winkel trennen, da ihre Charakteristiken in der Regel deutlich schmaler als die der klassischen Methoden sind. Sie werden in dieser Arbeit nicht weiter betrachtet, weil die zu untersuchenden Szenarien keine sehr hohe Winkeltrennung benötigen.

²zum Teil auch Delay-and-Sum Beamformer oder konventionelle Winkelschätzung genannt

³auch als Capon-Beamformer bekannt

Im Anschluss wird die Schätzung der Laufzeit erläutert. Sie basiert auf dem in [32] publizierten Algorithmus und stellt eine vereinfachte Version von diesem dar. Der Algorithmus verwendet dabei unter anderem die in [33] untersuchten Interpolationsmethoden. Abschließend wird die Ermittlung der radialen Zieldistanz basierend auf den zuvor geschätzten Größen dargelegt.

Da die nachfolgenden Algorithmen jeweils das gemessene Basisbandsignal als Grundlage besitzen, wird im Weiteren die abgetastete, zeit-diskrete Schreibweise $\underline{\mathbf{x}}^{\text{BB}}[k]$ genutzt und somit auch alle Schätzalgorithmen in der diskreten Variante aufgeführt.

3.3.1 Winkelschätzung

Die Modelle in (3.28) und (3.30) zeigen, dass der Zielwinkel θ zu einer Phasendifferenz zwischen den Empfangsantennen führt. Die klassischen Winkelschätzer nutzen diese Eigenschaft, um ein Winkelspektrum zu schätzen. Der oder die Winkel, bei denen dieses Winkelspektrum ein (lokales) Maximum besitzt, sind die gesuchten Zielwinkel.

Bartlett-Winkelschätzung

Im Bartlett-Schätzer wird der Vektor $\underline{\mathbf{a}}^{\text{LP}}[\alpha, k]$ aus (3.28) genutzt, um das räumlich gefilterte Signal [34]

$$\underline{\mathbf{s}}_{\text{BT}}^{\text{BB,LP}}[\alpha, k] = \frac{\left(\underline{\mathbf{a}}^{\text{LP}}[\alpha, k]\right)^{\text{H}}}{\sqrt{\left(\underline{\mathbf{a}}^{\text{LP}}[\alpha, k]\right)^{\text{H}} \underline{\mathbf{a}}^{\text{LP}}[\alpha, k]}} \cdot \left(\mathbf{w} \odot \underline{\mathbf{x}}^{\text{BB}}[k]\right) \quad (3.31)$$

zu erzeugen. $(\cdot)^{\text{H}}$ steht hierbei für die Adjungierte des Vektors und \odot für das Hadamard-Produkt zweier Vektoren. Der Faktor $\mathbf{w} \in \mathbb{R}^{1 \times MN}$ beschreibt die Gewichtung der einzelnen Empfangskanäle und der Winkel α ist die Blickrichtung, auf die das Radarsystem in der digitalen Signalverarbeitung ausgerichtet wird. Dieser Winkel wird in der Regel in einem gleichmäßigen Raster $\alpha = \{\alpha_{\text{start}}; \alpha_{\text{start}} + \delta\alpha; \dots; \alpha_{\text{stop}}\}$ abgetastet, um das Winkelspektrum

$$P_{\text{BT}}^{\text{LP}}[\alpha] = \sum_{k=1}^K \left| \underline{\mathbf{s}}_{\text{BT}}^{\text{BB,LP}}[\alpha, k] \right|^2 \quad (3.32)$$

zu erzeugen. Der Winkel $\hat{\theta} = \arg \max_{\alpha} \{P_{\text{BT}}^{\text{LP}}[\alpha]\}$, bei dem das Spektrum sein Maximum besitzt, ist der geschätzte Zielwinkel $\hat{\theta}$. Zwei beispielhafte Winkelspektren für

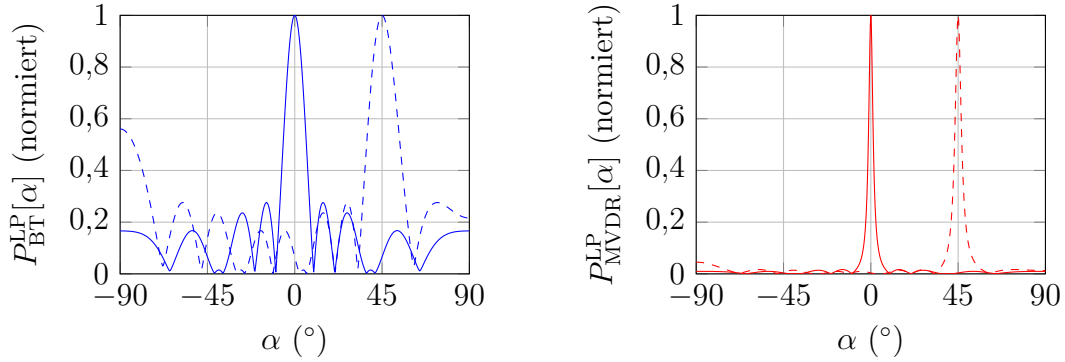


Abbildung 3.5: Normiertes Winkelspektrum für ein Ziel in $R = 2$ m Entfernung und bei den Winkeln $\theta = 0^\circ$ (—) und $\theta = 45^\circ$ (---). Berechnet mit dem linearen Phasenmodell (3.28) für ein ULA mit 10 Elementen, $d_{\text{el}} = 0,55 \cdot \lambda_c$ und $\text{SNR} = 30$ dB. (Links) die Bartlett- und (rechts) die MVDR-Winkelschätzung.

ein System, dessen virtuelle Empfangsgruppenantenne ein ULA mit 10 Elementen und $d_{\text{el}} = 0,55 \cdot \lambda_c$ bildet, sind in Abbildung 3.5 auf der linken Seite dargestellt. Es wurde jeweils ein Ziel bei $\theta = 0^\circ$ und $\theta = 45^\circ$ angenommen. Es zeigt sich eine Charakteristik mit einer Haupt- sowie einigen Nebenkeulen, wie sie für eine lineare Gruppenantenne mit gleichgewichteten Elementen typisch ist [27]. Das Niveau und Verhalten der Nebenkeulen kann, wenn nötig, durch Gewichtung der einzelnen Antennenelemente mithilfe des Faktors \mathbf{w} beeinflusst werden. Hierfür werden in der Regel Fensterfunktionen genutzt, die aus der diskreten Fourieranalyse bekannt sind, siehe zum Beispiel [35]. Es ist zudem zu erkennen, dass die Breite der Hauptkeule mit zunehmenden Zielwinkel größer wird.

MVDR-Winkelschätzung

Auch die MVDR-Winkelschätzung nutzt den Schwenkvektor $\mathbf{a}^{\text{LP}}[\alpha, k]$, um ein im Winkel gefiltertes Signal zu erzeugen. Sie macht hierbei jedoch nicht nur vom Basisbandsignal $\mathbf{x}^{\text{BB}}[k]$, sondern auch von dessen geschätzter Kovarianzmatrix

$$\hat{\mathbf{R}}_{\text{xx}} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{x}^{\text{BB}}[k] \left(\mathbf{x}^{\text{BB}}[k] \right)^{\text{H}} \quad (3.33)$$

Gebrauch. Das gefilterte Signal wird dann über [34]

$$\underline{s}_{\text{MVDR}}^{\text{BB,LP}}[\alpha, k] = \frac{\left(\hat{\mathbf{R}}_{\text{xx}}^{-1} \mathbf{a}^{\text{LP}}[\alpha, k]\right)^{\text{H}}}{\left(\mathbf{a}^{\text{LP}}[\alpha, k]\right)^{\text{H}} \hat{\mathbf{R}}_{\text{xx}}^{-1} \mathbf{a}^{\text{LP}}[\alpha, k]} \cdot \mathbf{x}^{\text{BB}}[k] \quad (3.34)$$

berechnet. In (3.34) wird die Inverse der Kovarianzmatrix benötigt. Um die Berechnung dieser Invertierung robuster zu gestalten, können die Diagonalelemente der Kovarianzmatrix mit einer Gewichtung versehen werden. Im Englischen wird diese Technik als *diagonal loading* bezeichnet [36]. Die hierbei verwendeten Gewichtungsfaktoren müssen dabei für jedes System neu bestimmt werden [37].

Das Winkelspektrum des MVDR-Schätzers wird schließlich äquivalent zu Gleichung (3.32) bestimmt. Ein Beispielspektrum ist als Vergleich zum Bartlett-Spektrum in Abbildung 3.5 auf der rechten Seite eingezeichnet. Es ist zu erkennen, dass das Spektrum eine deutlich schmalere Hauptkeule und ein geringeres sowie konstanteres Nebenkeulenniveau besitzt. Es ist daher mit dem MVDR-Schätzer leichter, Ziele mit geringerer Winkeldifferenz voneinander zu unterscheiden.

3.3.2 Laufzeitschätzung

Gleichung (3.20) zeigt, dass die instantane Phase $\Phi_p^{\text{BB}}(t)$, die ein Ziel im Empfangssignal erzeugt, hauptsächlich von der Laufzeit τ_p abhängt. Ziel ist es daher, die Frequenz $\omega_p^{\text{U/D}}$ und die dazugehörige Phasenlage $\varphi_p^{\text{U/D}}$ so exakt wie möglich zu bestimmen, um daraus die Laufzeit τ_p zu ermitteln. Gleichzeitig sollen dabei die instantanen Phasen von unterschiedlichen Zielen voneinander getrennt werden. Im weiteren Verlauf des Abschnitts wird der Index p der Übersichtlichkeit wegen fallen gelassen. Alle Berechnungen sind jedoch für jedes identifizierte Ziel einzeln durchzuführen.

Gleichung (3.20) zeigt ebenfalls, dass die Anteile der instantanen Phase teilweise von der Rampenrichtung abhängige Vorzeichen besitzen. Eine gemeinsame Verarbeitung der Messdaten von Auf- und Abwärtsrampen erscheint daher vorteilhaft. Dazu werden zunächst die Summen und Differenzen der Phasen und Frequenzen betrachtet. Sie

lauten

$$\Delta\omega = \omega^U - \omega^D = 0 \quad (3.35)$$

$$\Delta\varphi = \varphi^U - \varphi^D = 2(\omega_c\tau - \phi^Z) \quad (3.36)$$

$$\Sigma\omega = \omega^U + \omega^D = 2\dot{\omega}\tau \quad (3.37)$$

$$\Sigma\varphi = \varphi^U + \varphi^D = -\dot{\omega}\tau^2. \quad (3.38)$$

Die Differenz der Zielfrequenzen ω^U und ω^D ist null. Dies ist hier der Fall, da in (3.19) angenommen wurde, dass die Laufzeit τ innerhalb der Dauer eines Zyklus konstant, das Ziel also statisch ist beziehungsweise sich vernachlässigbar gering oder langsam bewegt. Wäre diese Annahme nicht getroffen worden, fände sich in der Differenz der Frequenzen die Dopplerfrequenz und somit ein Maß für die radiale Geschwindigkeit des Ziels wieder [38].

Sowohl die Summe der Zielfrequenzen als auch die Differenz der Zielphasen sind direkt proportional zur gesuchten Laufzeit τ . Sie kann somit über

$$\tau^F = \frac{\Sigma\omega}{2\dot{\omega}} \quad (3.39)$$

und

$$\tau^P = \frac{\Delta\varphi + 2\phi^Z}{2\omega_c} \quad (3.40)$$

geschätzt werden. Dabei deuten die hochgestellten Indizes F und P hier und im weiteren Verlauf der Arbeit an, dass eine Größe auf Basis der Frequenz oder der Phase bestimmt wurde. Während (3.39) direkt angewendet werden kann, stellt sich bei (3.40) ein Problem dar: Die aus den Messdaten bestimmbare Phasendifferenz $\Delta\varphi$ ist uneindeutig und wird daher immer auf das Grundintervall $[0, 2\pi)$ zurückfallen. Die gesuchte Laufzeit τ hingegen kann alle Werte aus \mathbb{R}_0^+ annehmen. Die direkte Verwendung der Phasendifferenz wird daher in den meisten Fällen zu einer Fehlschätzung der Laufzeit führen. Zur korrekten Berechnung von τ wird somit die eindeutige, absolute Phasendifferenz benötigt.

Werden die Umformulierungen

$$\varphi^U = 2\pi l^U + \underbrace{\varphi^U \bmod 2\pi}_{=:\hat{\varphi}^U}, \quad \varphi^D = 2\pi l^D + \underbrace{\varphi^D \bmod 2\pi}_{=:\hat{\varphi}^D} \quad (3.41)$$

mit $l^U, l^D \in \mathbb{Z}$ eingeführt, kann die Phasendifferenz auch als

$$\Delta\varphi = 2\pi(l^U - l^D) + (\hat{\varphi}^U - \hat{\varphi}^D) \quad (3.42)$$

geschrieben werden. Dank der Ähnlichkeit von Gleichung (3.36) und (3.37) kann die Differenz der ganzen Zahlen mit Hilfe von $\Sigma\omega$ und den messbaren, uneindeutigen Phasen $\hat{\varphi}^U$ und $\hat{\varphi}^D$ über

$$(l^U - l^D) = \left\lfloor \frac{\frac{\omega_c \Sigma\omega}{\dot{\omega}} - (\hat{\varphi}^U - \hat{\varphi}^D) - 2\phi^Z}{2\pi} \right\rfloor \quad (3.43)$$

bestimmt werden. Dabei stellt der Rundungsoperator $\lfloor \cdot \rfloor$ sicher, dass das Ergebnis eine ganze Zahl ist. Die Phasendifferenz ergibt sich schließlich zu

$$\Delta\varphi = 2\pi \left\lfloor \frac{\frac{\omega_c \Sigma\omega}{\dot{\omega}} - (\hat{\varphi}^U - \hat{\varphi}^D) - 2\phi^Z}{2\pi} \right\rfloor + (\hat{\varphi}^U - \hat{\varphi}^D). \quad (3.44)$$

Sie kann auch wie folgt interpretiert werden: Die Laufzeit ist unterteilt in Periodendauern, welche zu der verwendeten Wellenlänge korrespondieren und jeweils ein 2π -Phasenintervall darstellen. Ziel der Phasenschätzung ist es, das absolute, ganzzahlige Phasenintervall sowie dessen Bruchteil zu ermitteln.

Die Bestimmung der Laufzeiten τ lässt sich also auf die Schätzung der Frequenzen $\omega^{U/D}$ und Phasen $\varphi^{U/D}$ der P komplexwertigen Schwingungen, die die Zielreflexionen im Basisbandsignal erzeugen, zurückführen.

Viele Methoden zur exakten Bestimmung der Parameter komplexwertiger Schwingungen wurden in den letzten Jahrzehnten publiziert. Viele davon beruhen auf der selben Idee: Berechne die diskrete Fouriertransformation (DFT) $\underline{S}^{\text{BB}}[k]$ des komplexwertigen Zeitsignals $\underline{s}^{\text{BB}}[k]$ und suche den Frequenz-Bin $\hat{k} = \arg \max_k \{|\underline{S}^{\text{BB}}[k]|\}$ mit der größten Amplitude im Spektrum. Interpoliere anschließend das Frequenzspektrum, um eine genauere Schätzung der Parameter des Maximums zu erhalten.

Die erste Möglichkeit, die Schätzung zu verfeinern, ist das Anhängen von Nullen an die Daten (engl. zero-padding) oder das Anwenden der Chirp z-Transformation (CZT) [39]. Diese Methoden interpolieren zwar das Spektrum und erhöhen somit die Auflösung, sie sind jedoch auch sehr rechenintensiv und zählen somit nicht zu den effizientesten Methoden.

Die zweite Möglichkeit ist die Interpolation des Spektrums, indem die dem Maximum zugrundeliegende Kurvenform in Betracht gezogen wird. Hier finden sich in der Literatur sowohl Methoden, die direkt mit dem komplexwertigen Spektrum $\underline{S}^{\text{BB}}[k]$ arbeiten [40, 41] als auch welche, die nur das Amplitudenspektrum $|\underline{S}^{\text{BB}}[k]|$ [33, 42] verwenden. In dieser Arbeit wird der in [33] publizierte exponentielle parabolische Interpolator (EPI) verwendet, welcher nachfolgend erläutert wird. Zur einfacheren Notation werden im Folgenden die hochgestellten Indizes U und D weggelassen. Die Berechnungen müssen jedoch für jede Rampenrichtung getrennt ausgeführt werden.

Bei der exponentiellen parabolischen Interpolation wird angenommen, dass die Kurvenform des spektralen Maximums mit

$$S(f) = \left(a_{\text{EPI}}(f - f_{\text{max}})^2 + h_{\text{EPI}} \right)^{1/q} \quad (3.45)$$

beschrieben werden kann. Da die Kurvenform des Maximums von der Fensterfunktion, die während der Fouriertransformation genutzt wurde, abhängt, wird der Exponent q eingeführt. Dieser passt die Approximation an die jeweilige Fensterung an und verringert damit den Fehler der Interpolation. Referenz [33] listet Werte des Exponenten für gängige Fensterfunktionen auf. Die Interpolation kann nun mithilfe des größten Werts im Amplitudenspektrum und dessen Nachbarn berechnet werden. Der interpolierte Frequenz-Bin ergibt sich zu [33]

$$\hat{k}^{\text{EPI}} = \hat{k} + \frac{|\underline{S}^{\text{BB}}[\hat{k} + 1]|^q - |\underline{S}^{\text{BB}}[\hat{k} - 1]|^q}{4|\underline{S}^{\text{BB}}[\hat{k}]|^q - 2|\underline{S}^{\text{BB}}[\hat{k} + 1]|^q - 2|\underline{S}^{\text{BB}}[\hat{k} - 1]|^q}. \quad (3.46)$$

und die gesuchte Frequenz ω somit zu

$$\omega = \frac{2\pi f_S}{K} \cdot \hat{k}^{\text{EPI}}. \quad (3.47)$$

Laut [33] ist unter idealen Bedingungen durch diese Interpolation eine Verringerung des Schätzfehlers um einen Faktor von bis zu 85.000 möglich.

Zur Bestimmung der Phase $\hat{\varphi}$ wird das Phasenspektrum $S_{\varphi}^{\text{BB}}[k] = \arg\{\underline{S}^{\text{BB}}[k]\}$ der DFT herangezogen. Wie [43] gezeigt hat, ist das Phasenspektrum im Bereich der spektralen Maxima linear, sodass eine lineare Interpolation zur Verbesserung des gesuchten

Wertes ausreicht. Die Phasen können somit über [32]

$$\hat{\varphi} = S_{\varphi}^{\text{BB}} \left[\left[\hat{k}^{\text{EPI}} \right] \right] + \left(S_{\varphi}^{\text{BB}} \left[\left[\hat{k}^{\text{EPI}} \right] \right] - S_{\varphi}^{\text{BB}} \left[\left[\hat{k}^{\text{EPI}} \right] \right] \right) \cdot \left(\hat{k}^{\text{EPI}} \bmod 1 \right) \quad (3.48)$$

berechnet werden.

Zur Bestimmung der Laufzeit aller P Zielreflexionen ist somit die Berechnung der diskreten Fouriertransformation für jede Frequenzrampe sowie die exponentielle parabolische Interpolation des Amplitudenspektrums und die lineare Interpolation des Phasenspektrums im Bereich der P spektralen Maxima notwendig.

3.3.3 Entfernungsbestimmung

Mit den geschätzten Parametern Laufzeit und Winkel kann nun die radiale Entfernung der Ziele durch Umstellen von (3.6) bestimmt werden. Für ein beliebiges Sendempfangsantennenpaar, welches auf der x -Achse des globalen Koordinatensystems angeordnet ist, lautet die Berechnungsvorschrift

$$R_p(\theta_p, \tau_{n,p,m}) = \frac{A - R_{\tau} \cdot B}{C} \quad (3.49)$$

mit

$$\begin{aligned} A &= \sin(\theta_p) \cdot \left((x_m^{\text{S}})^3 + (x_n^{\text{E}})^3 - R_{\tau}^2 (x_n^{\text{E}} + x_m^{\text{S}}) - x_n^{\text{E}} (x_m^{\text{S}})^2 - (x_n^{\text{E}})^2 x_m^{\text{S}} \right) \\ B &= \sqrt{(R_{\tau}^2 - (x_n^{\text{E}})^2 - 2 \cos(2\theta_p) x_n^{\text{E}} x_m^{\text{S}} - (x_m^{\text{S}})^2) (R_{\tau}^2 - (x_n^{\text{E}} - x_m^{\text{S}})^2)} \\ C &= 2 \sin^2(\theta_p) (x_n^{\text{E}} - x_m^{\text{S}})^2 - 2R_{\tau}^2 \\ R_{\tau} &= c_{\text{L}} \cdot \tau_{n,p,m}. \end{aligned}$$

Dieser Ausdruck vereinfacht sich unter bestimmten Annahmen erheblich. Wird beispielsweise angenommen, dass sich das Ziel gerade vor dem Radarsystem befindet, vereinfacht sich die Gleichung zu

$$R_p(\theta_p = 0^{\circ}, \tau_{n,p,m}) = \frac{\sqrt{(R_{\tau}^2 - (x_n^{\text{E}} + x_m^{\text{S}})^2)(R_{\tau}^2 - (x_n^{\text{E}} - x_m^{\text{S}})^2)}}{2R_{\tau}}. \quad (3.50)$$

Handelt es sich zusätzlich bei dem Antennenpaar um einen Aufbau, der symmetrisch um den Koordinatenursprung angeordnet ist, also $x_m^{\text{S}} = -x_n^{\text{E}}$, verkürzt sich die Berech-

nung weiter zu

$$R_p(\theta_p = 0^\circ, \tau_{n,p,m}) \Big|_{x_m^S = -x_n^E} = \sqrt{\frac{1}{4}R_\tau^2 - (x_n^E)^2} \quad (3.51)$$

Für die Vollständigkeit lautet der Ausdruck für einen monostatischen Aufbau, bei dem zum Senden und Empfangen dieselbe Antenne genutzt wird,

$$R_p(\theta_p, \tau_{n,p,m}) \Big|_{x_m^S = x_n^E = 0} = \frac{R_\tau}{2}. \quad (3.52)$$

3.3.4 Gemeinsame Schätzung von Entfernung und Winkel

Die Ansätze der Berechnung eines im Winkel gefilterten Signals und die Bestimmung der Laufzeit über die DFT können gemeinsam genutzt werden, um ein zwei-dimensionales Entfernung-Winkel-Spektrum zu erstellen. Wird aus dem im Winkel gefilterten Signal $\underline{s}_{\text{BT}}^{\text{BB,LP}}[\alpha, k]$ nicht das Spektrum $P_{\text{BT}}^{\text{LP}}[\alpha]$ berechnet, sondern eine diskrete Fouriertransformation für jeden Wert von α durchgeführt, so ist das Ergebnis ein Spektrum $\underline{S}_{\text{BT}}^{\text{BB,LP}}[\alpha, k]$, das die Leistungsverteilung des Basisbandsignals im zwei-dimensionalen Entfernung-Winkel-Raum widerspiegelt. Ein solches Spektrum für zwei Ziele bei $(R_1, \theta_1) = (3 \text{ m}, 0^\circ)$ und $(R_2, \theta_2) = (1 \text{ m}, -25^\circ)$ ist beispielhaft für ein ULA mit 10 Elementen und einem Elementabstand von $d_{\text{el}} = 0,55 \cdot \lambda_c$ in Abbildung 3.6 dargestellt. Als Rampenparameter wurden $f_c = 62 \text{ GHz}$ und $B = 2,7 \text{ GHz}$ angenommen. Die beiden spektralen Maxima sind deutlich voneinander trennbar. Die Identifizierung dieser kann durch eine zwei-dimensionale Maximumsuche geschehen. Um nur prägnante Maxima zu ermitteln und Fehldetektionen zu verringern, können Algorithmen wie beispielsweise der konstante Falschalarmrate (engl. constant false alarm rate (CFAR)) Algorithmus [44] eingesetzt werden.

Für eine mikrometer-genaue Bestimmung der Positionen mehrerer Ziele ist diese Methode jedoch nicht geeignet. Die entsprechenden Auflösungen im Suchwinkel α und für die diskrete Fouriertransformation würden zu extremen Rechenzeiten führen, sodass dieser Ansatz sehr ineffizient ist. Es bietet sich allerdings an, zunächst ein Entfernung-Winkel-Spektrum mit vergleichbar geringer Auflösung zu berechnen, in diesem die Ziele zu identifizieren und anschließend mit höherer Auflösung, aber kleinerem Suchintervall, die Winkelschätzung und die in Abschnitt 3.3.2 vorgestellte exponentiell parabolische Interpolation durchzuführen. Dieser Ansatz führt zur finalen Algorithmik, die im Rest dieser Arbeit verwendet wird. Sie wird im folgenden Unterabschnitt beschrieben.

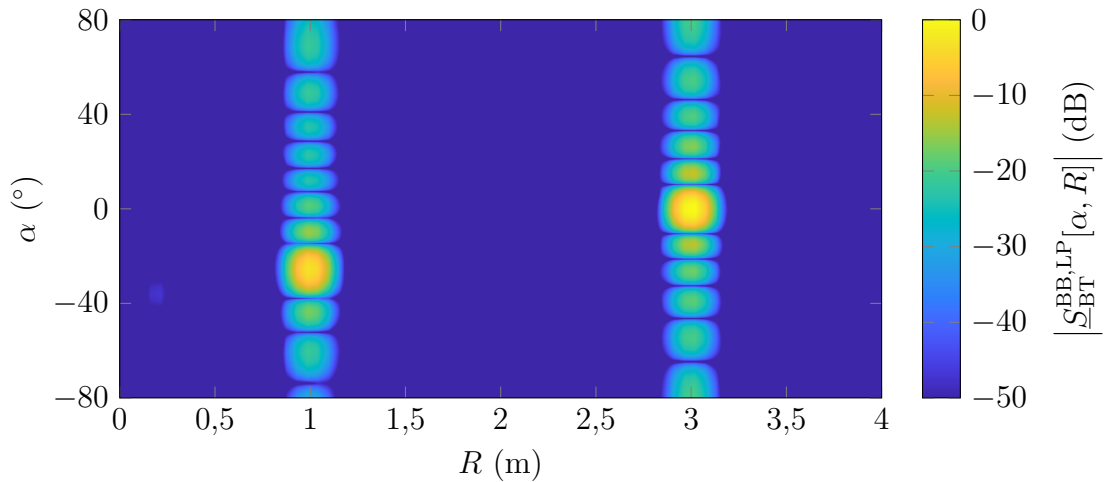


Abbildung 3.6: Beispielhaftes Entfernung-Winkel-Spektrum für zwei Ziele bei $(R_1, \theta_1) = (3 \text{ m}, 0^\circ)$ und $(R_2, \theta_2) = (1 \text{ m}, -25^\circ)$. Angenommene Systemparameter: ULA mit 10 Elementen und $d_{el} = 0,55 \cdot \lambda_c$, $f_c = 62 \text{ GHz}$ und $B = 2,7 \text{ GHz}$.

3.3.5 Finale Algorithmik für die Schätzung von Zielwinkel und -entfernung

Abbildung 3.7 fasst die im weiteren Verlauf dieser Arbeit verwendete Datenverarbeitung als Blockschaltbild zusammen. Zunächst werden die aufgenommenen Rohdaten digital Hochpass-gefiltert. Dies ist notwendig, da die analogen Hochpassfilter in den Empfangsstufen das direkt zwischen Sender und Empfänger gekoppelte Signal nicht ausreichend stark unterdrücken.

Anschließend werden die Rohdaten kalibriert, um die Effekte der Hardware auszugleichen (s. Kapitel 3.5). Danach wird, wie im vorherigen Abschnitt beschrieben, ein grobes Entfernung-Winkel-Spektrum erstellt und die grobe Position aller Ziele erfasst. Abschließend wird für jedes erfasste Ziel zunächst eine weitere Winkelschätzung mit genauerer Auflösung, jedoch eingeschränktem Winkelbereich durchgeführt. Der geschätzte Zielwinkel wird anschließend genutzt, um die Daten der virtuellen Empfangskanäle zusammenzurechnen und so das System in der digitalen Verarbeitung auf diesen Winkel zu fokussieren. Dabei tritt eine Filterwirkung in der Winkel-Dimension ein, die andere Ziele unterdrückt. Für dieses Fokussieren kann nur der Bartlett-Algorithmus verwendet werden, da er im Gegensatz zum MVDR-Algorithmus eine kohärente Addition der Einzelsignale darstellt. Die Kohärenz während der Addition ist wichtig, damit

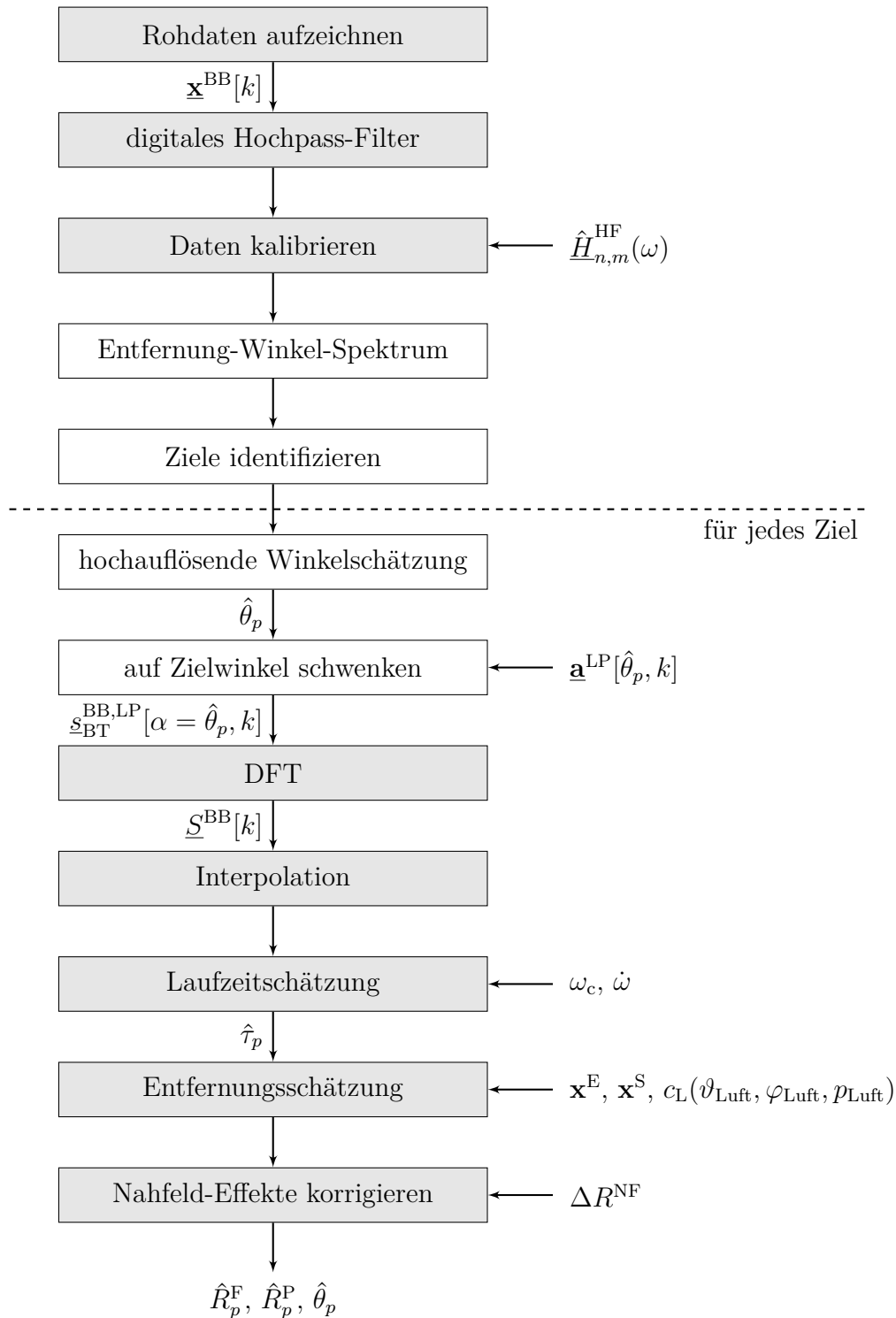


Abbildung 3.7: Blockschaltbild der finalen Datenverarbeitung. Für die SISO-Radarkonfiguration werden nur die grau hinterlegten Blöcke ausgeführt.

das so gefilterte Summensignal ein möglichst störungsfreies Spektrum ergibt und somit die Grundannahmen der folgenden Interpolation erfüllt. Das so berechnete Summensignal wird also der in Abschnitt 3.3.2 beschriebenen Interpolation unterzogen, woraus schlussendlich die geschätzte Entfernung resultiert. Zu allerletzt wird der geschätzte Wert um die Nahfeld-Effekte korrigiert (s. Kapitel 3.5.3).

Wird nur einer der virtuellen Empfangskanäle genutzt, werden entsprechende Schritte zur Winkelschätzung übersprungen. Diese sind in Abbildung 3.7 weiß hinterlegt.

3.4 Cramér-Rao-Schranke

Um verschiedene Schätzer für ein und dieselbe Größe (hier Laufzeitbestimmung über Frequenz und Phase; Winkelbestimmung mit Bartlett und MVDR) miteinander vergleichen zu können, ist ein Maß für die Güte eines Schätzers notwendig. Als Maßzahl kann zum Beispiel der absolute Fehler $\hat{X} - X$, der mittlere quadratische Fehler (engl. mean squared error (MSE)) oder der RMSE

$$\text{RMSE}\{\hat{X}\} = \sqrt{\text{MSE}\{\hat{X}\}} \quad \text{mit} \quad \text{MSE}\{\hat{X}\} = \text{E}\left\{\left|\hat{X} - X\right|^2\right\} \quad (3.53)$$

der Schätzung \hat{X} im Vergleich zum tatsächlichen Wert X genutzt werden. Hierfür ist es wichtig, eine genaue Referenz des tatsächlichen Wertes X zu haben. Diese Fehlergrößen bieten jedoch nur die Möglichkeit, mehrere Schätzer für eine Größe miteinander zu vergleichen und festzustellen, welche der Schätzungen unter den gegebenen Bedingungen besser ist. Sie bieten aber zunächst keine Möglichkeit festzustellen, ob der verwendete Schätzer allgemein ein guter Schätzer ist oder ob es nicht eine bessere Option gibt. Hier kommt die sogenannte Cramér-Rao-Schranke (engl. Cramér-Rao Lower Bound (CRLB)) ins Spiel. Die CRLB stellt eine theoretische untere Grenze für die Genauigkeit einer erwartungstreuen (engl. unbiased) Schätzung auf Basis des Modells der Größe dar. Für eine erwartungstreue Schätzung gilt

$$\text{E}\{\hat{X}\} = X. \quad (3.54)$$

In diesem Fall entspricht der MSE der Varianz der geschätzten Größe [45]

$$\text{MSE}\{\hat{X}\} = \text{E}\left\{\left|\hat{X} - \text{E}\{\hat{X}\}\right|^2\right\} = \text{VAR}\{\hat{X}\} \quad (3.55)$$

und somit gilt

$$\text{RMSE}\{\hat{X}\} = \sqrt{\text{MSE}\{\hat{X}\}} = \sqrt{\text{VAR}\{\hat{X}\}} \geq \sqrt{\text{CRLB}\{X\}}. \quad (3.56)$$

Ein Vergleich der Leistungsfähigkeit eines Schätzers mit der zugehörigen CRLB bietet somit die Möglichkeit, eine absolute Aussage über die Güte des Schätzers vorzunehmen. Werden Schätzwerte basierend auf Messdaten mit der CRLB verglichen, können außerdem Rückschlüsse auf mögliche systematische Messabweichungen gezogen werden.

Im Folgenden werden die CRLBs für die Schätzung der radialen Entfernung und des Winkels auf Grundlage des linearen Phasenmodells aus Abschnitt 3.2.2 dargelegt.

3.4.1 Radiale Entfernung

Zur Berechnung der CRLB wurde das lineare Phasenmodell und ein monostatisches System mit $R_p = (\tau_{0,p}c_L)/2$ als Basis verwendet. Die CRLBs für die Entfernungsschätzung basierend auf der Frequenz- und Phasenschätzung aus Abschnitt 3.3.2 ergeben sich laut [25] zu

$$\text{CRLB}\{R^F\} = \frac{3c_L^2 f_s^2}{\text{SNR} \cdot 4\dot{\omega}^2 K(K^2 - 1)} \quad (3.57)$$

und

$$\text{CRLB}\{R^P\} = \frac{c_L^4}{\text{SNR} \cdot 16K(c_L\omega_c - 4R_p\dot{\omega})^2}. \quad (3.58)$$

Ähnliche Darstellungen sind auch in [14, 43] zu finden. Durch unterschiedliche Annahmen in der Darstellung des Basisbandsignals und gegebenenfalls vorgenommene Vereinfachungen, wie $K^2 - 1 \approx K^2$, weichen die angegebenen Cramér-Rao-Schranken jedoch leicht voneinander ab.

Werden die beiden Cramér-Rao-Schranken miteinander verglichen, so zeigt sich, dass

$$\frac{\text{CRLB}\{R^P\}}{\text{CRLB}\{R^F\}} = \frac{c_L^2 \dot{\omega}^2 (K^2 - 1)}{12f_s^2 (c_L\omega_c - 4R_p\dot{\omega})^2} < \frac{\left(\frac{\dot{\omega}K}{f_s}\right)^2}{12\omega_c^2} = \frac{B^2}{12f_c^2} < 1 \quad (3.59)$$

und somit die Schranke der Phasenschätzung stets kleiner ist als die der Frequenzschätzung. Das bedeutet, dass von der Phasenschätzung prinzipiell genauere Entfernungsschätzungen zu erwarten sind. Die letzte Ungleichung in (3.59) ist erfüllt, wenn

$B < \sqrt{12}f_c$ gilt. Dies ist in allen FMCW-Systemen der Fall, da die instantane Frequenz stets positiv sein muss.

3.4.2 Winkelschätzung

Bei der Winkelschätzung hängt die CRLB vor allem von der verwendeten Form der Gruppenantenne ab. Wird als Anordnung eine (virtuelle) regelmäßige lineare Gruppenantenne mit M Elementen gewählt, so ergibt sich nach [45] die Cramér-Rao-Schranke zu

$$\text{CRLB}\{\theta\} \approx \frac{6c_L^2}{\omega_c^2 K \cdot \text{SNR} \cdot \cos^2(\theta) \cdot d_{el}^2 (M^3 - M)}. \quad (3.60)$$

Eine interessante Gegebenheit der Cramér-Rao-Schranken ist ihre jeweilige Abhängigkeit zur geschätzten Größe selbst. Während die Schranke in (3.57) keinerlei Abhängigkeit zur gesuchten Entfernung darlegt, ist in (3.58) eine solche prinzipiell gegeben. Bei genauerer Betrachtung der Differenz in (3.58) stellt sich jedoch heraus, dass der Einfluss der Entfernung und damit die Abhängigkeit der Schranke von der gesuchten Größe vernachlässigbar gering ist.

Bei der Cramér-Rao-Schranke der Winkelschätzung hingegen ist die Abhängigkeit zum gesuchten Parameter aufgrund des Kosinus-Zusammenhangs deutlich stärker. Gleichung (3.60) zeigt in der Endkonsequenz, dass ein Zielwinkel von $\theta = 90^\circ$ mithilfe eines ULAs nicht geschätzt werden kann.

3.5 Untersuchung von Hardware-, Ziel-, und Umgebungseinflüssen

Bis zu diesem Abschnitt wurde das Radarsystem als idealisiertes System und das Ziel als ideales Punktziel angenommen. Die Auswirkungen von Hardware-, Ziel-, und Umgebungseinflüssen auf die zuvor erläuterten Methoden und Schätzer werden im Folgenden untersucht. Dazu wird zunächst das Blockschaltbild eines FMCW-Systems um die Übertragungsfunktionen der Hardware-Komponenten im Sende- und Empfangszweig sowie im Basisband erweitert (vgl. Abbildung 3.2 mit 3.8).

Abschnitt 3.5.1 beschäftigt sich mit den Auswirkungen der Übertragungsfunktionen $\underline{H}^{\text{PA}}(\omega)$ und $\underline{H}^{\text{LNA}}(\omega)$ der Verstärker in den Hochfrequenzzweigen des Radarsystems.

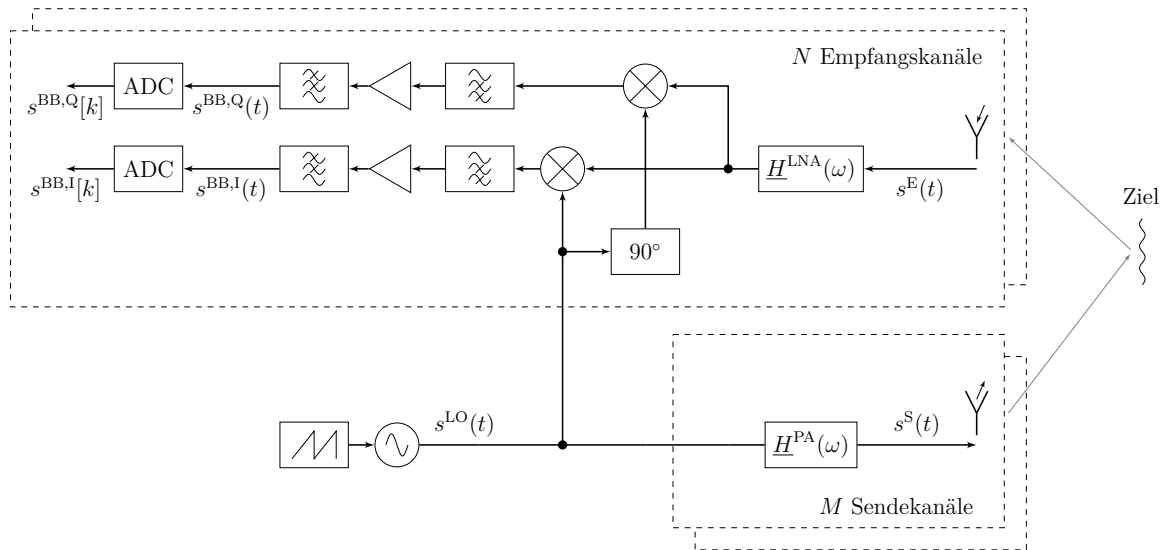


Abbildung 3.8: Blockschaltbild eines realen FMCW-Systems.

Darauffolgend werden die Auswirkungen der Filterstufen im Basisband des Systems erklärt. Das Kapitel beschäftigt sich abschließend mit der Reflexion des Signals am Ziel, der Abhängigkeit der Ausbreitungsgeschwindigkeit des Signals von den Umgebungsbedingungen sowie den Auswirkungen von Störzielen.

Für die im weiteren Verlauf dieser Arbeit durchgeführten Simulationen werden zwei verschiedene Konfigurationen eines FMCW-Systems betrachtet: die SISO- und die MIMO-Konfiguration. Die SISO-Konfiguration besitzt nur eine Sende- und eine Empfangsantenne. Sie kann daher nur für Entfernungsschätzungen eingesetzt werden. Die MIMO-Konfiguration besteht aus drei Sende- und vier Empfangsantennen. Ihre äquivalente Empfangsgruppenantenne bildet ein ULA mit 10 Elementen. Die Elemente 4 und 7 sind jeweils virtuell doppelt besetzt (s. Abbildung 3.9). Diese Konfiguration wird für die Schätzung von Winkeln und Entfernungen sowie für die Positionsbestimmung mehrerer Ziele verwendet. Die Parameter der Konfigurationen sowie alle weiteren, angenommenen Radarparameter sind in Tabelle 3.1 aufgeführt.

3.5.1 HF-Übertragungspfad

Reale FMCW-Systeme enthalten sowohl in den Sende- als auch in den Empfangszweigen Verstärkerstufen. Diese sind notwendig, um das bei der Signalerzeugung generierte, eher schwache Signal vor dem Aussenden und das beim Empfangen durch die Ausbreitung im Freiraum stark abgeschwächte Signal zu verstärken. Nur so ist es überhaupt

Tabelle 3.1: Systemparameter der SISO- und MIMO-Radar-Konfiguration

Parameter	Symbol	Konfiguration	
		SISO	MIMO
Mittenfrequenz	f_c	62 GHz	
Rampensteilheit	\dot{f}	60 MHz/ μ s	
Bandbreite	B	2,73 GHz / 3,93 GHz ¹	
Abtastfrequenz	f_s	12 MHz	
Anzahl Abtastwerte	K	546	
Rampendauer	T_c	65,42 μ s	
Rampenwiederholddauer	T_r	108,34 μ s / 216,68 μ s ²	
Zykluswiederholddauer	T_{cyc}	1 ms ³	
Anzahl Sendeantennen	M	1	3
Position Sendeantennen	\mathbf{x}^S	8,89 mm	8,89 mm 16,93 mm 24,97 mm
Anzahl Empfangsantennen	N	1	4
Position Empfangsantennen	\mathbf{x}^E	-8,89 mm	-8,89 mm -11,57 mm -14,25 mm -16,93 mm
Abstand virtuelle Gruppenantenne	d_{el}	—	2,68 mm

¹ innerhalb der Abtastdauer / gesamt

² für Einzelrampen / Rampenpaare

³ jeder Zyklus enthält ein Auf-/Abwärtsrampenpaar jeder Sendeantenne

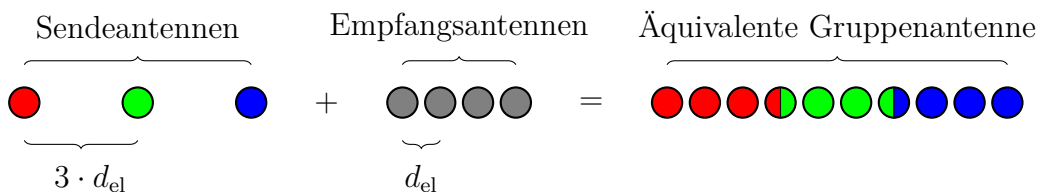


Abbildung 3.9: Schematische Darstellung der Antennenpositionen der MIMO-Konfiguration.

möglich, das Signal am Ende der Empfangskette vom Systemrauschen zu unterscheiden und zu detektieren.

Die Verstärker bringen jedoch ein erhebliches Problem mit sich, denn ihre Übertragungsfunktionen sind frequenzabhängig und im Allgemeinen nichtlinear. Dies bedeutet, dass sowohl die Amplitude als auch die Phase der Frequenzrampen nichtlinear verzerrt werden. Wie in [26] und [32] beschrieben wurde, kann dies zur Verzerrung des Basisbandspektrums und somit zu einer negativen Beeinflussung der exponentiellen parabolischen Interpolation führen.

Das Blockschaltbild in Abbildung 3.8 zeigt, dass die Frequenzrampen sowohl die Leistungsverstärker als auch die rauscharmen Vorverstärker passieren müssen, bevor sie zum Basisbandsignal herunter gemischt werden. Sie können daher zu einer Übertragungsfunktion

$$\underline{H}_{n,m}^{\text{HF}}(\omega) = \underline{H}_m^{\text{PA}}(\omega)\underline{H}_n^{\text{LNA}}(\omega) \quad (3.61)$$

zusammengefasst werden.

Da das Empfangssignal eine verzögerte Version des Sendesignals ist, liegen am Mischer zu jedem Zeitpunkt zwei leicht verschiedene Frequenzen vor. Die Differenzfrequenz dieser beiden – die Basisbandfrequenz $\omega_p^{\text{U/D}}$ – ist in der Regel jedoch mehrere Größenordnungen kleiner als die instantane Rampenfrequenz $\omega(t)$. Im Basisbandsignal spiegelt sich deshalb die Übertragungsfunktion $\underline{H}^{\text{HF}}(\omega)$ direkt wieder. Dabei kann jedem Abtastzeitpunkt k eine Hochfrequenz $\omega(t_k) =: \omega[k]$ zugeordnet werden, an dem die Übertragungsfunktion abgetastet wurde. Referenz [26] modelliert deshalb den Einfluss der Übertragungsfunktion $\underline{H}^{\text{HF}}(\omega)$ direkt im Basisband. Das Empfangssignal kann somit als

$$\underline{s}_{n,m}^{\text{BB,H}}(t) = \underline{H}_{n,m}^{\text{HF}}(\omega(t)) \cdot \underline{s}_{n,m}^{\text{BB}}(t) \quad (3.62)$$

geschrieben werden.

Auswirkungen auf die Entfernungsschätzung

Um zu untersuchen, wie sich unterschiedliche Betrags- und Phasenverläufe der Übertragungsfunktion auf die Entfernungsschätzung auswirken, werden in diesem Abschnitt Simulationen durchgeführt. Grundlage dieser Simulationen bilden das soeben aufgestellte Modell des Empfangssignals und ein angenommenes Radarsystem bestehend aus einer Sende- und einer Empfangsantenne (SISO-Konfiguration). Die simulierten Daten

werden anschließend mit der zuvor beschriebenen Interpolationsalgorithmik verarbeitet und die auftretenden Fehler untersucht. Folgende Übertragungsfunktionen werden betrachtet:

Zunächst wird als Referenz eine Simulation ohne Beeinflussung durch eine zusätzliche Übertragungsfunktion durchgeführt. Daher gilt für diese Simulation $\underline{H}^{\text{HF}}(\omega(t)) = 1$.

Als zweites wird eine reine Beeinträchtigung der Amplitude untersucht. Dafür wird für den Betrag der Übertragungsfunktion $|\underline{H}^{\text{HF}}(\omega(t))|$ eine Charakteristik gewählt, die dem ermittelten Verhalten des späteren Demonstrators (s. Abschnitt 5.1) nachempfunden ist. Entsprechend wird ein kosinus-förmiges Amplitudenverhalten gewählt. Die Phase wird mit $\arg\{\underline{H}^{\text{HF}}(\omega)\} = 0$ konstant gehalten.

Zuletzt wird für die Übertragungsfunktion ein Phasenverlauf simuliert, der eine nicht-lineare Kennlinie abbildet. Diese wird so gewählt, dass sie die dispersiven Ausbreitungseigenschaften von Rechteckhohlleitern imitiert. Dieser Fall wurde gewählt, da Hohlleiter und auf ihnen basierende Antennen sehr breitbandig angepasst sind und daher in breitbandigen Systemen häufig eingesetzt werden [46–48]. Der Phasenfortschritt in einem Hohlleiter der Länge l^{HL} kann über

$$\varphi(\omega, l^{\text{HL}}) = l^{\text{HL}} \cdot \beta(\omega) \quad (3.63)$$

mit der Ausbreitungskonstanten [49]

$$\beta(\omega) = \frac{1}{c} \sqrt{\omega^2 - \omega_g^2} \quad (3.64)$$

bestimmt werden. Darin ist c die Ausbreitungsgeschwindigkeit der elektromagnetischen Welle im den Hohlleiter füllenden Material (z.B. Luft) und ω_g die Grenzfrequenz des Hohlleiters. Für die Grundmode eines Rechteckhohlleiters ist diese

$$\omega_g = \frac{\pi c}{a^{\text{HL}}} \quad (3.65)$$

und somit lediglich abhängig von der Breite a^{HL} des Hohlleiters. Für die Simulation wurde ein WR15-Hohlleiter mit den Maßen $a^{\text{HL}} = 3,76$ mm, $b^{\text{HL}} = 1,88$ mm und $l^{\text{HL}} = 40$ mm genutzt.

Außerdem wurde ein Signal-zu-Rausch-Verhältnis von $\text{SNR} = 30$ dB angenommen und für jeden Entfernungspunkt $C = 200$ Auf-/Abwärtsrampenpaare simuliert. Für

jedes Rampenpaar wurde die Entfernungsschätzung durchgeführt und anschließend der mittlere Fehler

$$\overline{\Delta R}^{\text{F/P}}(R) = \frac{1}{C} \sum_{c=1}^C \left(\hat{R}_c^{\text{F/P}}[i] - \hat{R}_1^{\text{F/P}}[I] \right) - (R[i] - R[I]) \quad \text{mit } i = 1, \dots, I \quad (3.66)$$

berechnet. Darin bezeichnet I die Anzahl der simulierten Entfernungspunkte und der hochgestellte Index F oder P gibt dabei an, ob die geschätzte Entfernung über die Frequenzschätzung (3.39) oder über die Phasenschätzung (3.40) ermittelt wurde. Die Größen wurden dabei jeweils auf den ersten simulierten Entfernungspunkt (der am weitesten Entfernte) normiert. Dies ist in der Simulation zwar nicht notwendig, aber in der Praxis, da eine korrekte Bestimmung der Referenzentfernung R zwischen Ziel und Antennenapertur mit der benötigten Genauigkeit von weniger als einem Mikrometer praktisch nicht möglich ist. Der Einheitlichkeit wegen wurde daher bereits hier die Auswertung auf die Praxis ausgelegt.

Abbildung 3.10 zeigt die Ergebnisse der Simulationen. Dafür sind jeweils die simulierte Übertragungsfunktion in Betrag und Phase, ein beispielhaftes Entfernungsspektrum (mittles Zero-Padding interpoliert) sowie die Schätzfehler dargestellt. Zusätzlich zum mittleren Schätzfehler wurden die Kurven mit einem schattierten Bereich hinterlegt, welcher das Intervall von plus/minus einer Standardabweichung um den mittleren Fehler anzeigt.

Die Kurven in blau zeigen die Ergebnisse der Referenzsimulation. Das Spektrum zeigt das zu erwartende Maximum sowie kontinuierlich abfallende Nebenkeulen und die Schätzfehler schwanken um Null. Die Standardabweichung dieser Fehler hängt dabei lediglich vom gewählten Signal-zu-Rausch-Verhältnis ab.

Die roten Kurven bilden die Simulation mit reiner Amplitudenbeeinträchtigung ab. Im Spektrum zeigt sich aufgrund des angenommenen Betragsverlaufs der Übertragungsfunktion eine leichte Verzerrung. Zwar scheint das spektrale Maximum optisch nicht betroffen zu sein, in den Nebenkeulen jedoch ist ein deutlicher Unterschied zur Referenzsimulation sichtbar. Und auch in der Auswertung der Frequenz-basierten Entfernungsschätzung zeigt sich die Verzerrung deutlich: Der Fehler schwankt nun mit einer Amplitude von rund $250 \mu\text{m}$ um einen Mittelwert von etwa $-150 \mu\text{m}$. Die Periodizität dieser Schwankung korrespondiert dabei mit der Auflösung der zugrundeliegenden diskreten Fourier-Transformation. Die Interpolation wird somit von der leichten Verzer-

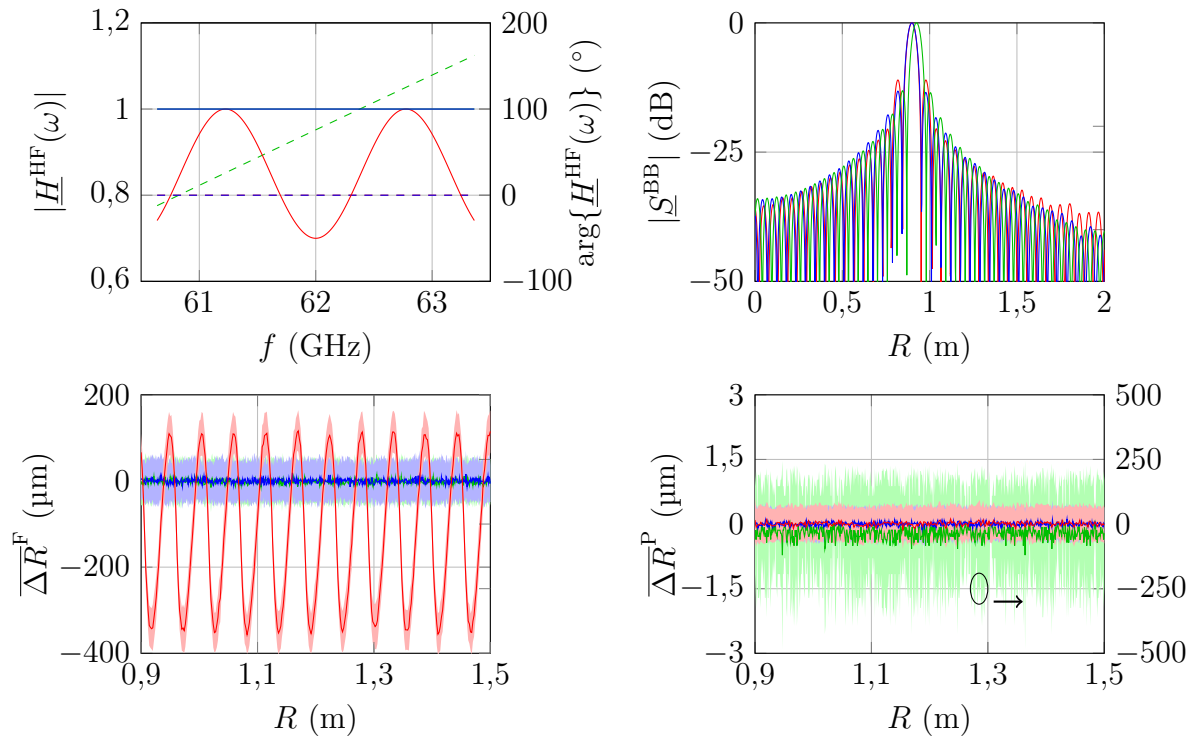


Abbildung 3.10: Simulationsergebnisse der HF-Hardware-Einflüsse. Die Farben repräsentieren die verschiedenen Fälle.
 O.L.: Betrag (—) und Phase (---) der simulierten Übertragungsfunktion $\underline{H}^{\text{HF}}(\omega)$.
 O.R.: Betragsspektrum des Basisbandsignals.
 U.L.: Fehler der Frequenz-basierten Entfernungsschätzung.
 U.R.: Fehler der Phasen-basierten Entfernungsschätzung.

zung des Spektrums verschlechtert, da die darin angenommene Kurvenform nicht mehr der des tatsächlichen Spektrums entspricht. Die Stärke dieses Effektes hängt dabei auch vom Abstand zwischen dem spektralen Maximum und der nächsten Bingenze ab. Die Simulationsergebnisse passen somit zu den Untersuchungen aus [33]. In der Phasen-basierten Auswertung zeigt sich hingegen kein Unterschied zur Referenzsimulation.

Zuletzt zeigen die grünen Kurven die Auswirkungen des nichtlinearen Phasenverlaufs, der für die Übertragungsfunktion simuliert wurde. Der nichtlineare Anteil, welcher aus (3.64) folgt, ist dabei so gering, dass er im oberen linken Graphen der Abbildung 3.10 nicht merklich erkennbar ist. Im Spektrum zeigt sich die zusätzliche Phase der Übertragungsfunktion vorwiegend als Verschiebung. Die Übertragungsfunktion stellt hier einen zusätzlichen Weg von der Länge des Hohlleiters dar. Das Maximum ist optisch nicht

merklich verzerrt und auch die Nebenkeulen fallen vergleichbar wie in der Referenzsimulation ab. Entsprechend zeigt sich im Fehler der Frequenz-basierten Schätzung dasselbe Verhalten wie in der Referenzsimulation. Die Kurven sind deshalb deckungsgleich und daher im linken unteren Graph von Abbildung 3.10 nur schwer voneinander zu unterscheiden. Es soll nicht unerwähnt bleiben, dass hier ein konstanter Fehler der Länge des Hohlleiters aufgrund der Normierung in der verwendeten Auswertung unterschlagen wurde. Die Phasen-basierte Schätzung wiederum zeigt ein ganz anderes Verhalten. Zwar liegt der mittlere Fehler hier ebenfalls nahe Null, jedoch ist die Standardabweichung auf etwa $250 \mu\text{m}$ und somit deutlich angestiegen. Eine genauere Betrachtung der einzelnen Simulationspunkte zeigt, dass in rund 3 % der Fälle der Schätzfehler bei rund $1,21 \text{ mm} \approx \lambda_c/4$ liegt. In diesen Fällen wird bei der Phasenauswertung in (3.43) ein 2π -Intervall geschätzt, dass nicht dem Tatsächlichen entspricht, weshalb es zu einem Sprung im Fehler kommt. Da dieser Sprung rund drei Größenordnungen größer als die restlichen Schätzfehler ist, führt bereits eine geringe Anzahl dieser Sprünge zu einer deutlich verschlechterten Standardabweichung.

Auswirkungen auf die Winkelschätzung

Abschnitt 3.3.1 hat gezeigt, dass für die Schätzung des Zielwinkels der Zusammenhang zwischen der Phasendifferenz benachbarter Empfangsantennen und dem gesuchten Zielwinkel genutzt wird. Entsprechend muss betrachtet werden, wie sich die HF-Übertragungsfunktionen $\underline{H}_{n,m}^{\text{HF}}(\omega)$ und vor allem deren Variation zwischen verschiedenen virtuellen Empfangskanälen auf die Winkelschätzung auswirkt. Die voran genannte Simulation wird dafür wie folgt abgeändert: Das Ziel befindet sich in einer konstanten Entfernung von $R = 1 \text{ m}$ und der Winkel θ wird variiert. Für die Simulation werden alle in Tabelle 3.1 genannten Antennenpositionen genutzt. Als HF-Übertragungsfunktion wird jedem virtuellem Empfangskanal ein frequenzunabhängiger Betrag mit einem Zufallswert $|\underline{H}_{n,m}^{\text{HF}}(\omega(t))| \in [1; 2]$ sowie ein konstanter Phasenoffset mit einem Zufallswert $\arg\{\underline{H}_{n,m}^{\text{HF}}(\omega)\} \in [0^\circ; 90^\circ]$ zugewiesen, um entsprechende Variationen der Leistungsverstärker, der rauscharmen Vorverstärker, der Antennen sowie Längenunterschiede in den Leitungen zwischen den Antennen und dem Sendeempfänger widerzuspiegeln. Die Zufallswerte werden dabei aus einer Gleichverteilung gezogen. Die Wertebereiche für die

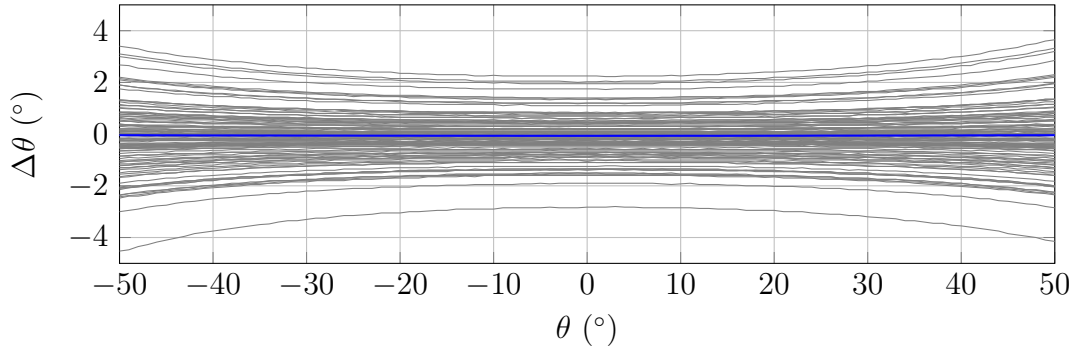


Abbildung 3.11: Ergebnisse der Simulation für die Beeinflussung der Winkelschätzung durch Variation der HF-Übertragungsfunktionen zwischen den Empfangskanälen. Keine Variation zwischen den Kanälen (—), zufällige Amplituden- und Phasen-Variation (—) ($|\underline{H}_{n,m}^{\text{HF}}(\omega(t))| \in [1; 2]$ und $\arg\{\underline{H}_{n,m}^{\text{HF}}(\omega)\} \in [0^\circ; 90^\circ]$; 100 Wiederholungen).

Beträge und Phasenoffsets der Übertragungsfunktionen wurden aus den Kalibriermessungen des Demonstratorsystems abgeleitet (s. Abschnitt 5.1).

Abbildung 3.11 zeigt die Ergebnisse der Simulation. Dargestellt ist der Winkelschätzfehler $\Delta\theta = \hat{\theta} - \theta$. Es ist, wie zuvor, der mittlere Fehler über mehrere Simulationenwiederholungen an einem Positionspunkt abgebildet. Gezeigt werden zum einen die Ergebnisse einer Simulation ohne Variation zwischen den virtuellen Kanälen (blaue Kurve) und zum anderen 100 Wiederholungen der Simulation mit zufälligen Variationen (graue Kurven). Wie zu erwarten, ergibt die Simulation mit perfekten Bedingungen eine Fehlerkurve, die konstant sehr nahe bei $\Delta\theta = 0^\circ$ liegt. Kleine verbleibende Restfehler sind vor allem der diskreten Natur und somit dem begrenzten Auflösungsvermögen der Winkelschätzung (s. $\delta\alpha$ in Abschnitt 3.3.1) zuzuschreiben.

Die Simulationen mit Amplituden- und Phasenfehlern zwischen den virtuellen Empfangskanälen wiederum zeigen prinzipiell Fehlerkurven mit einem parabelförmigen Verlauf. Die Ausprägung dieser Parabeln reicht dabei von quasi keinem Fehler ($\Delta\theta \approx 0^\circ$) bis hin zu Fehlerkurven mit hohem systematischem und gleichzeitig steigendem Fehler zu größeren Zielwinkeln hin. In den vorliegenden Simulationen liegt der maximale Fehler bei $\max\{|\Delta\theta|\} \approx 4^\circ$. Dies bedeutet, dass sich die Amplituden- und Phasenvariationen zwischen den Empfangskanälen innerhalb der Winkelschätzung sowohl gegenseitig kompensieren als auch konstruktiv überlagern und somit die Schätzung deutlich verschlechtern können. Die Simulationen zeigen somit auch, dass eine Kenntnis der statistischen Streuung der Übertragungsverhalten von den Sende- und Empfangskanä-

le nicht ausreicht, um eine zuverlässige Vorhersage über die Leistungsfähigkeit der Winkelschätzung des Systems treffen zu können. Vielmehr kommt es auf die genaue Ausprägung der Amplituden- und Phasenvariation zwischen den Kanälen und deren genaue Platzierung zueinander an.

Dieses Unterkapitel hat gezeigt, dass für eine hochpräzise Schätzung der Entfernung und des Winkels eine genaue Kenntnis der HF-Übertragungsfunktionen $H_{n,m}^{\text{HF}}(\omega(t))$ sowohl in Abhängigkeit der Frequenz ω als auch die Abhängigkeit zwischen den unterschiedlichen Sende-Empfangskanälen von grundlegender Bedeutung sind.

3.5.2 Basisband-Übertragungspfad

Das Blockschaltbild in Abbildung 3.8 zeigt, dass auch in den Basisbandpfaden eines realen FMCW-Systems zusätzlich Komponenten zu finden sind. Hierbei handelt es sich vor allem um Filter und Verstärker. Hinter den Mischern befinden sich Hochpassfilter. Ihre Hauptaufgabe ist es, niedrige Frequenzanteile, die zu sehr kurzen Laufzeiten bzw. zu sehr kurzen Zielentfernungen korrespondieren, zu unterdrücken. Sie sollen so Signalanteile, die durch die direkte Verkopplung von Sende- und Empfangspfad entstehen und somit kein echtes Radarziel darstellen, unterdrücken. Diese Verkopplung der Zweige kann innerhalb des Radarchips, auf den Zuleitungen zu den Antennen oder direkt an den Antennen stattfinden. Selbst bei guter Isolation der Sende- und Empfangspfade sind die Signalanteile durch direkte Verkopplung oft ähnlich stark oder gar stärker als die Signalanteile der gewünschten Ziele.

Die Hochpassfilter stellen für hochpräzise Messanwendungen mit kurzen Zielentfernungen ein Problem dar. Denn sie verfälschen die Amplitude und Phase des Basisbandsignals frequenz- und somit entfernungsabhängig. Die Verringerung der Amplitude kann hierbei vor allem zu einer Verringerung des möglichen Signal-zu-Rausch-Verhältnisses führen.

Der Einfluss der Hochpassfilter auf die Phase des Basisbandsignals führt zu einer Erweiterung von (3.20). Wird die Filterphase ϕ^{HPF} in Betracht gezogen, so lautet die Phase des Empfangssignals

$$\Phi^{\text{BB}}(t) = \pm\omega_c\tau - \frac{1}{2}\dot{\omega}\tau^2 \mp \phi^{\text{Z}} + \phi^{\text{HPF}} + \dot{\omega}\tau t. \quad (3.67)$$

Hier zeigt sich ein Vorteil der gemeinsamen Verarbeitung von Auf- und Abwärtsrampen: Wird wie in (3.36) vorgeschlagen, die Differenz der Rampensignale genutzt, um die Laufzeit zu bestimmen, kürzt sich der Effekt der Filterphase heraus. Eine Kalibrierung des Systems bezogen auf die Basisbandfilter ist bei gemeinsamer Verarbeitung von Auf- und Abwärtsrampen daher nicht zwingend erforderlich. In [43] wird jedoch darauf hingewiesen, dass diese Kalibrierung das Signal-zu-Interferenz-Verhältnis (SIR) verbessern und somit von Vorteil sein kann.

3.5.3 Nahfeld-Effekte

In vielen Radaranwendungen wird angenommen, dass sich das Ziel und dessen Reflexionsverhalten alleine durch seinen winkelabhängigen Radarquerschnitt σ_{RCS} (engl. radar cross section (RCS)) beschreiben lässt. Weiterhin wird angenommen, dass die eintreffende elektromagnetische Welle am Ziel als ebene Welle betrachtet werden kann und auch als solche reflektiert wird. Das Ziel wird somit häufig als Punktziel idealisiert. Dass diese Annahmen beziehungsweise die Vereinfachung des Sachverhaltes selbst im klassischen Fernfeldabstand der Antenne und für metallische Objekte im Fall von hochpräzisen Radaranwendungen nicht gelten, haben [24] und [50] gezeigt. Stattdessen muss das Zusammenspiel aus Radar-Antennensystem und Ziel als Ganzes betrachtet werden, um die entfernungsabhängigen Reflexionseigenschaften (Amplitude und Phase) erfassen zu können. Im Modell des Basisbandsignals (s. Gleichung (3.11)) ist die entfernungsabhängige Zielreflexionsphase als ϕ^Z eingeführt worden. Dieser Abschnitt zeigt, wie die im Weiteren als Nahfeld-Effekte titulierten Reflexionsphänomene in dieser Arbeit berücksichtigt und berechnet werden.

Um die Auswirkungen der Nahfeld-Effekte betrachten zu können, wird hier beispielhaft ein System bestehend aus einer Sende- und einer Empfangsantenne sowie einem Ziel betrachtet. Das Szenario ist in Abbildung 3.12 dargestellt.

Die Sende- und die Empfangsantenne werden dabei über ihre jeweilige Position \vec{p}^S und \vec{p}^E im globalen Koordinatensystem sowie über ihr Abstrahlverhalten $\underline{\Psi}^S(\theta, \phi)$ beziehungsweise $\underline{\Psi}^E(\theta, \phi)$ charakterisiert. Das komplexwertige Abstrahlverhalten $\underline{\Psi}(\theta, \phi) = \sqrt{G(\theta, \phi)} \cdot e^{iP(\theta, \phi)}$ setzt sich dabei aus dem winkelabhängigen Gewinn $G(\theta, \phi)$ und dem Phasenverhalten $P(\theta, \phi)$ der Antennen zusammen. Es kann beispielsweise über Vollwellensimulationen bestimmt werden. Im Folgenden wird das Fernfeld-Abstrahlverhalten der Antennen genutzt und angenommen, dass dieses das einfallende elektrische Feld am Ziel ausreichend genau approximiert. Als Ziel wird eine kreisrunde metallische Scheibe mit einem Durchmesser D verwendet. Die Oberfläche des Ziels wird mit S beschrieben. Die Position und Ausrichtung der Scheibe relativ zum Antennensystem ist variabel. Im betrachteten Beispiel sind der Normalvektor des Radars \vec{n}^R und der des Ziels \vec{n}^Z entgegengesetzt kollinear ausgerichtet ($\beta = 0^\circ$). Diese Vereinfachung eines Zielszenarios dient hier als anschauliches Beispiel. Die nachfolgenden Analysen und Berechnungen sind jedoch grundsätzlich auch für komplexere Ziel- und Antennensysteme durchführbar.

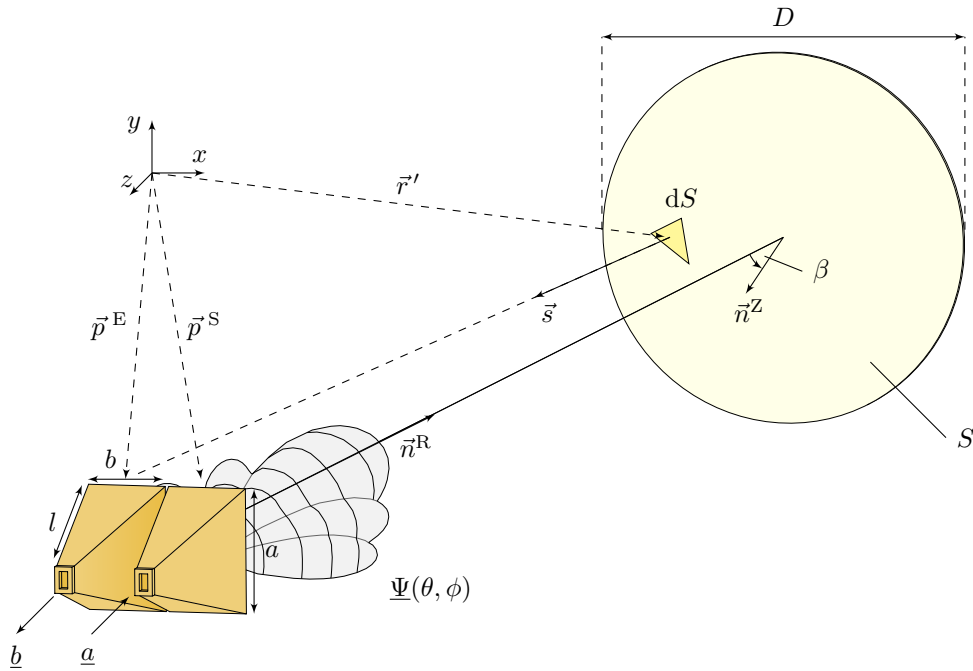


Abbildung 3.12: Simulationsszenario für die Nahfeld-Effekte bestehend aus zwei Hornantennen und einer Scheibe als Ziel. In Anlehnung an [50].

Für die folgenden Berechnungen und Simulationen wird das Modell aus [50] genutzt, welches auf dem Prinzip der physikalischen Optik [51] beruht und dieses für die Analyse des Nahfeld-Reflexionsverhaltens erweitert.

Es zerlegt die Oberfläche S des Ziels zunächst in Teilflächen dS und bestimmt anschließend für jede Teilfläche die Übertragungsfunktion zwischen Sende- und Empfangsantenne. Startpunkt bildet eine angenommene Leistungswelle \underline{a} , die ein unmoduliertes Dauerstrich-Sendesignal abbildet. Sie wird zur betrachteten Teilfläche propagiert und dabei mit der Abstrahlcharakteristik der Sendeantenne in die entsprechende Richtung gewichtet. An der Teilfläche angelangt, wird die ausgebreitete Welle als eine lokale ebene Welle betrachtet. Die Welle wird an der Teilfläche reflektiert und zum Ort der Empfangsantenne propagiert. Dort wird sie mit der effektiven Wirkfläche sowie dem Phasenverhalten der Empfangsantenne entsprechend der Einfallsrichtung gewichtet. Die Gesamtübertragungsfunktion

$$\underline{\gamma}^{\text{NF}}(\omega) = \frac{\underline{b}}{\underline{a}} \quad (3.68)$$

von der Sendeantenne bis zur Empfangsantenne ergibt sich durch die Überlagerung der Beiträge aller Teilflächen.

Basierend auf [50] kann der Quotient der Leistungswellen für den in Abbildung 3.12 dargestellten SISO-Aufbau, bei dem sich die Antennen sehr dicht beieinander befinden, also $|\vec{p}^E - \vec{p}^S| \ll |\vec{p}^S - \vec{r}'|$ gilt, als

$$\begin{aligned} \underline{\gamma}^{\text{NF}}(\omega) &= \frac{b}{a} \\ &\approx -\frac{1}{4\pi} \int_S (\vec{s} \cdot \vec{n}^Z) \frac{\underline{\Psi}^E(\vec{r}') \cdot \underline{\Psi}^S(\vec{r}') \cdot e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} \cdot (|\vec{p}^E - \vec{r}'| + |\vec{r}' - \vec{p}^S|)}}{|\vec{p}^E - \vec{r}'| \cdot |\vec{r}' - \vec{p}^S|} dS \end{aligned} \quad (3.69)$$

approximiert werden. Da das Übertragungs- und Reflexionsverhalten frequenzabhängig ist, muss die Berechnung für ausreichend viele Frequenzpunkte innerhalb der Frequenzrampen durchgeführt werden.

Die berechnete Nahfeld-Übertragungsfunktion $\underline{\gamma}^{\text{NF}}(\omega)$ wird anschließend mit der unter idealen Fernfeldbedingungen berechneten Übertragung [24]

$$\underline{\gamma}^{\text{FF}}(\omega) = \frac{G\lambda}{|r|^2} \sqrt{\frac{\sigma_{\text{RCS}}}{(4\pi)^3}} \cdot e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} \cdot |r|} \quad \text{mit} \quad |r| = \|\vec{R}^{\text{Z,S}}\| + \|\vec{R}^{\text{E,Z}}\| \quad (3.70)$$

verglichen und die Phasendifferenz

$$\Delta\phi^{\text{NF}}(\omega) = \arg \left\{ \frac{\underline{\gamma}^{\text{NF}}(\omega)}{\underline{\gamma}^{\text{FF}}(\omega)} \right\} \quad (3.71)$$

bestimmt. Diese Phasendifferenz wird in [24] genutzt, um die Zielreflexionsphase ϕ^Z beziehungsweise eine äquivalente Laufzeitdifferenz $\Delta\tau^{\text{NF}}$ mittels

$$[\phi^Z, \Delta\tau^{\text{NF}}]^T = (\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T \mathbf{y} \quad (3.72)$$

zu berechnen. Darin sind

$$\mathbf{y} = \left[\Delta\phi^{\text{NF}}(\omega_1) \quad \Delta\phi^{\text{NF}}(\omega_2) \quad \dots \quad \Delta\phi^{\text{NF}}(\omega_N) \right]^T \quad (3.73)$$

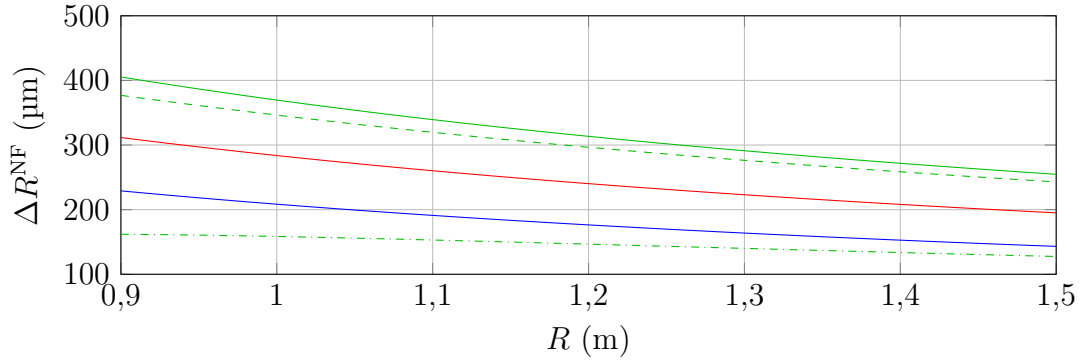


Abbildung 3.13: Die simulierte Entfernungsdifferenz ΔR^{NF} aufgrund der Nahfeld-Phänomene für $\beta = 0^\circ$ und $D = 60 \text{ mm}$ (—), $D = 70 \text{ mm}$ (—), $D = 80 \text{ mm}$ (—) sowie $D = 80 \text{ mm}$ und $\beta = 0,5^\circ$ (---) sowie $\beta = 1^\circ$ (-·-·-).

und

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ \omega_c - \omega_1 & \omega_c - \omega_2 & \dots & \omega_c - \omega_N \end{bmatrix}^T. \quad (3.74)$$

Es kann daraus final eine Entfernungsdifferenz $\Delta R^{\text{NF}} = \Delta \tau^{\text{NF}} c_L / 2$ berechnet werden, um die die geschätzte radiale Entfernung R aufgrund der Nahfeld-Effekte in der Messung von der tatsächlichen Entfernung abweicht.

Das in Abbildung 3.12 gezeigte Szenario wurde genutzt, um die Auswirkungen des Scheibendurchmessers D und des Verkippungswinkels β auf die Nahfeld-Effekte simulativ zu untersuchen. Der Winkel β beschreibt dabei eine Drehung des Ziels um seine lokale y -Achse. Das Szenario entspricht der SISO-Radarkonfiguration aus Tabelle 3.1. Für die Antennen wurden pyramidale Hornantennen gewählt, deren Abmessungen $a = 24,4 \text{ mm}$, $b = 14,4 \text{ mm}$ und $l = 50,1 \text{ mm}$ betragen. Die für die Berechnungen notwendige Abstrahlcharakteristik $\Psi(\theta, \phi)$ wurde mithilfe von *CST Studio Suite 2024* ermittelt. Die Entfernungsdifferenz ΔR^{NF} wurde für die Scheibendurchmesser $D \in \{60; 70; 80\} \text{ mm}$ berechnet. Weiterhin wurden unterschiedliche Verkippungswinkel $\beta \in \{0^\circ; 0,5^\circ; 1^\circ\}$ für den Durchmesser $D = 80 \text{ mm}$ simuliert.

Der Graph in Abbildung 3.13 lässt erkennen, dass die Nahfeld-Effekte einen deutlichen Einfluss auf die Entfernungsbestimmung haben. Für den größten Scheibendurchmesser beträgt die Abweichung im betrachteten Entfernungsintervall zwischen $250 \mu\text{m}$ und $400 \mu\text{m}$. Je kleiner der Scheibendurchmesser ist, desto kleiner ist auch diese maximale Abweichung. Dies ist mit der Abstrahlcharakteristik der Antennen und der

sphärischen Wellenausbreitung von elektromagnetischen Wellen zu erklären: Je kleiner das Ziel ist, desto weniger verändert sich die Phasenverteilung auf dem Ziel mit der Frequenz oder dem Abstand. Die Näherung des einfallenden Feldes als ebene Welle ist somit besser erfüllt und die Nahfeld-Effekte fallen geringer aus. Weiterhin zeigt sich, dass bereits kleine Verkippungswinkel von $\beta \leq 1^\circ$ einen erheblichen Einfluss auf die Auswirkungen der Nahfeld-Phänomene besitzen und somit die Anforderungen an einen entsprechenden Messaufbau zur Bestimmung der Genauigkeit des Radarsystems sehr hoch sind.

3.5.4 Brechungsindex der Luft

Ein weiterer Effekt, der in hochpräzisen Radaranwendungen beachtet werden muss, ist die Abhängigkeit der Ausbreitungsgeschwindigkeit von elektromagnetischen Wellen in Luft von den Umgebungsbedingungen. In 1993 haben Liebe et. al. [52] ein Modell hierfür entwickelt, das für Frequenzen bis zu 1000 GHz gültig ist. Es beschreibt die Abhängigkeit der komplexwertigen Ausbreitungskonstante von den Umgebungseinflüssen Temperatur ϑ_{Luft} , Luftdruck p_{Luft} und relative Luftfeuchtigkeit φ_{Luft} . Zur Modellierung der Ausbreitungskonstanten werden die Einflüsse der Absorptionslinien von Sauerstoffatomen und Wassermolekülen genutzt. Über die Jahrzehnte wurden viele weitere Modelle von Liebes Modell abgeleitet [13, 53, 54]. Sie approximieren dieses in der Regel für bestimmte Frequenzbereiche oder Umgebungsbedingungen, um so einfachere Berechnungsvorschriften zu schaffen.

Da sich die Ausbreitungsgeschwindigkeit c_L unter normalen Umgebungsbedingungen nur um einige Hundert Teile pro Million (engl. parts per million (PPM)) von der Vakuumlichtgeschwindigkeit c_0 unterscheidet, wird der Brechungsindex n_L meist über

$$N_L = (n_L - 1) \cdot 10^6 = \left(\frac{c_0}{c_L} - 1 \right) \cdot 10^6 \quad (3.75)$$

angegeben. Dies ermöglicht eine verkürzte Darstellung und für Entfernungsmessungen können Änderungen der Ausbreitungsgeschwindigkeit oder Unsicherheiten in den Werten der Umweltbedingungen einfach in Fehler der Form $\mu\text{m}/\text{m}$ umgerechnet werden.

Abbildung 3.14 zeigt die Abhängigkeiten des Brechungsindex n_L von den Umgebungseinflüssen Temperatur ϑ_{Luft} , Luftdruck p_{Luft} und relativen Luftfeuchtigkeit φ_{Luft} für typische Wertebereiche. Es ist zu erkennen, dass der Brechungsindex bis zu 100 GHz

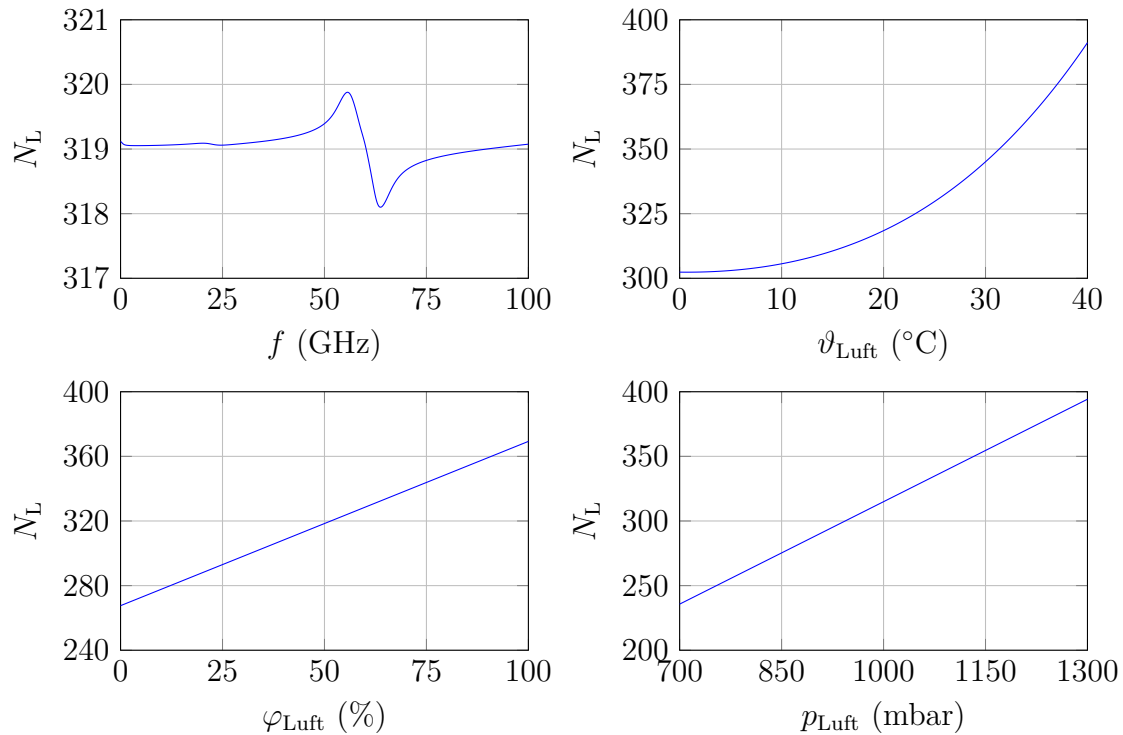


Abbildung 3.14: Abhängigkeit des Brechungsindex n_L von der Frequenz, der Lufttemperatur, der Luftfeuchtigkeit sowie dem Luftdruck. Sofern nicht anders angegeben, wurden die Werte $f = 62$ GHz, $\vartheta_{\text{Luft}} = 20^{\circ}\text{C}$, $\varphi_{\text{Luft}} = 50\%$ und $p_{\text{Luft}} = 1013,25$ mbar verwendet.

kaum von der Frequenz abhängig ist. Lediglich im Frequenzbereich um 60 GHz gibt es eine leichte Schwankung. Diese ist auf eine Absorptionslinie der Sauerstoffmoleküle zurückzuführen. Die Schwankung beträgt jedoch weniger als 2 PPM. Der Einfluss der Lufttemperatur zeigt eine deutlich stärkere und parabelförmige Abhängigkeit. Für übliche Raumtemperaturen um 20°C lässt sich die Änderung mit etwa $2 \mu\text{m}/\text{m}/^{\circ}\text{C}$ angeben. Für den Luftdruck und die Luftfeuchtigkeit ist jeweils ein linearer Zusammenhang festzustellen. Die daraus resultierenden Unsicherheiten betragen etwa $1 \mu\text{m}/\text{m}/\%$ und $0,3 \mu\text{m}/\text{m}/\text{mBar}$.

Es zeigt sich somit, dass die Messgrößen Luftdruck, -temperatur sowie -feuchtigkeit mit hinreichender Genauigkeit bekannt sein müssen, soll die Entfernungsbestimmung über einen gewissen Messbereich einen maximalen Fehler im unteren Mikrometerbereich nicht überschreiten.

3.5.5 Auswirkungen von Störzielen

In Abschnitt 3.3.2 wurde erläutert, dass die Entfernungsbestimmung eines Ziels darauf beruht, die von ihm erzeugte Spektralkomponente zu interpolieren. Dazu werden sowohl das Maximum des Spektrums als auch dessen benachbarte Punkte benötigt. Es muss daher untersucht werden, ob und wie die Interpolation beeinflusst wird, wenn sich weitere Spektralkomponenten in der Nähe der zu untersuchenden befinden. Diese weiteren Komponenten können sowohl andere gesuchte Ziele oder aber nicht gewollte Störeffekte, wie beispielsweise Mehrwegeausbreitungen, sein. Diese weiteren Spektralkomponenten, die während der Entfernungsschätzung gerade nicht im Fokus stehen, werden in diesem Abschnitt als Störer oder Störziel bezeichnet, auch wenn es sich dabei um eine weitere valide Spektralkomponente handeln kann.

Zur Untersuchung wurde eine Simulation aufgesetzt, die die SISO-Radar-Konfiguration umsetzt und zwei Ziele nach (3.21) simuliert. Das erste Ziel dient als das gesuchte Ziel. Seine Entfernung beträgt $R_1 = 1,2\text{ m}$. Das zweite Ziel dient als Störer. Seine Entfernung und die Leistung seiner Reflexion kann relativ zum ersten Ziel verändert werden. Die Entfernungsdifferenz $R_2 - R_1$ der Ziele wird in der Simulation immer weiter verkleinert und beobachtet, wie sich die geschätzte Entfernung des ersten Ziels \hat{R}_1 verändert. Die Simulation wird für verschiedene Leistungsquotienten $\Delta P = P_2/P_1$ wiederholt. Abbildung 3.15 zeigt die Ergebnisse dieser Simulation.

Sowohl in der Frequenz- als auch in der Phasen-basierten Entfernungsschätzung zeigt sich ein Interferenzmuster. Es entsteht, weil sich die zwei Zielkomponenten und deren Nebenkeulen im Spektrum überlagern und somit gegenseitig beeinflussen. Hierdurch ist die während der Interpolation angenommene Kurvenform nicht mehr gegeben. Die Amplitude des Musters steigt mit der Verringerung der Leistungsdifferenz. Für die Frequenz-basierte Schätzung liegt das Maximum bei einem Zielabstand von etwa 8 cm. Der Fehler sinkt wieder zu Null, wenn die Ziele dieselbe Entfernung besitzen. In diesem Fall liegen die spektralen Komponenten übereinander, weshalb die Interpolation des Amplitudenspektrums nicht gestört wird. Die beiden Ziele werden jedoch auch nur noch als ein Ziel wahrgenommen. Die Periodizität mit der der Schätzfehler variiert, beträgt etwa $0,6\text{ mm} \approx \lambda_c/8$, was auf eine wiederkehrende konstruktive und destruktive Überlagerung der beiden einzelnen Spektralanteile hindeutet.

Für die Phasen-basierte Schätzung zeigt sich ein etwas anderes Bild. Das Maximum des Interferenzmusters liegt hier prinzipiell bei einem Zielabstand von $0,6\text{ mm} \approx \lambda_c/8$,

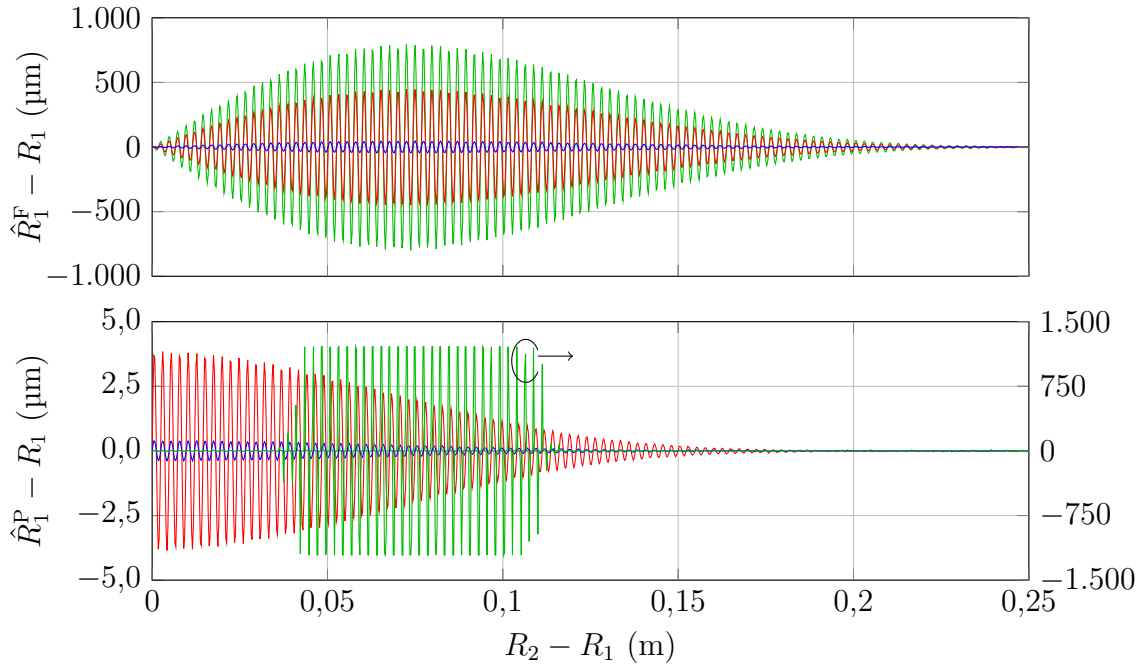


Abbildung 3.15: Einfluss eines Störziels auf die Entfernungsschätzung mittels EPI. Dargestellt sind die Fehler der Entfernungsschätzung basierend auf der Frequenz- (oben) und Phasenschätzung (unten) für unterschiedliche Abstände zwischen Stör- und Hauptziel und für Leistungsverhältnisse von $\Delta P = -60\text{ dB}$ (—), $\Delta P = -40\text{ dB}$ (—) und $\Delta P = -35\text{ dB}$ (—).

was darauf hindeutet, dass das Störziel auch das Phasenspektrum deutlich beeinflusst. Für große Leistungsunterschiede bleibt der Fehler der Schätzung dennoch im Bereich weniger Mikrometer. Unterschreitet das Leistungsverhältnis jedoch 40 dB, so zeigen sich Sprünge im Fehler der Phasenschätzung. Diese Sprünge besitzen eine Höhe von $\lambda_c/4 \approx 1,21\text{ mm}$. Ihre Herkunft liegt im Rundungsoperator in (3.44) begründet. Sind die Phasenschätzungen $\hat{\varphi}^U$ und $\hat{\varphi}^D$ gestört, so wird in (3.43) gegebenenfalls ein absolutes, ganzzahliges 2π -Intervall geschätzt, das nicht dem tatsächlichen Intervall entspricht. Aus diesem Grund besitzen die Fehlersprünge eine diskrete Höhe, die im Verhältnis zur Wellenlänge der Mittenfrequenz steht.

Die Simulation zeigt, dass der exponentielle parabolische Interpolator empfindlich gegenüber spektralen Störungen ist. Für das hier betrachtete SISO-Radar bedeutet dies, dass zwei Ziele einen Abstand von $|R_2 - R_1| \approx 15\text{ cm}$ nicht unterschreiten sollten, sollen beide Entfernungen korrekt bestimmt werden. Diese Zahl entspricht etwa der Auflösung von drei Frequenz-Bins in der diskreten Fourier-Transformation, sodass

sich dieser absolute Abstandswert für Systeme mit mehr oder weniger Bandbreite als in diesem Beispiel entsprechend verkleinert bzw. vergrößert. Es sollte weiterhin darauf hingewiesen werden, dass in den gezeigten Simulationen bei der Berechnung der DFT eine Fensterfunktion mit starker Nebenkeulenunterdrückung und damit verbunden einer breiten Hauptkeule genutzt wurde. Die Fensterfunktion ist als Nuttall-Fenster oder $4T1^4$ bekannt [33]. Bei der Verwendung anderer Fensterfunktionen in der DFT könnte sich der minimal notwendige Abstand zwischen zwei Zielen entsprechend verändern.

Für ein MIMO-Radarsystem lassen sich weitere Rückschlüsse aus der Simulation ziehen: Befinden sich zwei Ziele in gleicher Entfernung vor dem System aber in unterschiedlichen Raumwinkeln, so können die Nebenkeulen im Winkelspektrum (siehe z.B. Abbildung 3.5) als störende spektrale Komponenten wirken. Für sie gilt daher ebenfalls der hier ermittelte Schwellwert von 40 dB.

⁴ $4T1$ steht für „four-term window with continuous first derivative“

4 Implementierung

Die dargestellten Theorien sollen praxisnah validiert werden. Hierzu wird in diesem Teil der Arbeit ein Hardware-Demonstrator implementiert, der die aus der Motivation abgeleiteten Anforderungen erfüllt. Dazu werden zunächst verschiedene, kommerziell erhältliche Sendeempfänger verglichen, anschließend die mit diesen Bauteilen theoretisch erreichbaren Genauigkeiten analysiert und den Anforderung gegenüber gestellt. Zum Schluss wird der in dieser Arbeit entstandene Demonstrator im Detail beschrieben.

4.1 Auswahl des Sendeempfängers

Der Sendeempfänger bildet den Kern des Radarsystems und ist somit die zentrale Komponente. Moderne Sendeempfänger implementieren dabei nicht nur die gesamte Hochfrequenzschaltung, wie sie in Abbildung 3.8 schematisch dargestellt ist, sondern enthalten zumeist auch die komplette digitale Ansteuerungslogik, Digital-Analog-Umsetzer, Speicher und vieles mehr. Die höchste Ausbaustufe sind sogenannte System-on-Chips. Diese besitzen zusätzlich digitale Signalprozessoren, Hardware-Beschleuniger für gängige Berechnungen, wie beispielsweise die diskrete Fourier-Transformation, und viele weitere Funktionen, sodass für die meisten Anwendungen neben dem System-on-Chip keine weiteren Prozessoren benötigt werden. Für die Anwendung in dieser Arbeit kommen generell drei Bauteile in Frage: *SAF86xx* von *NXP Semiconductors*, *IWR6843* von *Texas Instruments* und *BGT60ATR24* von *Infineon*. Tabelle 4.1 vergleicht diese Bauteile in den wichtigsten Kategorien. Es ist zu erkennen, dass der *BGT60ATR24* die kleinste Ausbaustufe der drei Sendeempfänger darstellt. Er besitzt die geringste Anzahl an Sendekanälen, seine Basisbandarchitektur ist rein reell und auch der Rohdatenspeicher ist am kleinsten. Der *SAF86xx* hingegen stellt das andere Ende der Kom-

Tabelle 4.1: Vergleich der wichtigsten Eigenschaften gängiger, kommerziell erhältlicher Sendeempfänger

	SAF86xx	IWR6843	BGT60ATR24
Frequenzbereich (GHz)	76 ... 81	60 ... 64	58 ... 62
Sende-/Empfangsantennen	4 / 4	3 / 4	2 / 4
max. Rampensteilheit (MHz/ μ s)	k.A. ¹	250	400
Basisbandarchitektur	komplex	komplex	reell
Speichergröße Rohdaten (kBit)	2048	768	192
Signalprozessoren	2	2	0
Dateninterface	CSI-2 / Ethernet	LVDS	QSPI

¹ *NXP Semiconductors* macht zu dieser Kenngröße keine explizite Angabe

plexitätsskala dar. Er bietet die meisten Sendekanäle, zwei schnelle Signalprozessoren sowie zwei schnelle digitale Schnittstellen und ist generell am komplexesten aufgebaut. Die Wahl fällt hier auf den *IWR6843*: Er bietet die gleiche Bandbreite wie die anderen beiden Bauteile. Seine komplexwertige Basisbandarchitektur erlaubt das direkte Anwenden der Algorithmen aus Kapitel 3 und mit seiner maximalen Rampensteilheit und dem schnellen digitalen Interface ist er in der Lage, die Anforderungen an die Entfernungsabtastrate zu erfüllen. Die beiden Signalprozessoren würden es ermöglichen, die Datenauswertung direkt und in Echtzeit auf dem Bauteil auszuführen, sodass das System auch als eigenständiges Gerät fungieren könnte.

4.2 Überprüfung der theoretischen Systemperformanz

4.2.1 Auswertung der Cramér-Rao-Schranken

Um zu überprüfen, ob mit dem ausgewählten Bauteil die angestrebten Genauigkeiten von wenigen Mikrometern und besser als 1° Winkelgenauigkeit theoretisch erreicht werden können, und falls dem so ist, welche weiteren Bedingungen daraus folgen, werden die in Kapitel 3.4 dargelegten Cramér-Rao-Schranken ausgewertet. Die Radarparameter werden dabei so gewählt, dass sie innerhalb der Spezifikationen des *IWR6843* liegen und gleichzeitig mit der MIMO-Antennenkonfiguration 1.000 Positionsschätzungen (Winkel und Entfernung) pro Sekunde möglich sind. Es ergeben sich die in Tabelle 3.1 aufgeführten Parameter. Werden diese in (3.57), (3.58) und (3.60) eingesetzt, er-

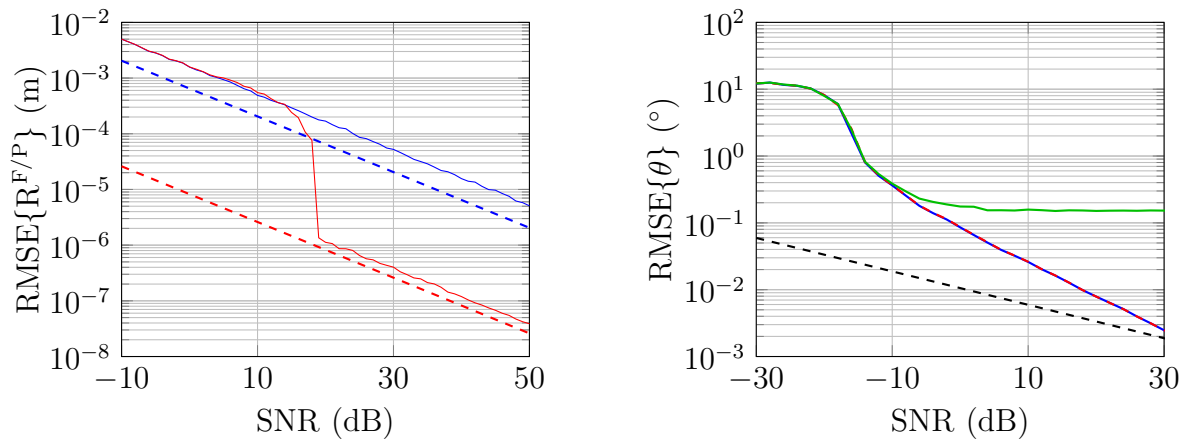


Abbildung 4.1: Links: Cramér-Rao-Schranken (---) und Leistungsfähigkeit der Entfernungsschätzung basierend auf der Frequenz- (—) und der Phasenschätzung (—). Rechts: Cramér-Rao-Schranke (---) der Winkelschätzung und Leistungsfähigkeit der Bartlett- (—) und MVDR-Winkelschätzung (---) sowie die Ergebnisse einer nicht perfekt kalibrierten Gruppenantenne (—).

geben sich die in Abbildung 4.1 dargestellten Kurven. Sie zeigen jeweils die Cramér-Rao-Schranke der einzelnen Schätzer sowie deren tatsächliche Leistungsfähigkeit, welche mithilfe von Monte-Carlo-Simulationen bestimmt wurden. Die linke Abbildung zeigt dabei die Ergebnisse der Entfernungsschätzung basierend auf der vorgestellten Frequenz- und Phasenschätzung. Es ist zu erkennen, dass der Fehler der Frequenzschätzung auf der logarithmischen Skala linear mit dem Signal-Rausch-Verhältnis sinkt. Dabei liegt der Fehler durchgehend oberhalb der Cramér-Rao-Schranke und selbst für hohe Signal-Rausch-Verhältnisse wird ein Fehler von wenigen Mikrometern gerade so erreicht. Für die Phasenschätzung zeigt sich ein anderes Bild. Ihre Performanz fällt für niedrige Signal-Rausch-Verhältnisse mit der der Frequenzschätzung zusammen. Erst ab SNR-Werten von etwa 20 dB verringert sich der Fehler enorm und die Leistungsfähigkeit der Phasenschätzung nähert sich seiner Cramér-Rao-Schranke an. Ab hier sind auch Fehler kleiner als ein Mikrometer theoretisch möglich. Grund für die sprunghafte Charakteristik der Phasenschätzung ist der Rundungsoperator in (3.44). Für geringe SNR-Werte wird hier ein inkorrektes 2π -Intervall geschätzt, weshalb die Phasenschätzung keinen Vorteil gegenüber der Frequenzschätzung, auf der die Schätzung des 2π -Intervalls beruht, mit sich bringt. Erst für höhere SNR-Werte wird statistisch gesehen

immer das korrekte 2π -Intervall gefunden und die Phasenschätzung kann ihre Vorteile ausspielen.

Der rechte Graph in Abbildung 4.1 zeigt die Ergebnisse für die Winkelschätzung. Hierin zeigen die Winkelschätzung nach Bartlett und mittels MVDR sehr ähnliche Ergebnisse. Für sehr geringe SNR-Werte ergibt sich zunächst ein Plateau, welches dann erst stark abfällt und sich schließlich asymptotisch der Cramér-Rao-Schranke annähert. Dieses Verhalten von Schätzern ist aus der Literatur bekannt [55, 56]. Für positive SNR-Werte lässt sich somit ein Fehler von weniger als $0,1^\circ$ erwarten. Diese Erwartungen werden jedoch schnell getrübt, werden der Simulation zusätzliche Phasendifferenzen zwischen den virtuellen Empfangskanälen hinzugefügt. Die grüne Kurve in Abbildung 4.1 zeigt beispielhaft die Ergebnisse einer Bartlett-basierten Winkelschätzung, wenn zwischen den Empfangskanälen eine zufällige Phasendifferenz von bis zu $\pm 8^\circ$ angenommen wird. Diese Phasendifferenzen können beispielsweise durch Toleranzen der einzelnen Hardware-Kanäle zueinander und auch nach einer nicht idealen Kalibrierung des Systems noch bestehen. Es ist zu erkennen, dass durch diese Nichtidealität die Winkelschätzung beeinflusst wird und nicht mehr ihre volle Leistungsfähigkeit erreicht. Im Beispiel wird der Fehler auf etwa $0,15^\circ$ limitiert.

4.2.2 Fehlerfortpflanzung

Abschnitt 3.3.3 hat gezeigt, dass für die Berechnung der geschätzten radialen Ziel-
distanz bei einem MIMO-System sowohl die geschätzten Laufzeiten $\hat{\tau}_{n,p,m}$ als auch
der geschätzte Zielwinkel $\hat{\theta}_p$ benötigt wird. Unter dem Gesichtspunkt, dass im linearen
Phasenmodell Vereinfachungen in Form der äquivalenten Empfangsgruppenantenne
eingeführt wurden und in der Praxis die Schätzung der Parameter aufgrund von Rau-
schen, Störungen und ungenauer Modellierung immer Fehlern unterliegen wird, muss
betrachtet werden, wie sich der Fehler einer dieser Schätzgrößen auf das Ergebnis der
Distanz auswirkt, wenn die andere Größe als gegeben angenommen wird. Der Fokus
wird hier auf eine fehlerbehaftete Winkelschätzung gelegt, weil diese in dieser Arbeit
vor der Laufzeitschätzung durchgeführt wird und sie somit direkt beeinflussen kann
(vgl. Abbildung 3.7).

Es wird folgendes Szenario betrachtet: Das Radarsystem besteht aus zwei Sende-
Empfangsantennenpaaren an den Positionen $(x_1^S, x_1^E) = (8, 89; -8, 89)$ mm, im Folgen-
den symmetrisches Antennenpaar genannt, und $(x_2^S, x_2^E) = (24, 97; -16, 93)$ mm, im

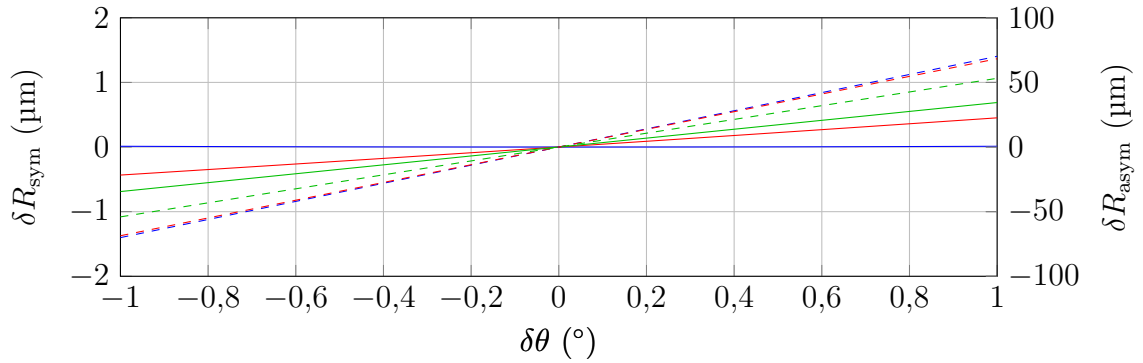


Abbildung 4.2: Entfernungsschätzfehler δR_{sym} des symmetrischen (—) und δR_{asym} des asymmetrischen (---) Antennenpaares aufgrund der Fehlerfortpflanzung eines Winkelschätzfehlers $\delta\theta$ für $\theta = 0^\circ$ (—), $\theta = 20^\circ$ (—) und $\theta = 45^\circ$ (—) und bei einem radialen Zielabstand von $R = 1$ m.

Weiteren als asymmetrisches Antennenpaar betitelt (vgl. Tabelle 3.1). Das Ziel hat einen radialen Abstand von $R = 1$ m und einen Winkel von $\theta \in [0^\circ; 45^\circ]$. Über (3.6) wird für beide Antennenpaare die korrekte Laufzeit τ bestimmt. Bei der Berechnung der radialen Distanz aus der bekannten Laufzeit τ und dem geschätzten Winkel $\hat{\theta} = \theta + \delta\theta$, wird nun ein Schätzfehler $\delta\theta \in [-1^\circ; 1^\circ]$ angenommen und der daraus resultierende Entfernungsschätzfehler $\delta R = R(\theta + \delta\theta, \tau) - R(\theta, \tau)$ für jedes Antennenpaar berechnet. Abbildung 4.2 zeigt die Auswirkung des Winkelschätzfehlers $\delta\theta$ für verschiedene Zielwinkel θ .

Es ist zu erkennen, dass für das symmetrische Antennenpaar der Fehler im Sub-Mikrometer-Bereich liegt. Dies ist damit zu erklären, dass der Aufbau fast einem monostatischem System entspricht, wo nach (3.52) die radiale Distanz nicht vom Zielwinkel θ abhängt. Für das asymmetrische Antennenpaar hingegen beträgt der Entfernungsschätzfehler bei einem Grad Winkelfehler zwischen $50 \mu\text{m}$ und $70 \mu\text{m}$. Die MIMO-Radarkonfiguration muss dementsprechend einen geringen Winkelschätzfehler besitzen, damit dieser die Entfernungsschätzung nicht zu stark beeinflusst.

Diese beiden Analysen zeigen, dass mit dem *IWR6843* und den gewählten Radarparametern die gewünschten Genauigkeiten prinzipiell erreicht werden können. Voraussetzungen hierfür sind ein entsprechend hohes Signal-Rausch-Verhältnis und eine entsprechende Kalibrierung der einzelnen Empfangskanäle.

4.3 Wahl der Einzelantennen und Antennenkonfiguration

Es sollen nun die Antennen und die Antennenkonfiguration für das Radarsystem ausgewählt werden. Dabei wird zwischen den bereits eingeführten Konfigurationen SISO und MIMO unterschieden. Die SISO-Konfiguration bestehend aus einem Sende- und einem Empfangskanal soll zunächst die Fähigkeit des Radarsystems, kleinste Entfernungsänderungen zu detektieren, beweisen, ohne dass dabei die Performanz durch die Winkelschätzung oder durch Kanalunterschiede beeinflusst wird. Die Antenne für diese Konfiguration soll dabei einen Großteil der ausgesendeten Radarleistung auf dem Oberkörper des Menschen fokussieren, um so eine möglichst hohe Signalqualität für die Vitalparametermessung zu ermöglichen. Wird angenommen, dass sich der/die Proband/in in etwa einem Meter Entfernung zum Radar befindet und sein/ihr Brustkorb etwa 30 cm breit ist, muss die Antenne somit einen Öffnungswinkel $\theta_{\text{HPBW}} \leq 8,5^\circ$ in beiden Abstrahlungsebenen besitzen. Gleichzeitig muss die Antenne innerhalb der Frequenzrampe eine möglichst konstante Abstrahlcharakteristik besitzen, sodass eine breitbandig Antenne benötigt wird. Daher bietet sich eine pyramidale Hornantenne an. Dank der stetigen Weiterentwicklung von Fertigungsmethoden, wie beispielsweise dem 3D-Druck [57], sowie der Verbesserung von leitfähigen Beschichtungsmethoden [58] lassen sich Hornantennen auch bei hohen Frequenzen schnell, kostengünstig und reproduzierbar herstellen. Mit diesen Methoden wird zudem der Entwicklungsprozess beschleunigt und vereinfacht, da auch kompliziertere Strukturen möglich sind und Änderungen am Design schnell getestet werden können [59].

Wird der Anschluss der Hornantenne im Designprozess des Radarsystems standardisiert, können unterschiedliche Antennen schnell und einfach getestet werden. Daher wird auch für die MIMO-Konfiguration eine Hornantenne gewählt. Hier kommen jedoch weitere Einschränkungen hinzu: Soll eine Winkelschätzung in einer Raumrichtung ermöglicht werden, so darf die Antenne in dieser Raumrichtung nicht fokussiert sein. Um weiterhin Gitterkeulen in der Charakteristik der Gruppenantenne zu vermeiden, sollte der Abstand der virtuellen Empfangskanäle $\lambda_c/2 \approx 2,4\text{ mm}$ nicht signifikant überschreiten. Mit einer H-Ebenen Sektor-Hornantenne, also einer Hornantenne, die nur in der H-Ebene aufgeweitet ist, lassen sich diese Ziele erreichen.

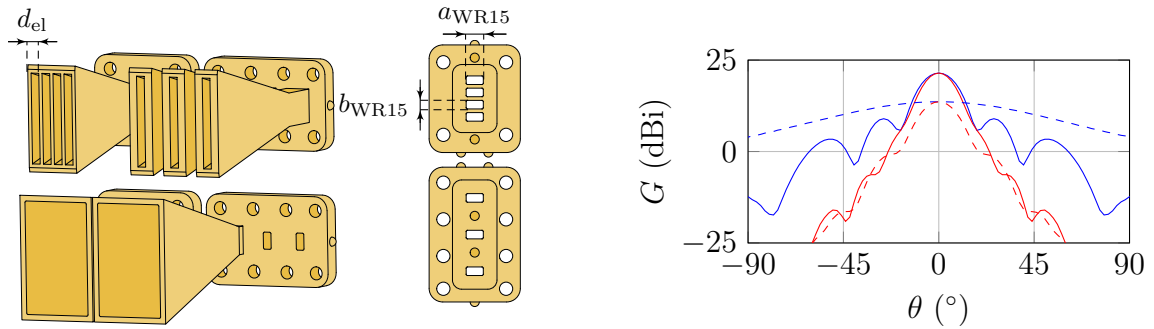


Abbildung 4.3: Links: Ansicht der MIMO-Antennenkonfiguration mit den H-Ebenen Sektor-Hornantennen (oben), der SISO-Konfiguration mit den pyramidalen Hornantennen (unten) sowie der individualisierten Flansche (rechts). Rechts: Simulationsergebnisse der pyramidalen (—) und der H-Ebenen Sektor-Hornantenne (---) in der E- (—) und der H-Ebene (—).

Abbildung 4.3 zeigt eine Ansicht der Antennen beider Radarkonfigurationen. Sie besitzen einen gemeinsamen, individualisierten Flansch, der auf einem standardisierten WR-15 Hohlleiteranschluss mit den Abmaßen $a_{WR15} = 3,76 \text{ mm}$ und $b_{WR15} = 1,88 \text{ mm}$ basiert. Zusammen mit einer dünnen Wandstärke von $t_{WR15} = 0,8 \text{ mm}$ passen die H-Ebenen Sektor-Hornantennen der MIMO-Konfiguration somit in ein Raster von $d_{el} = 2,68 \text{ mm} \approx 0,55 \cdot \lambda_c$, wodurch Gitterkeulen keinen signifikanten Einfluss auf die virtuelle Empfangsgruppenantenne haben. Die virtuelle Empfangsgruppenantenne wurde in dieser Konfiguration so ausgelegt, dass aus den 12 virtuellen Empfangskanälen eine regelmäßige lineare Gruppenantenne (ULA) mit 10 Elementen entsteht, wobei die Elemente 4 und 7 jeweils doppelt besetzt sind (s. Abbildung 3.9).

Abbildung 4.3 zeigt weiterhin die simulierte Abstrahlcharakteristik jeweils einer der Hornantennen. Wie gewünscht hat die pyramidale Hornantenne im relevanten Winkelbereich ein ähnliches Abstrahlverhalten in beiden Schnittebenen. Der Öffnungswinkel liegt in beiden Fällen bei etwa $\theta_{HPBW} \approx 8^\circ$.

In der H-Ebene hat die H-Ebenen Sektor-Hornantenne eine vergleichbare Abstrahlung, lediglich der maximale Antennengewinn ist von 21,4 dBi auf 16,4 dBi gesunken. In der E-Ebene wiederum zeigt die H-Ebenen Sektor-Hornantenne eine deutlich ungerichtete Abstrahlung. Der Öffnungswinkel beträgt hier rund $\theta_{HPBW} \approx 40^\circ$, wodurch eine Winkelschätzung in der gesamten Ebene ermöglicht wird.

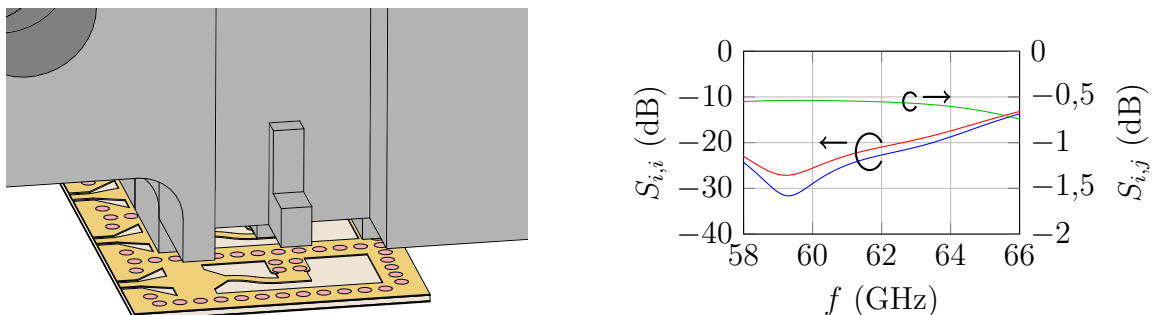


Abbildung 4.4: Links: Schematische Zeichnung des Mikrostreifenleitung-zu-Hohlleiter-Übergangs. Zur besseren Ansicht der inneren Strukturen wurde die vordere Wand ausgeblendet und der erste Übergang von der Platine abgehoben. Rechts: Simulierte S-Parameter des Übergangs. Dargestellt ist die Anpassung am Mikrostreifenleitungstor (—) und am Hohlleiter (—) sowie der Transmissionsfaktor (—).

4.4 Übergang Mikrostreifenleitung auf Rechteckhohlleiter

Um den auf einer Leiterplatte montierten Sendeempfänger *IWR6843* mit den Antennen zu verbinden, wird ein entsprechender Übergang von Mikrostreifenleitung auf Hohlleiter benötigt. In der Literatur lassen sich viele verschiedene Ausführungen eines solchen Übergangs finden. Einige sind speziell auf differentielle Signale ausgelegt [60], andere basieren auf resonanten Hohlräumen [61] und wieder andere sind in der Platinebene angeordnet [62] anstatt senkrecht auf der Platine aufzusetzen [63]. In der vorliegenden Arbeit ist es besonders wichtig, dass der Übergang die schmale Kante des Hohlleiters nutzt. Nur so können die Übergänge der einzelnen Kanäle dicht beisammen platziert und somit der in Abschnitt 4.3 festgelegte Antennenabstand realisiert werden. Es wird deshalb der in [47] publizierte Übergang genutzt, der in Abbildung 4.4 schematisch dargestellt ist.

Bei diesem Übergang wird das Signal von einer koplanaren Mikrostreifenleitung zunächst in ein kurzes Stück Substrat-integrierten Wellenleiter (engl. substrate-integrated waveguide (SIW)) überführt. Dieses wird genutzt, um die Wand des Hohlleiters zu untertunneln. Anschließend wird das Signal zunächst wieder auf einer Mikrostreifenleitung transportiert, bevor es über einen zweistufigen Steg (engl. ridge) in den Hohlleiter eingekoppelt wird. In der Platine ist der Übergang dabei mit Durchkontaktierungen

abgeschirmt. Abbildung 4.4 zeigt, dass sich die Übergänge verschiedener Kanäle so sehr dicht zusammenlegen lassen, ohne dass sie sich gegenseitig stören.

Die Simulationsergebnisse der S-Parameter dieses Übergangs sind auf der rechten Seite von Abbildung 4.4 zu sehen. Der Übergang zeigt im gesamten Frequenzbereich des *IWR6843* eine gute Anpassung am Mikrostreifen- und Hohlleitertor sowie geringe Transmissionsverluste.

4.5 Gesamtsystem

Zum Abschluss des Kapitels soll das gesamte Radarsystem vorgestellt werden. Eine schematische Darstellung des entwickelten Demonstratorsystems ist in Abbildung 4.5 gezeigt. Das System besteht aus vier Hauptkomponenten: dem Radarmodul, dem *MMWAVEICBOOST*- sowie dem *DCA1000EVM*-Modul von *Texas Instruments* und einer Halterung.

Das Radarmodul beinhaltet alle wichtigen Komponenten, die für die Radarfunktionalität benötigt werden. Es implementiert den *IWR6843* sowie die von ihm benötigten Spannungsversorgungen und den notwendigen Programmspeicher. Es basiert auf dem *IWR6843ISK-Rev.-B*-Modul von *Texas Instruments*. Um den Radarchip thermisch zu stabilisieren, wird dieser an einen Aluminiumkühlkörper angebunden. Das Radarmodul enthält weiterhin die Mikrostreifenleitung-zu-Hohlleiterübergänge, die im vorherigen Abschnitt vorgestellt wurden. Auf diese können die verschiedenen Antennenkonfigurationen montiert werden. In der vorliegenden Arbeit wurden die Antennenstrukturen mittels Stereolithografie-Verfahren (SLA) aus Epoxidharzen 3D-gedruckt und anschließend galvanisch verkupfert. Die Übergänge hingegen sind mittels klassischen Fertigungsmethoden als Split-Block-Komponenten aus Messing hergestellt worden.

Das Radarmodul wird auf die *MMWAVEICBOOST*-Komponente aufgesteckt. Diese bietet zum einen eine Programmierschnittstelle zum *IWR6843* an und leitet zum anderen dessen Rohdaten per Low-Voltage-Differential-Signaling (LVDS)-Schnittstelle an das *DCA1000EVM*-Modul weiter. Dieses wiederum nimmt die Rohdaten entgegen und speichert sie zunächst zwischen. Sind genügend Rohdaten vorhanden, verpackt das *DCA1000EVM* diese in UDP-Pakete und schickt sie an einen Computer, wo die Daten verarbeitet werden.

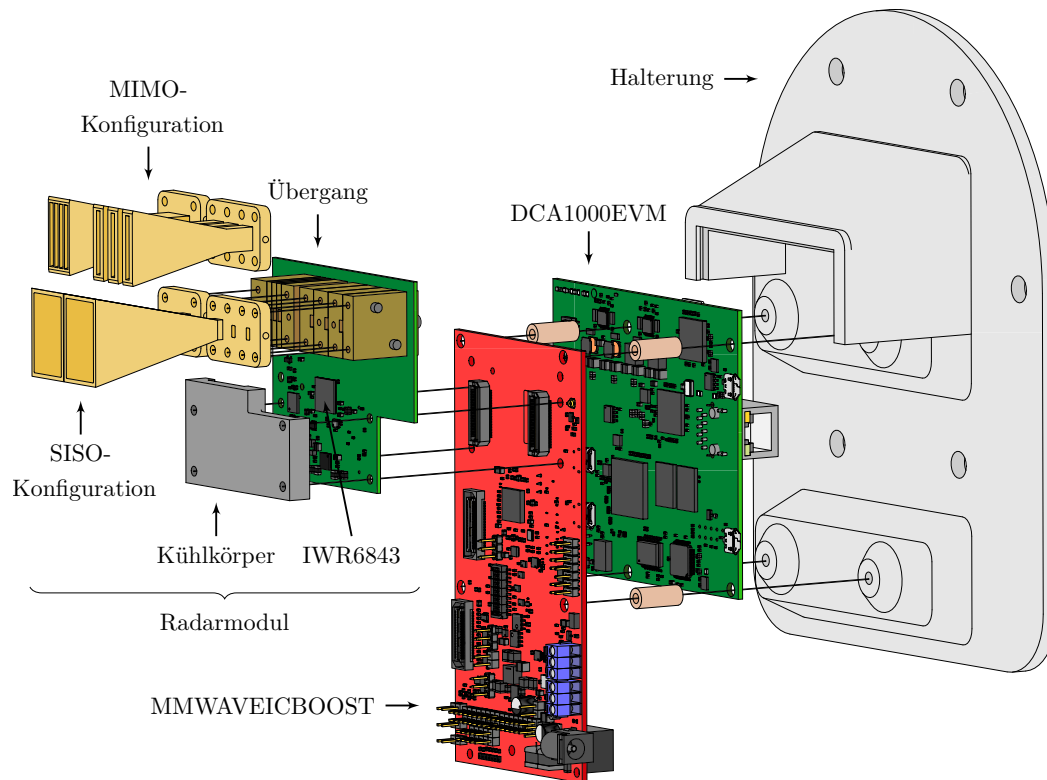


Abbildung 4.5: Schematische Darstellung des aufgebauten Demonstrator-Systems bestehend aus dem Radarmodul (basierend auf dem *IWR6843ISK-Rev.-B*-Modul von *TI*), dem *MMWAVEICBOOST*-, dem *DCA1000EVM*-Modul sowie einer gemeinsamen Halterung.

Alle Komponenten sind gemeinsam auf einer Halterung montiert. Sie dient zur mechanischen Stabilisation und ermöglicht gleichzeitig die Montage an verschiedene Messaufbauten.

5 Charakterisierung und Kalibrierung

Das im vorherigen Kapitel dargestellte FMCW-Radarsystem wurde als Demonstrator aufgebaut. In diesem Abschnitt wird das System charakterisiert und die Ergebnisse der Kalibrierung werden dargelegt. Dabei wird unter anderem auf das Temperaturverhalten sowie auf den Einfluss der Radarparameter Sendeleistung und Rampensteilheit auf die Entfernungsschätzung eingegangen.

5.1 Kalibrierung des Systems

Wie Kapitel 3 gezeigt hat, beinhaltet ein reales FMCW-Radarsystem einige Komponenten, die die Systemperformanz negativ beeinflussen können. Soll eine möglichst hohe Genauigkeit erreicht werden, muss das System daher zunächst kalibriert werden, bevor es eingesetzt werden kann. Ziel der Kalibrierung ist es, alle nicht-idealen Systemeigenschaften zu erfassen und so gut wie möglich zu kompensieren. Für das vorliegende MIMO-FMCW-System sind hier vor allem die Übertragungsfunktionen in den Sende- und Empfangszweigen zu nennen. Sie führen zu Verzögerungen, die nicht zur geometrischen Distanz gehören und somit die Entfernungsbestimmung verfälschen. Zudem können die Übertragungsfunktionen frequenzabhängig und nichtlinear sein. Dies kann zu einer Verzerrung des Frequenzspektrums führen und daher die Interpolation verschlechtern (s. Abschnitt 3.5.1). Zusätzlich treten in einem mehrkanaligen System Ungleichheiten in den einzelnen Kanälen auf, wodurch auch die Winkelschätzung beeinflusst wird. In diesem Abschnitt wird die Kalibrierung des Systems erläutert.

Viele verschiedene Kalibrierverfahren lassen sich für mehrkanalige Radarsysteme in der Literatur finden. Sie konzentrieren sich dabei häufig auf die Identifizierung und Behebung der Kanalunterschiede in Betrag und Phase und somit auf die Kalibrierung der Winkelschätzung. Es wird dabei unterschieden zwischen einer „Offline-Kalibrierungen“

[43, 64], die eine bekannte Kalibriermessung benötigen, und „Online-Verfahren“ [65, 66], die versuchen, gleichzeitig den Zielwinkel und die Kanalunterschiede zu bestimmen. Weiterhin können die Methoden darin unterteilt werden, ob sie die Empfangskanäle als unabhängig zueinander betrachten oder ob eine Verkopplung benachbarter Empfangsantennen¹ [67, 68] berücksichtigt wird. Einige Methoden sind zudem auf die entsprechende Anordnung der Gruppenantenne (L-förmig, kreisförmig, regelmäßiges Gitter, etc.) optimiert [69, 70].

In dieser Arbeit wird die Methode nach [64] genutzt. Sie entspricht der HF-Pfad Kalibrierung aus [43], welche auf mehrere Empfangskanäle erweitert wird. Für die Kalibrierung wird ein Ziel ($P = 1$) benötigt, dessen genaue Position ($R_{\text{cal}}, \theta_{\text{cal}}$) bekannt ist. Über die Position lässt sich nach (3.6) die Verzögerungszeit $\tau_{n,1,m}$ und somit das zu erwartende Empfangssignal $\underline{\mathbf{s}}^{\text{BB}}[k]$ berechnen. Es wird mit dem gemessenen Signal $\underline{\mathbf{x}}^{\text{BB}}[k]$ verglichen, sodass die HF-Übertragungsfunktionen zu

$$\hat{\underline{H}}_{n,m}^{\text{HF}}[k] = \underline{\mathbf{x}}_{n,m}^{\text{BB}}[k] \cdot e^{-j(\omega[k]\tau_{n,1,m} - \frac{1}{2}\omega^2\tau_{n,1,m}^2)} \quad (5.1)$$

bestimmt werden können. Diese Art der Kalibrierung gleicht somit nicht nur Kanalunterschiede aus, sondern ermittelt auch die Anteile der Verzögerungszeit, die nicht zur geometrischen Distanz des Ziels gehören. Es wird somit eine Kalibrierung der Distanz- und Winkelschätzung erreicht.

Da die einzelnen Sende- und Empfangsantennen winkelabhängige Abstrahlverhalten besitzen und Teil der HF-Übertragungsfunktion sind, können sie somit auch zu winkelabhängigen Kanalunterschieden führen. Die voran genannte Kalibrierung müsste somit für verschiedene Zielwinkel θ wiederholt und entsprechend eine Korrekturmatrix erschaffen werden, die sowohl frequenz-, kanal- als auch winkelabhängig ist. In der vorliegenden Arbeit zeigte sich jedoch, dass die Einflüsse der winkelunabhängigen Übertragungsfunktionen (Radar-Sendeempfänger, Zuleitungen und Übergänge) bedeutend größer sind als die zusätzlichen winkelabhängigen Unterschiede der Antennen. Die Kalibrierung wurde daher nur für einen Winkel ($\theta = 0^\circ$) durchgeführt und die Winkelabhängigkeit vernachlässigt.

Für die Kalibrierung wurde das System in einer Antennenmesskammer aufgebaut und auf ein Ziel (Kupferscheibe mit $D = 80$ mm), das in $R = 3,488$ m platziert wurde, ausgerichtet. Das Ziel wurde dabei auf der statischen Halterung der Kammer montiert.

¹im Englischen als mutual coupling bezeichnet

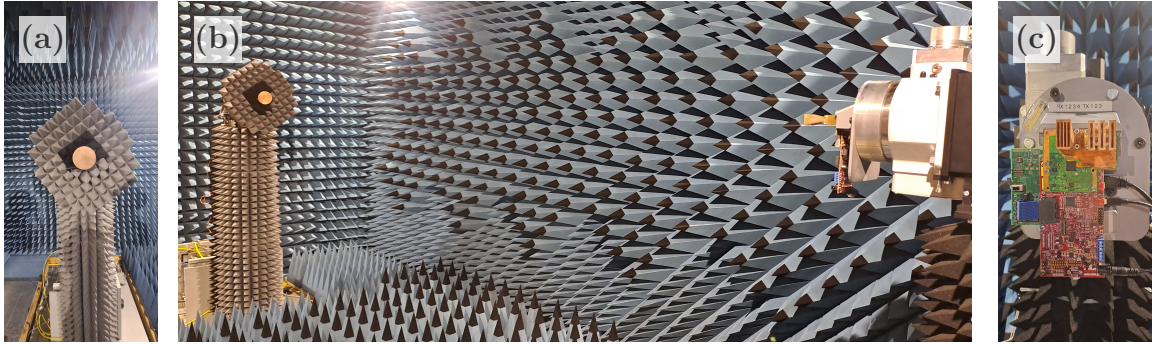


Abbildung 5.1: Fotografien des Messaufbaus in der Antennenmesskammer. (a) Detailansicht des Ziels, (b) Gesamtansicht, (c) Detailansicht des Radarsystems.

Die Halterung, auf der das Radarsystem befestigt wurde, kann sich in azimuthaler Richtung drehen, sodass verschiedene Einfallswinkel zwischen Ziel und Radar eingestellt werden können. Die Drehachse der Halterung wurde dabei in die Apertur ebene des Radarsystems gelegt. Abbildung 5.1 zeigt Fotografien des Kalibrieraufbaus.

Die über diese Methode ermittelten Übertragungsfunktionen sind in Abbildung 5.2 dargestellt. Es ist zu erkennen, dass die Amplitude der einzelnen Kanäle über die Sendefrequenzen hinweg um etwa 2 dB bis 3 dB schwankt. Zwischen den Kanälen hingegen kann das Amplitudenverhältnis bis zu rund 7 dB betragen. Die Phasenverläufe zeigen einen starken linearen Trend. Er spiegelt die Verzögerungszeit zwischen Chip-interner Signalerzeugung beziehungsweise -messung und der Apertur der Antennen wider, welche einen Offset für die Entfernungsschätzung darstellt. Zusätzlich sind die Phasenverläufe jedes Kanals noch einmal ohne linearen Anteil dargestellt. Sie wurden über

$$\varphi_{n,m}^{\text{NL}}(\omega[k]) = \arg \left\{ \hat{H}_{n,m}^{\text{HF}}(\omega[k]) \right\} - \frac{(\omega[k] - \omega[0])}{K-1} \cdot \sum_{k=1}^{K-1} \frac{\arg \left\{ \frac{\hat{H}_{1,1}^{\text{HF}}(\omega[k])}{\hat{H}_{1,1}^{\text{HF}}(\omega[k-1])} \right\}}{\omega[k] - \omega[k-1]} \quad (5.2)$$

bestimmt. Entsprechend dient hier die Kombination aus erster Sende- und erster Empfangsantenne als Referenz. Es zeigt sich, dass jeder Phasenverlauf einen geringen nicht-linearen Anteil besitzt, dessen maximaler Spitze-Spitze-Wert bei etwa 22° liegt.

Um die Auswirkung der Kalibrierung auf die Schätzeigenschaften des Systems sehen zu können, wird die Halterung, auf der das System befestigt ist, verdreht, Messdaten für jeden eingestellten Winkel erhoben und anschließend die Winkelschätzung jeweils

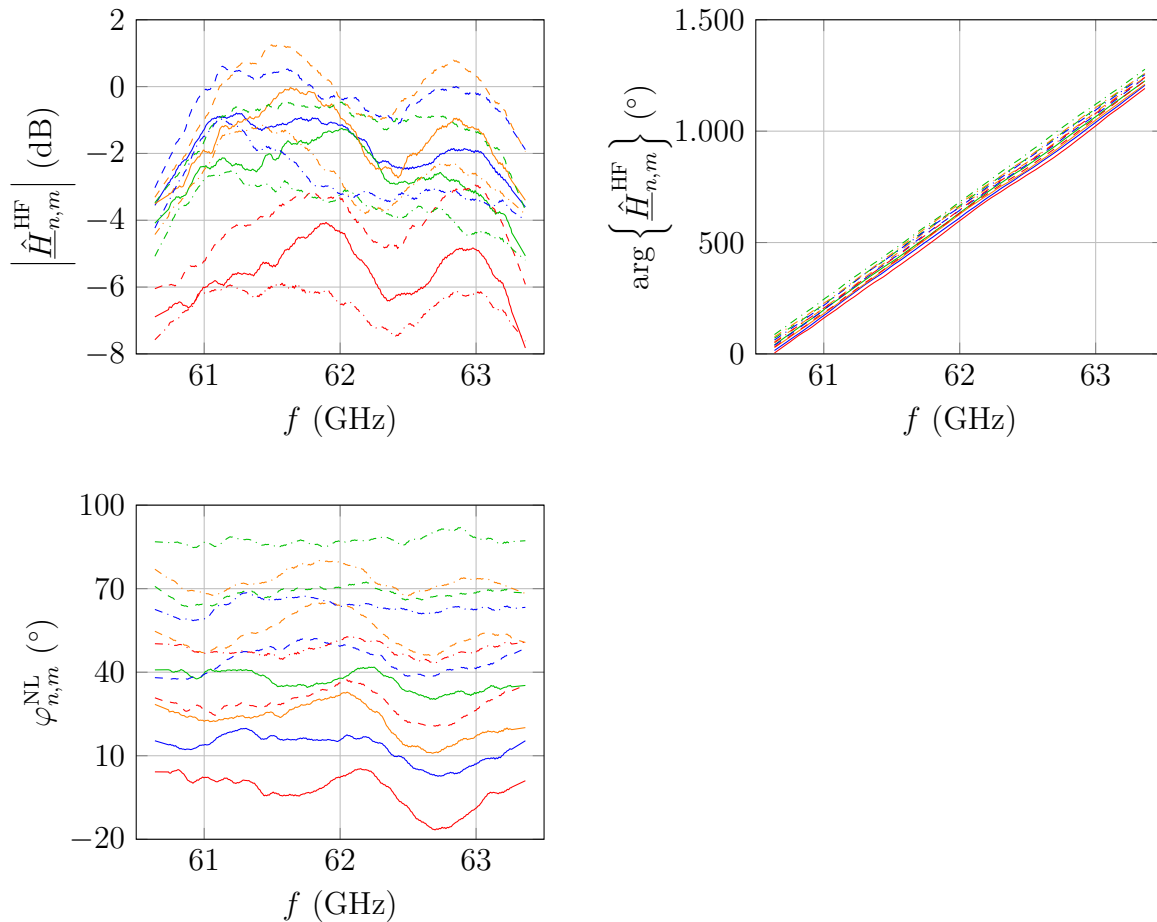


Abbildung 5.2: Die per Kalibrierung ermittelten HF-Übertragungsfunktionen der 12 virtuellen Empfangskanäle. Die Linienarten repräsentieren die verschiedenen Sendekanäle, die Linienfarbe die unterschiedlichen Empfangskanäle. O.L.: Amplitudenverlauf. O.R.: Phasenverlauf. U.L.: Phasenverlauf ohne linearen Anteil.

einmal mit und ohne Kalibrierung durchgeführt. Abbildung 5.3 zeigt die Genauigkeit der Winkelschätzung. Dargestellt ist hier der mittlere Winkelschätzfehler von 100 Messungen pro Winkelposition. Die Standardabweichung dieser 100 Messungen innerhalb einer Winkelposition liegt bei maximal $0,28^\circ$. Zusätzlich zeigt die Abbildung den Einfluss der Kalibrierung auf das mittels Bartlett bestimmte Winkelspektrum. Es ist zu erkennen, dass ohne Kalibrierung die Winkelschätzung einen mittleren Fehler von rund $-2,8^\circ$ besitzt und dieser im Bereich von etwa -4° bis -2° schwankt. Der RMSE beträgt $2,9^\circ$. Die Kalibrierung eliminiert diesen Offset größtenteils. Der Fehler liegt nun im Bereich zwischen -1° und 2° und der RMSE sinkt auf $0,5^\circ$.

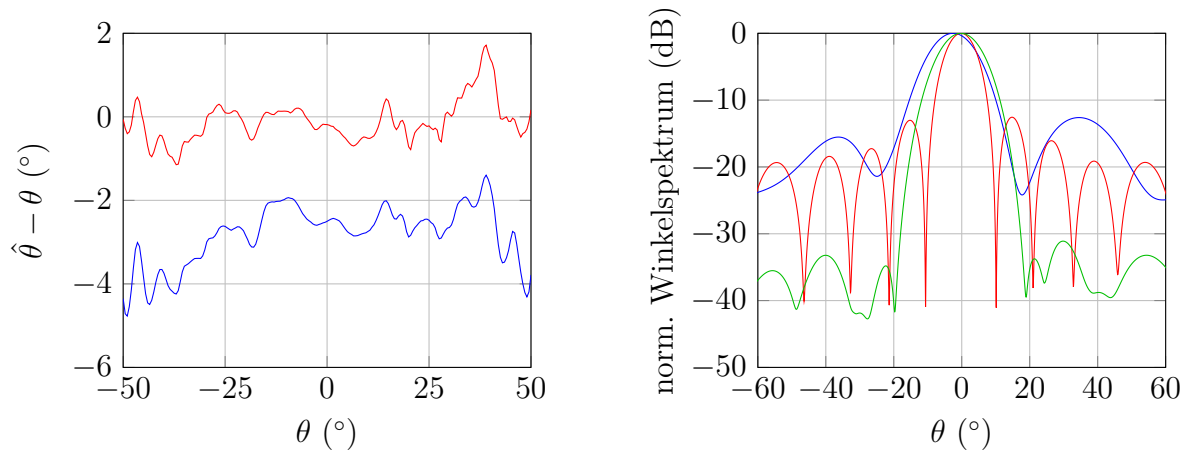


Abbildung 5.3: Links: Absoluter Winkelschätzfehler basierend auf einer Winkelschätzung mittels Bartlett ohne (—) und mit (—) Kalibrierung. Rechts: Normierte Winkelspektren berechnet über Bartlett. Ohne Kalibrierung (—), mit Kalibrierung (—) und mit Kalibrierung und einer 40 dB-Dolph-Chebyshev Gewichtung (—).

Auch in den berechneten Winkelspektren zeigt die Kalibrierung ihre Wirkung. Ohne Kalibrierung ist die Hauptkeule im Vergleich zum tatsächlichen Zielwinkel versetzt und deutlich breiter als in der Theorie. Zudem steigen die Nebenkeulen erheblich an. Nach Anwendung der Kalibrierung zeigt sich ein Winkelspektrum, welches der Theorie für eine gleich-gewichtete Gruppenantenne sehr nahe kommt. Besonders die scharfen Nullstellen des Spektrums sind nun deutlich stärker ausgeprägt als zuvor. Wird abschließend zusätzlich eine Gewichtung der einzelnen Antennenelemente vorgenommen (s. Abschnitt 3.3.1), zeigt sich jedoch die begrenzte Leistungsfähigkeit der Kalibrierung: Für das in grün dargestellte Winkelspektrum wurden die einzelnen Antennenelemente mit einer Dolph-Chebyshev-Gewichtung beaufschlagt, die auf ein Nebenkeulenniveau von 40 dB ausgelegt wurde. Das Spektrum zeigt jedoch ein maximales Nebenkeulenniveau von 31 dB. Dies lässt darauf schließen, dass auch nach der Kalibrierung weiterhin Unterschiede zwischen den Empfangskanälen bestehen, sodass das gemessene Signal noch immer Nichtidealitäten enthält und die Gewichtung nicht vollumfänglich den gewünschten Effekt zeigt.

Die Kalibrierung führt außerdem dazu, dass die Anteile der Verzögerungszeit, die nicht zur geometrischen Distanz zwischen Radarsystem und Ziel gehören, heraus kalibriert werden. Zu diesen Anteilen zählen vor allem die Laufzeiten innerhalb des Sendeemp-

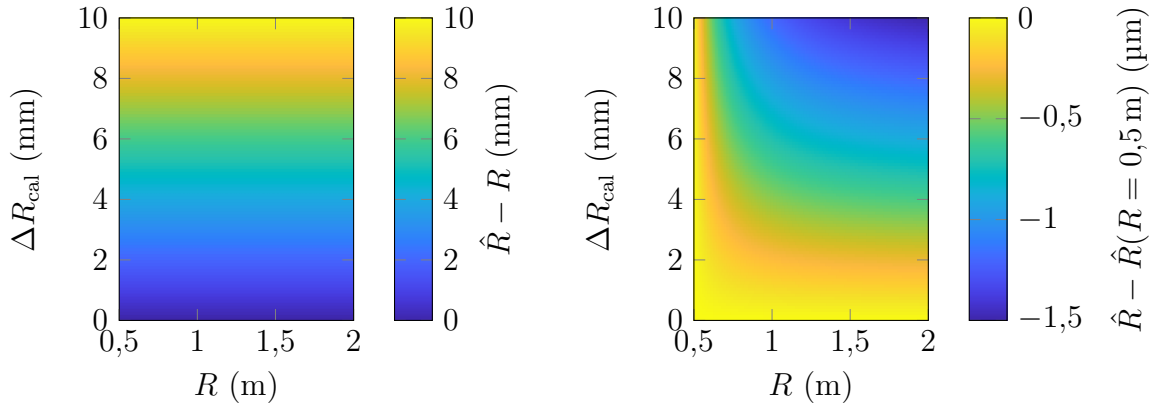


Abbildung 5.4: Auswirkungen einer fehlerhaft bestimmten Kalibrierentfernung. Links: Absoluter Fehler der Entfernungsschätzung aufgrund einer falschen Entfernung bei der Kalibrierung des Systems. Rechts: Fehler der Entfernungsschätzung normiert auf den Schätzwert bei $R = 0,5$ m.

fängers, auf den Mikrostreifenleitungen zu den Antennen sowie den Übergängen auf die Rechteckhohlleiter. Um keinen Fehler bei der Zuweisung der Anteile zu geometrischer und elektrischer Laufzeit zu machen, muss die Position des Kalibrierziels entsprechend genau bekannt sein. Im Weiteren wird gezeigt, wie sich eine falsch angenommene Position des Kalibrierziels auf die anschließende Entfernungsschätzung auswirkt. Es wird dabei davon ausgegangen, dass der Zielwinkel ($\theta_{\text{cal}} = 0^\circ$) exakt ist.

Gleichung (3.52) zeigt, dass bei einem monostatischen System der Zusammenhang zwischen Laufzeit und Entfernung linear ist. Eine fehlerhaft angenommene oder bestimmte Entfernung R_{cal} des Kalibrierziels führt somit zu einem Versatz, der entfernungsunabhängig ist und somit zu einem konstanten Fehler in der Entfernungsschätzung bzw. einer Verschiebung des Referenzpunktes. Für ein MIMO-System ist der Zusammenhang jedoch nicht-linear. Eine fehlerhafte Entfernung des Kalibrierziels führt daher zu einem entfernungsabhängigen Fehler in der Entfernungsschätzung. Um die Tragweite dieses Fehlers abzuschätzen, wurde eine Simulation durchgeführt. Dazu wird ein Ziel angenommen, dessen Abstand im Bereich $R \in [0,5 \text{ m}; 2 \text{ m}]$ vom SISO-Aufbau entfernt liegt. Als Kalibrierentfernung wird $R_{\text{cal}} = 0,5$ m gewählt und anschließend eine fehlerhafte Bestimmung dieser im Bereich $\Delta R_{\text{cal}} \in [0 \text{ mm}; 5 \text{ mm}]$ angenommen. Der linke Graph in Abbildung 5.4 zeigt den Fehler der geschätzten Entfernung $\hat{R} - R$. Es wirkt zunächst so, als wäre der Zusammenhang zwischen Fehler in der Kalibrierentfernung und Fehler in der Entfernungsschätzung wie beim monostatischen System linear. Wird jedoch der Fehler der Entfernungsschätzung auf die erste Entfernung $R = 0,5$ m

normiert, so zeigt sich der nicht-lineare Zusammenhang (s. Abbildung 5.4 rechts). Der maximale Schätzfehler liegt jedoch selbst bei einer Kalibrierentfernung, die um 10 mm falsch bestimmt wurde, im Bereich $< 2 \mu\text{m}$, sodass der entfernungsabhängige Fehler aufgrund einer ungenauen Kalibrierentfernung in dieser Arbeit als vernachlässigbar angesehen wird.

5.2 Einflüsse von Radarparametern

5.2.1 Variation der Rampensteilheit

Der erste Parameter, welcher untersucht werden soll, ist die Rampensteilheit $\dot{\omega}$. Abschnitt 3.4 hat gezeigt, dass die Cramér-Rao-Schranken der Entfernungsschätzer und somit auch die Standardabweichung der jeweiligen Messungen von der Rampensteilheit abhängen. Die nachfolgende Untersuchung soll zeigen, ob die gemessenen Standardabweichungen diesen theoretischen Zusammenhängen folgen.

Dazu werden zunächst die Cramér-Rao-Schranken so erweitert, dass alle Abhängigkeiten zu den Radar- und Messparametern sichtbar werden. Die zu erwartende Empfangsleistung P_E kann nach Gleichung (3.10) über

$$P_E = \frac{P_S G^S G^E \sigma_{\text{RCS}} \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4 L} \quad (5.3)$$

abgeschätzt werden. Die Rauschleistung P_N hingegen setzt sich aus den Anteilen des thermischen Rauschens, Phasenrauschen des Rampensignals und Quantisierungsrauschen der Analog-Digital-Umsetzer zusammen [14]. Wird zunächst nur das thermische Rauschen betrachtet, kann die Rauschleistung P_N am Eingang des Sendeempfängers über

$$P_N = k_B T_{\text{sys}} B^E \quad (5.4)$$

berechnet werden. Darin ist k_B die Boltzmann-Konstante, T_{sys} die Systemtemperatur und B^E die Bandbreite der Empfängerstufen des Sendeempfängers.

Für die Bandbreite der Empfängerstufen ist die digitale Vorverarbeitung der Abtastwerte, die innerhalb des *IWR6843* implementiert ist, zu beachten. Dafür müssen Informationen, die unterschiedliche Schwerpunkte der *IWR6843* Empfängerarchitektur beschreiben, herangezogen werden. Der Leser sei hier auf die Quellen [71, 72] von

Texas Instruments verwiesen. Es ist davon auszugehen, dass der *IWR6843* intern das IQ-Basisbandsignal zunächst mit einer festen Abtastrate von 12,5 MHz digitalisiert. Im Anschluss folgt eine Dezimationsstufe, die es dem Nutzer erlaubt, eine frei wählbare effektive Abtastrate zwischen $f_s = 2$ MHz und $f_s = 12,5$ MHz auszuwählen. Nach dieser Stufe wird das Signal digital frequenzverschoben, damit das gewünschte Basisbandspektrum um 0 Hz zentriert ist. Dies erleichtert die anschließende digitale Filterung, welche bei der Dezimation und Interpolation auftretende Aliasing-Effekte und Spiegelfrequenzspektren unterdrückt. Das so verarbeitete Basisbandsignal wird dem Nutzer über ein schnelles, digitales Interface zur Verfügung gestellt. Es ist bandbegrenzt und kann bis zur eingestellten effektiven Abtastrate f_s ausgewertet werden. Im Folgenden wird daher mit der effektiven Empfängerbandbreite $B^E = f_s$ gerechnet.

Zur Berechnung des Signal-zu-Rausch-Verhältnisses an den ADCs muss weiterhin die Gesamttauschzahl F der Empfängerstufen berücksichtigt werden. Das erwartete SNR wird somit über

$$\text{SNR} = \frac{P_E}{P_N} F \quad (5.5)$$

bestimmt.

Zusätzlich müssen die Übertragungsfunktionen der Hochpassfilter $\underline{H}^{\text{HP}}(f)$ in den Empfängerstufen sowie die Verluste L zwischen Chip und Antennen beachtet werden. Die Hochpassfilter stellen besonders für Anwendungen mit geringer Zielentfernung, wie sie in dieser Arbeit betrachtet werden, ein Problem dar. Ihr Dämpfungsverhalten ist frequenzabhängig. Da die Zwischenfrequenz eines Ziels von seiner Entfernung und der verwendeten Rampensteilheit abhängt, kann es zu einer Verschlechterung des Signal-zu-Rauschverhältnisses durch die Dämpfung der Hochpassfilter kommen. Beim *IWR6843* besteht das Hochpassfilter aus einer Reihenschaltung zweier Hochpassfilter 1. Ordnung, deren Grenzfrequenzen f_{c1}^{HPF} und f_{c2}^{HPF} einstellbar sind. Die minimal möglichen Grenzfrequenzen sind $f_{c1,\text{min}}^{\text{HPF}} = 175$ kHz und $f_{c2,\text{min}}^{\text{HPF}} = 350$ kHz. Die Übertragungsfunktion des Hochpasses lässt sich somit über

$$\underline{H}^{\text{HP}}(f) = \frac{jf}{f_{c1}^{\text{HPF}} + jf} \cdot \frac{jf}{f_{c2}^{\text{HPF}} + jf} \quad (5.6)$$

beschreiben.

Die Verluste zwischen Chip und Antennen können per Simulation abgeschätzt werden. Für einen Umlauf zwischen Sender und Empfänger bestehend aus Leitungen auf

der Platine und den zwei Übergängen auf Hohlleitertechnik werden hier Verluste von $L = 6$ dB angenommen.

Das Einsetzen aller Gegebenheiten in die Cramér-Rao-Schranken (3.57) und (3.58) aus Abschnitt 3.4 und Vereinfachen ergibt

$$\text{CRLB}\{R^F\} = \frac{\pi R^4 k_B T_{\text{sys}}}{\sigma_{\text{RCS}}} \cdot \frac{L \cdot F}{P_S G^S G^E H^{\text{HP}}} \cdot \frac{12\omega_c^2 f_s^2 B^E}{\dot{\omega}^2 K(K^2 - 1)} \quad (5.7)$$

für die Frequenz-basierte Entfernungsschätzung und

$$\text{CRLB}\{R^P\} = \frac{\pi R^4 k_B T_{\text{sys}}}{\sigma_{\text{RCS}}} \cdot \frac{L \cdot F}{P_S G^S G^E H^{\text{HP}}} \cdot \frac{c_L^2 \omega_c^2 B^E}{K(c_L \omega_c - 4R\dot{\omega})^2} \quad (5.8)$$

für die auf der Phasenauswertung basierende. Dabei ist jeweils der erste Faktor hauptsächlich vom Messszenario (Entfernung und Radarquerschnitt), der Zweite von den Eigenschaften der Sende- und Empfangsstufen (Sendeleistung, Antennengewinne und Rauschzahl) und der Dritte von den Rampenparametern (Mittelfrequenz, Rampensteilheit, Abtastrate und Anzahl Abtastwerte) sowie der Ausbreitungsgeschwindigkeit abhängig. Es ist zu erkennen, dass die ersten beiden Faktoren für beide Arten der Entfernungsschätzung identisch sind.

Für die Messung wurde der aus Abschnitt 5.1 bekannte Messaufbau verwendet und der Parameter Rampensteilheit $\dot{f} = \dot{\omega}/(2\pi)$ im Bereich $\dot{f} \in [14; 60]$ MHz/ μ s variiert. Zusätzlich wurde entschieden, dass bei allen Messungen die maximal verfügbare Bandbreite B_{max} des Sendeempfängers genutzt werden soll. Beim *IWR6843* sind dies $B_{\text{max}} = 4$ GHz. Wird die Anzahl der Abtastwerte K und die Mittelfrequenz ω_c konstant gehalten, führt dies zu einer Abhängigkeit für die Abtastfrequenz in der Form

$$f_s = \left[\frac{K}{\frac{B_{\text{max}}}{\dot{f}} - 2T_{\text{ADC}}} \right]. \quad (5.9)$$

Darin beschreibt T_{ADC} die Zeitdauer zwischen Rampenbeginn und erstem Abtastwert bzw. Rampenende und letztem Abtastwert (symmetrische Abtastung). Diese Zeit ist notwendig, um etwaige Störungen, die in der Rampenerzeugung zu Beginn und am Ende der Rampe auftreten können, von der Messung auszuschließen (s. [73]). Der Auf-

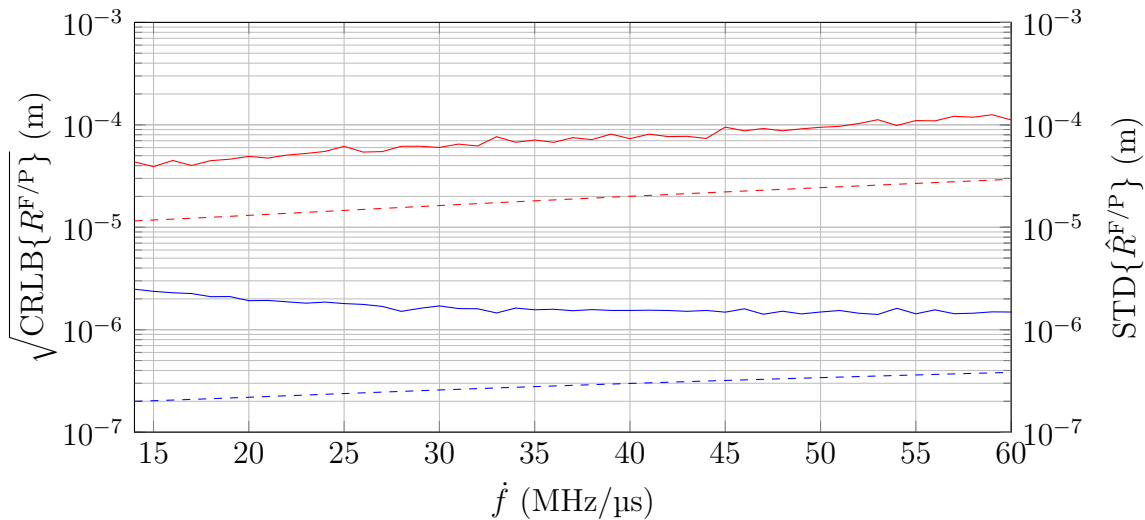


Abbildung 5.5: Ergebnisse der Messung mit variierender Rampensteilheit \dot{f} . Dargestellt sind die gemessenen Standardabweichungen für die Frequenz- (—) und Phasen-basierte (—) Entfernungsschätzung sowie die entsprechenden Cramér-Rao-Schranken (---).

rundungsoperator $\lceil \cdot \rceil$ stellt sicher, dass das Ergebnis eine ganze Zahl ist, da nur ganzzahlige Abtastraten im *IWR6843* eingestellt werden können.

Die aufgenommenen Messdaten wurden mit der Algorithmik aus Abschnitt 3.3.5 verarbeitet und von den geschätzten Entfernungen die Standardabweichung bestimmt. Dazu wurden für jede Rampensteilheit 240 Auf-/Abwärtsrampen aufgezeichnet. Etwaige Sprünge in der Phasen-basierten Entfernungsbestimmung wurden von der Auswertung der Standardabweichung ausgeschlossen, da diese das Ergebnis deutlich verzerren.

Abbildung 5.5 zeigt die Ergebnisse dieser Messung. Die Auswertung zeigt, dass sich die gemessenen Standardabweichungen der Entfernungsschätzungen qualitativ wie ihre jeweilige theoretische Cramér-Rao-Schranke verhalten. Die Standardabweichung der Frequenz-basierten Auswertung hat einen leicht steigenden Verlauf und bewegt sich im Bereich zwischen etwa $50 \mu\text{m}$ und $150 \mu\text{m}$. Die Standardabweichung der auf der Phasenauswertung basierenden Entfernungsschätzung ist nahezu konstant bei einem Wert von $1,5 \mu\text{m}$ und entfernt sich mit abnehmender Rampensteilheit leicht von ihrer Cramér-Rao-Schranke.

Es ist außerdem ein leichter Offset beider gemessenen Kurven zum theoretischen Verlauf zu erkennen. Dieser Offset entspricht einem nahezu konstanten Faktor von etwa 0,26 oder 5,9 dB im logarithmischen Maßstab. Zwei Hauptgründe lassen sich für diese

Abweichung ausmachen: Zum einen sind für die Berechnungen größtenteils Datenblatt- und Simulationswerte herangezogen wurden. Vor allem die Werte für die Sendeleistung, den Antennengewinn, der Rauschzahl und dem Radarquerschnitt unterliegen jedoch Fertigungs- und Ausrichtungstoleranzen, sodass entsprechende Abweichungen entstehen können.

Zum anderen sind zwei weitere Einflüsse, die nach [14] einen Einfluss auf das Signal-zu-Rausch-Verhältnis und somit auf die gemessene Standardabweichung haben, nicht betrachtet worden. Das ist zum einen das Quantisierungsrauschen der Analog-Digital-Umsetzer und zum anderen das Phasenrauschen des Oszillators, welcher meist als gemeinsame Taktquelle für alle HF- und Steuersignale innerhalb eines Sendeempfängers genutzt wird. Dabei spielt das Phasenrauschen innerhalb der Signallaufzeit τ eine untergeordnete Rolle. Da das Empfangssignal eine verzögerte Variante des Sendesignals ist und auch das Lokaloszillatorsignal vom Sendesignal abgeleitet wird, ist das Phasenrauschen von Empfangs- und Lokaloszillatorsignal bei geringen Messdistanzen stark korreliert und wird deshalb im Empfänger weitestgehend unterdrückt². In [14, Abs. 3.1.4.3] wird jedoch erläutert, dass besonders für kurze Rampendauern das Phasenrauschen bzw. der Jitter des Oszillators einen Einfluss auf die gemessene Standardabweichung haben kann, da gewisse Parameter wie die Mittenfrequenz oder die Rampendauer aufgrund der Oszillatorschwankungen von Messung zu Messung minimal variieren können.

Abschließend soll darauf hingewiesen werden, dass die Standardabweichung der auf der Phasenauswertung basierenden Entfernungsschätzung stets deutlich kleiner ist als die der Frequenz-basierten. Dies stimmt mit den Aussagen und Gleichungen aus Abschnitt 3.4 und somit mit der Theorie überein. Wenn möglich sollte daher die Phasen-basierte Entfernungsschätzung genutzt werden.

5.2.2 Variation der Sendeleistung

Wie soeben beschrieben, hat das Signal-zu-Rausch-Verhältnis einen starken Einfluss auf die Leistungsfähigkeit des Radarsystems bezüglich der zu erwartenden Genauigkeit der Winkel- und Entfernungsschätzung. Gleichzeitig ist das Signal-zu-Rausch-Verhältnis SNR direkt proportional zur Sendeleistung P_S . Es erscheint daher zunächst sinnvoll, mit einer möglichst hohen Sendeleistung zu arbeiten. Es ist allerdings zu beachten, dass die

²im Englischen wird dieser Effekt als Range-Correlation bezeichnet

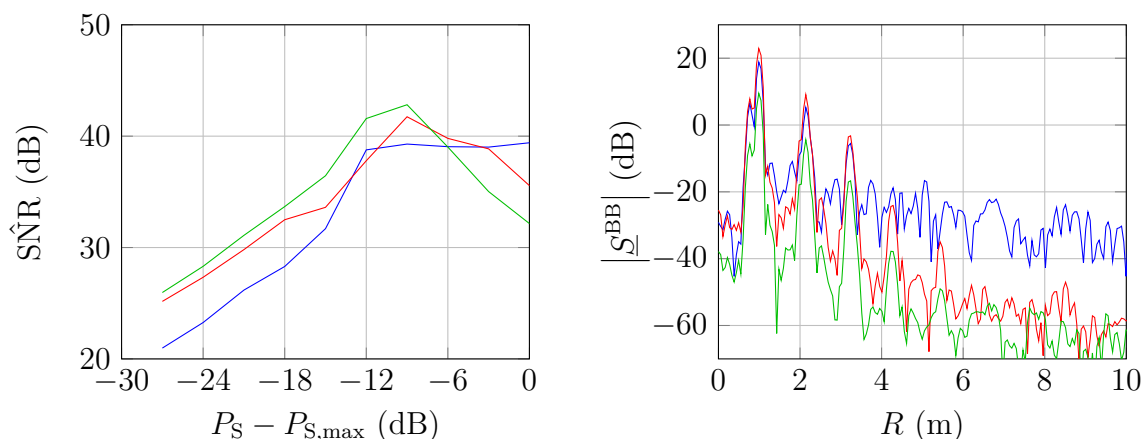


Abbildung 5.6: Links: Geschätztes Signal-zu-Rausch-Verhältnis $\hat{S}\hat{N}R$ für das Szenario 1 (—), Szenario 2 (—) und Szenario 3 (—). Rechts: Die berechneten Entfernungsspektren für das Szenario 3 bei Leistungsabschwächungen von 0 dB (—), 9 dB (—) und 27 dB (—).

Empfangsstufen eines Sendeempfängers nur bis zu einer bestimmten Eingangsleistung $P_{E,max}$ im linearen Bereich arbeiten. Darüber hinaus kann es aufgrund der nichtlinearen Kennlinie der Empfangsstufe zur Bildung von Harmonischen, Intermodulationsprodukten und anderen unerwünschten Effekten kommen [49]. Um in vielen verschiedenen Anwendungen und Zielszenarien – kurze oder weite Entfernungen, schwach oder stark reflektierende Ziele, omni- oder unidirektionale Antennen – einsetzbar zu sein, bietet der *IWR6843*-Sendeempfänger die Möglichkeit, die Sendeleistung zu variieren und so die Empfangsstufen im passenden Arbeitsbereich zu halten. Die Sendeleistung P_S kann in 3-dB-Schritten um bis zu 30 dB vom Maximalwert $P_{S,max}$ abgeschwächt werden. Um den Einfluss der Sendeleistung auf das Signal-zu-Rausch-Verhältnis zu untersuchen, wurde eine Messung mit verschiedenen Zielszenarien in einer Antennen-Messkammer durchgeführt. Die folgenden drei Zielszenarien wurden betrachtet:

1. eine 70 mm große kreisrunde Kupferscheibe in einem Abstand von $R \approx 1$ m
2. eine 90 mm große kreisrunde Kupferscheibe in einem Abstand von $R \approx 1$ m
3. wie 2. mit einem zusätzlichen Winkelreflektor (Kantenlänge 150 mm) in einer Entfernung von $R \approx 0,75$ m und einem Winkel von $\theta \approx 30^\circ$.

Die Zielszenarien sind also so ausgelegt, dass die in Summe reflektierte Leistung von Szenario zu Szenario steigt.

Abbildung 5.6 zeigt die Ergebnisse dieser Untersuchung. Das geschätzte Signal-zu-Rausch-Verhältnis SNR wurde nach [43] aus den gemessenen Zeitsignalen $\underline{x}^{\text{BB}}[k]$ berechnet. Für eine bessere Aussagekraft wurden die Ergebnisse von 100 Auf-/Abwärtsrampen gemittelt. Bis zu einer Leistungsabschwächung von 15 dB zeigt sich für alle untersuchten Messungen wie erwartet ein nahezu linearer Anstieg des Signal-zu-Rausch-Verhältnisses. Ab diesem Punkt jedoch entwickeln sich die Kurven unterschiedlich: Bei der Messung mit dem kleinsten Ziel bleibt das Verhältnis für eine weitere Steigerung der Sendeleistung quasi konstant. Bei den anderen Messung hingegen beginnt das Signal-zu-Rausch-Verhältnis wieder zu sinken. Wobei der Abfall für die Messung mit der in Summe größten Zielreflexion am stärksten ausfällt. Dies entspricht nach der Radargleichung nicht den Erwartungen und muss daher näher untersucht werden. Abbildung 5.6 zeigt dafür auf der rechten Seite zusätzlich die berechneten Entfernungsspektren für das dritte Zielszenario bei den Leistungsabschwächungen 0 dB, 9 dB und 27 dB. In allen Messungen ist die Zielreflexion bei $R \approx 1$ m sowie dessen ersten beiden Harmonischen gut zu erkennen. Auch in den nicht gezeigten Entfernungsspektren der anderen Zielszenarien sind die Harmonischen der Zielreflexion bereits für geringe Sendeleistungen zu erkennen. Dies spricht dafür, dass diese nicht aus der Empfangsstufe des Sendeempfängers stammen, sondern durch mehrfache Reflexionen des Signals zwischen Radar und Ziel hervorgerufen werden. Diese sind recht stark ausgeprägt, da sowohl das Ziel als auch die Halterung des Radars (vgl. Abbildung 5.1) gute Reflektoren sind. Es handelt sich also um Mehrfachreflexionen und nicht um Intermodulationsprodukte.

Dennoch ist in Abbildung 5.6 zu erkennen, warum das Signal-zu-Rausch-Verhältnis mit steigender Sendeleistung wieder abfällt. Wird das Szenario 3 betrachtet, so steigen die Maxima der spektralen Zielkomponente nur bis zu einer Leistungsabschwächung von 9 dB an. Danach sinken sie wieder leicht. Bei einer Abschwächung von 0 dB ist das Maximum 4 dB kleiner als bei einer Leistungsabschwächung von 9 dB. Bei einem idealen System müsste hier das Maximum 9 dB größer sein, sodass sich das reale System um 13 dB schlechter verhält. Grund hierfür sind die rauscharmen Verstärker in den Empfangsketten des Sendeempfängers. Laut Datenblatt [71] liegt der 1-dB-Kompressionspunkt der Empfänger im Falle der geringsten einstellbaren Empfangsverstärkung bei -24 dBm und bei der höchsten Einstellung bei -42 dBm. Letztere wurde in dieser Arbeit verwendet. Die abgeschätzte Empfangsleistung liegt aber bereits in Szenario 2 unter Berücksichtigung des Antennengewinns, aller Verluste und der maximalen Sendeleistung bei $P_E \approx -32$ dBm. Somit werden die Verstärker ab einer Leistungsab-

schwächung von etwa 9 dB zunehmend in Kompression gebracht, weshalb die Maxima im Spektrum nicht wie erwartet weiter steigen.

Weiterhin verhält sich der Rauschpegel des Spektrums unerwartet. Das reine Rauschverhalten des Spektrums kann untersucht werden, indem das Basisbandsignal zweier aufeinander folgender Frequenzrampen gleicher Steigung voneinander subtrahiert wird. Da das Zielsignal korreliert ist, das Rauschen hingegen nicht, enthält das Subtraktionsergebnis nur Rauschen. Dieses jedoch mit doppelter Leistung. Abbildung 5.6 lässt auf der rechten Seite erkennen, dass das Rauschlevel bei der Messung mit 0 dB Leistungsabschwächung im Vergleich zu den anderen Leistungsabschwächungen durchschnittlich um mindestens 10 dB und teilweise um bis zu 20 dB angehoben ist. Referenz [74] zeigt auf, dass die effektive Rauschzahl der Empfängerketten sich aufgrund der direkten Verkopplung von Sende- und Empfangsantennen mit zunehmender Sendeleistung verschlechtern kann. Um alle Hintergründe des Rauschleistungsanstiegs identifizieren zu können, sind jedoch weitere ausgiebige Untersuchungen notwendig. Die Messungen zeigen allerdings, dass das beste Signal-zu-Rausch-Verhältnis und somit die beste Systemperformanz nicht zwingend bei der höchsten Sendeleistung erreicht wird.

5.3 Temperaturverhalten

Wenn es um hohe Messpräzision geht, können auch die kleinsten Umgebungsänderungen einen signifikanten Einfluss haben. Einer dieser Einflüsse ist die Eigenerwärmung des Messsystems während der Laufzeit. Viele professionelle Messgeräte sind daher für bestimmte Umgebungsbedingungen spezifiziert. In einigen Geräten werden zur Vermeidung oder zumindest zur Abschwächung von Temperaturdrift-Effekten entsprechend temperatur-geregelte Bauteile, wie etwa Quarzöfen (engl. Oven Controlled Crystal Oscillator (OCXO)), verbaut, welche mit entsprechenden Kosten und Aufwand verbunden sind.

Der folgende Abschnitt zeigt die Untersuchung des entwickelten Radarsystems auf Temperaturänderungen nach dem Einschalten. Für die Messung wurde der in Abschnitt 5.1 erläuterte und abgebildete Messaufbau genutzt. Die Messkammer bietet hierbei den Vorteil, dass sie nicht nur elektromagnetische Strahlungen absorbiert, sondern aufgrund ihrer Lage und Bauweise auch eine stabile Messumgebung bezüglich der in Kapitel 3.5.4 genannten Umwelteinflüsse sowie mechanischen Einflüssen wie Vibrationen darstellt.

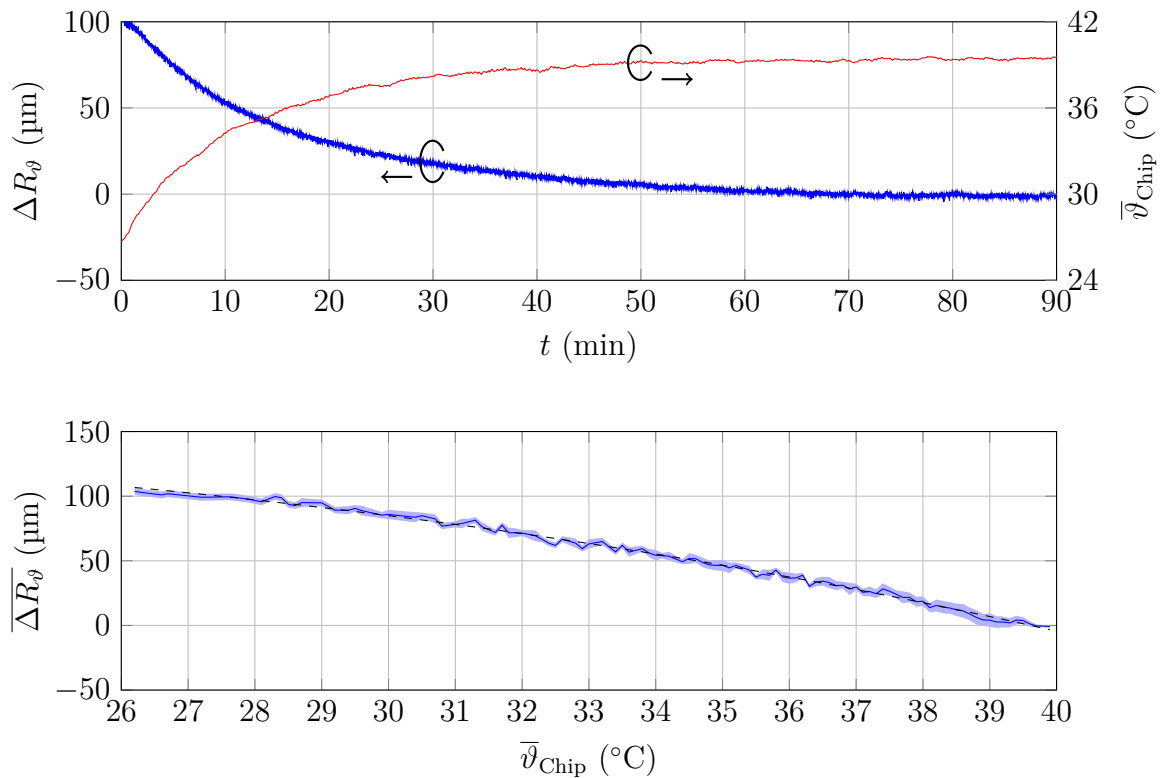


Abbildung 5.7: Auswertung der Temperaturdrift-Messungen. Oben: Abweichung der Entfernungsmessung ΔR_φ sowie mittlere Chiptemperatur $\bar{\vartheta}_{\text{Chip}}$ gegenüber der Messzeit t . Unten: Gemessene Entfernungsabweichung $\overline{\Delta R_\varphi}$ (—) inklusive Standardabweichung gegenüber der gemessenen mittleren Chiptemperatur $\bar{\vartheta}_{\text{Chip}}$ und Approximation (5.10) (- - -).

Bei der Messung wurden nach dem Einschalten des Systems für die ersten 90 Minuten für alle Kanäle des Radarsystems zyklisch Messdaten erhoben und abgespeichert. Die Temperatur des Systems wurde über die internen Temperatursensoren des Radarchips ermittelt. Der *IWR6843* verfügt insgesamt über 10 interne Temperatursensoren, die jeweils mit einer Auflösung von 1°C ausgelesen werden können. Aus diesen Werten wird eine mittlere Chiptemperatur $\bar{\vartheta}_{\text{Chip}}$ bestimmt, die im Folgenden als Maß dient. Für jeden Messzeitpunkt wurde diese mittlere Chiptemperatur sowie der aus den Daten berechnete Entfernungswert protokolliert. Die Werte wurden schlussendlich auf den letzten Messzeitpunkt normiert. Die Ergebnisse sind in Abbildung 5.7 zu sehen.

Der obere Graph zeigt die gemessene Entfernungsabweichung eines Sendempfangskanals aufgrund des Temperaturdrifts sowie die mittlere Chiptemperatur $\bar{\vartheta}_{\text{Chip}}$ über der Messdauer t . Alle weiteren Kanäle weisen einen vergleichbaren Verlauf auf. Es ist

ein deutlicher Sättigungsverlauf der Messabweichung über die Zeit zu erkennen. Die maximale Abweichung beträgt rund $100\ \mu\text{m}$. In der selben Zeit ist die mittlere Chip-temperatur $\bar{\vartheta}_{\text{Chip}}$ von $27\ ^\circ\text{C}$ auf $39,5\ ^\circ\text{C}$ angestiegen und dort in Sättigung gegangen.

Der untere Graph von Abbildung 5.7 zeigt die gemessene Entfernungsabweichung über die mittlere Chiptemperatur $\bar{\vartheta}_{\text{Chip}}$. Es zeigt sich eine eindeutige Abhängigkeit der Abweichung von der Temperatur. Die Charakteristik lässt sich über eine Approximationsfunktion der Form

$$\begin{aligned} \overline{\Delta R_{\vartheta}}(\bar{\vartheta}_{\text{Chip}}) &= a \cdot (\bar{\vartheta}_{\text{Chip}})^3 + b \quad \text{mit} \quad a = -2,42\ \text{nm} \cdot ^\circ\text{C}^{-3} \\ & \quad \quad \quad b = 150,1\ \mu\text{m} \end{aligned} \quad (5.10)$$

beschreiben. Grund für die temperaturabhängige Entfernungsabweichung ist das Platinmaterial *Isola Astra*[®] *MT77*. Erwärmt sich die Platine des Systems, so sinkt die relative Permittivität ϵ_r des Materials leicht [75]. Dadurch erhöht sich die Ausbreitungsgeschwindigkeit des Signals auf der Platine minimal und die gemessene Entfernung wirkt bei der Umrechnung von Laufzeit zu Entfernung kürzer. Weiterhin sind thermische Ausdehnungseffekte der Platine und der Mikrostreifenleitung-zu-Hohlleiterübergänge nicht gänzlich auszuschließen.

Selbst wenn der Radarchip thermisch gut an die Platine angebunden ist und der Kühlkörper für zusätzliche thermische Masse sorgt, ist die mittlere Chiptemperatur nur ein indirektes Maß für die Temperatur des Gesamtsystems, wodurch die Charakteristik $\overline{\Delta R_{\vartheta}}(\bar{\vartheta}_{\text{Chip}})$ einer höheren Ungenauigkeit unterliegt (siehe schattierter Bereich in Abbildung 5.7). Daher wurde auf eine Temperatur-Kompensation der Messdaten mithilfe der obigen Approximationsfunktion verzichtet. Alle Messungen in dieser Arbeit wurden deshalb erst nach dem Erreichen der Betriebstemperatur durchgeführt.

6 Validierung

Dieses Kapitel widmet sich den Validierungsmessungen, die mit dem vorgestellten Radarsystem durchgeführt wurden. Zur Validierung der Leistungsfähigkeit des Systems wurde der in Abbildung 6.1 dargestellte Messaufbau genutzt. Dieser besteht aus einem optischen Tisch, auf dem eine hochpräzise Linearachse aufgebaut ist (*Physik Instrumente (PI) GmbH & Co. KG, Model A-123.750A1*). Auf der Linearachse befindet sich eine Halterung, die verschiedene Radarziele aufnehmen kann und besonders steif konstruiert ist [76]. Auf der gegenüberliegenden Seite ist die Halterung für das Radar zu sehen. Diese besteht aus einem drehbaren Tisch sowie Aluminiumprofilen, an denen das Radar befestigt wird. Die Achse und die Halterung des Radarsystems wurden mithilfe eines Lasers so ausgerichtet, dass der Bewegungsvektor der Achse mit der Normalen des Radarsystems übereinstimmt. Nicht dem Ziel zugehörige Metallkanten und -flächen, die als Störziele fungieren könnten, wurden mit Absorbieren verkleidet, um ihren Einfluss auf die Messung zu minimieren. Zur Bestimmung der Ausbreitungsgeschwindigkeit c_L wurden Sensoren der Firma *Dracal Technologies* verwendet, die eine entsprechend hohe Messpräzision für die benötigten Größen Luftdruck, -temperatur und -feuchtigkeit besitzen. Alle in den Messungen verwendeten Gerätschaften und Komponenten sind im Anhang A noch einmal detailliert aufgeführt.

Im Folgenden werden zunächst die Messungen des SISO-Systems in Abschnitt 6.1 besprochen. Anschließend daran folgen die Ergebnisse des MIMO-Antennensystems. Hier wurden zunächst Messungen mit einem Ziel auf der Linearachse unter verschiedenen Zielwinkeln θ durchgeführt. Der Aufbau wurde anschließend um ein zweites, statisches Ziel erweitert, welches an unterschiedlichen Orten relativ zum beweglichen Ziel positioniert wurde. Die Ergebnisse werden in Abschnitt 6.3 dargelegt. Das Kapitel endet schließlich mit Messungen, die die Erprobung des Radars als kontaktloses Herzschlag-Messsystem darstellen.

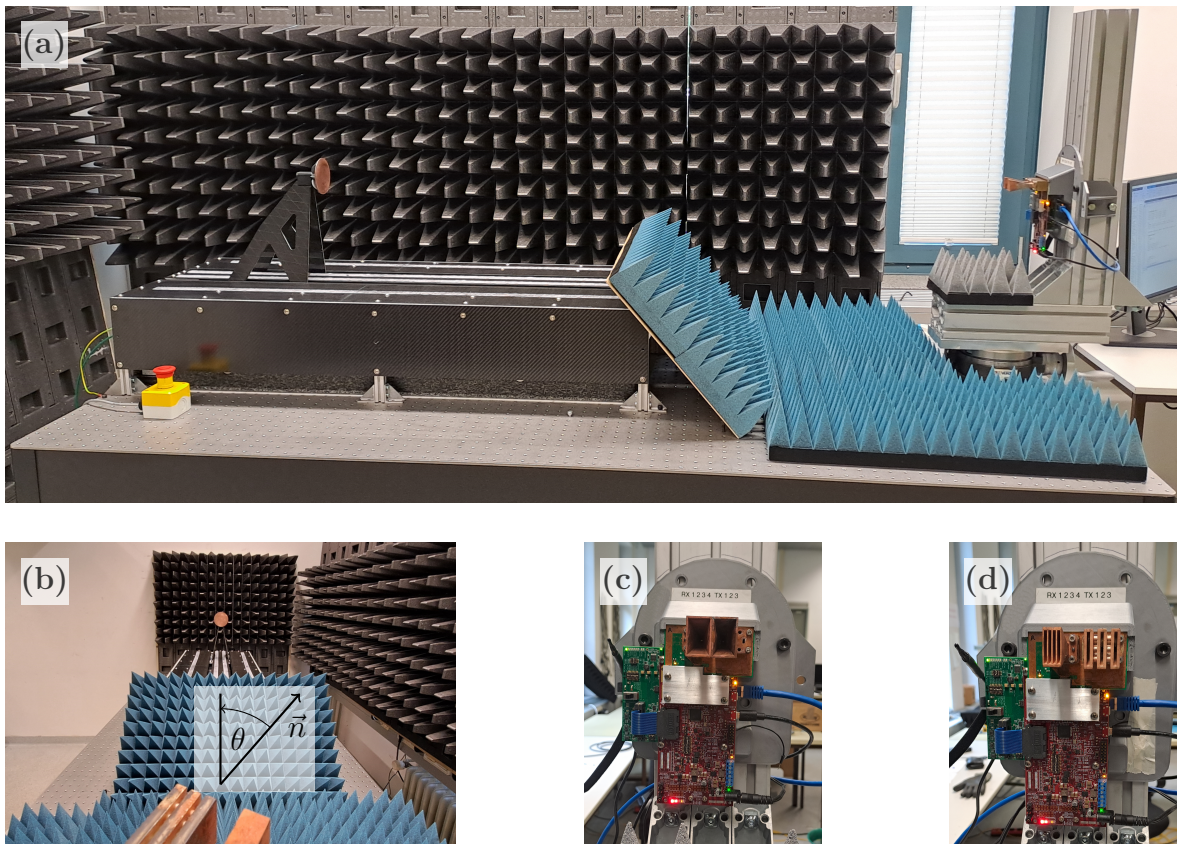


Abbildung 6.1: Fotografien des Messaufbaus zur Validierung des aufgebauten Radarsystems. (a) Ansicht des gesamten Aufbaus. (b) Bild aus Sicht des Radars mit der Definition des Normalenvektors des Systems und des Zielwinkels. (c) Foto des Radars mit SISO-Antenne. (d) Foto des Radars mit MIMO-Antenne.

6.1 SISO-System an der Linearachse

Für die Messungen mit dem SISO-Antennenarray wurde das Radarsystem wie in Abbildung 6.1(a) und 6.1(c) gezeigt aufgebaut und auf das Ziel mit $\theta = 0^\circ$ ausgerichtet. Als Ziele kamen bei dieser Messung Scheiben mit einer Kupferoberfläche und Durchmessern von $D = 60$ mm, $D = 70$ mm und $D = 80$ mm zum Einsatz. Die Linearachse wurde in einem Bereich von $R \in [0,9 \text{ m}; 1,5 \text{ m}]$ in Schritten von $\delta R = 1$ mm bewegt, sodass jeweils $I = 601$ Messpunkte erfasst wurden. Die weiteste Entfernung wurde dabei mit einem Laserentfernungsmessgerät des Typs *STABILA Messgeräte LD520* zwischen Ziel und Antennenapertur bestimmt. An jedem Entfernungsmesspunkt wurden jeweils $C = 200$ Auf-/Abwärtsrampen aufgezeichnet. Die weiteren Radarparameter

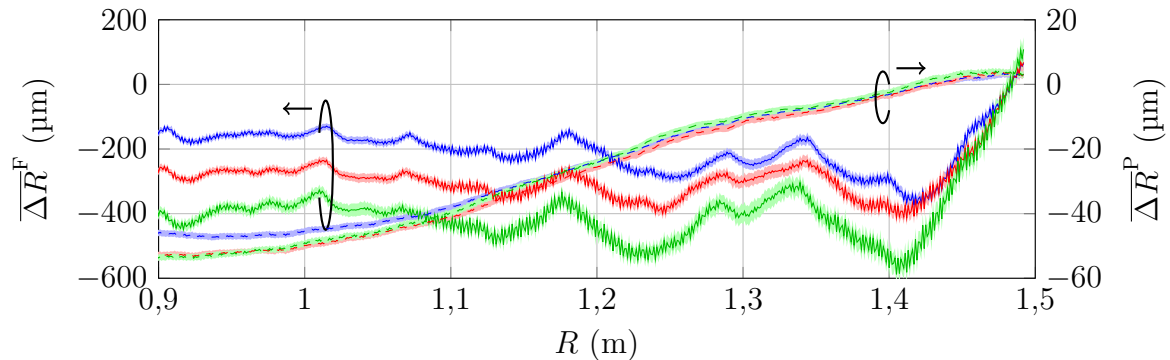


Abbildung 6.2: Fehlerkurve der Entfernungsschätzung per Frequenz- (—) und Phasenschätzung (---) mit dem SISO-Radarsystem. Als Ziele dienten Kupferscheiben mit den Durchmessern $D = 80$ mm (—), $D = 70$ mm (—) und $D = 60$ mm (—).

entsprechen den Konfigurationen in Tabelle 3.1. Sie gelten für alle in diesem Kapitel vorgestellten Messungen. Die Daten wurden mit der Algorithmik aus Abschnitt 3.3.5 verarbeitet.

Die Ergebnisse der Messung sind in Abbildung 6.2 dargestellt. Die Auswertung der Messung erfolgte dabei äquivalent zu Abschnitt 3.5.1, sodass der mittlere Schätzfehler sowie die Standardabweichung der Messung abgebildet sind.

Abbildung 6.2 zeigt für die drei Ziele einen sehr ähnlichen Kurvenverlauf. Der Entfernungfehler $\overline{\Delta R}^F$ variiert über den gesamten Messbereich je nach Zielgröße größtenteils zwischen $150 \mu\text{m}$ und $600 \mu\text{m}$. Es ist dabei eine Abhängigkeit zwischen Zielgröße und maximalem Fehler zu erahnen: je kleiner das Ziel, desto größer ist der maximale Fehler. Im Falle der Scheibe $D = 60$ mm beträgt der Fehler maximal $600 \mu\text{m}$.

Die Kurven des Fehlers $\overline{\Delta R}^P$ stimmen für die verschiedenen Ziele überein. Der maximale Fehler beträgt hier rund $50 \mu\text{m}$. Die Messung bestätigt somit die Aussage aus Abschnitt 3.4, dass für ein ausreichend hohes Signal-zu-Rausch-Verhältnis die Phasenschätzung genauere Ergebnisse als die Frequenz-basierte liefert. Der Fehler zeigt dabei einen nahezu linearen Trend. Dieser deutet auf zwei mögliche Fehlerquellen hin: Zum einen hat Kapitel 3.5.3 gezeigt, dass die Nahfeld-Phänomene sehr sensitiv gegenüber kleinsten Winkelverkippen sind. Der verbleibende Messfehler von etwa $50 \mu\text{m}$ könnte daher mit einer nicht perfekten, parallelen Ausrichtung von Ziel und Radarsystem und somit einer ungenauen Kompensation der Nahfeld-Effekte begründet werden. Zum anderen besitzt auch die Linearachse nur eine begrenzte Positioniergenauigkeit. Sie ist mit einer Positioniergenauigkeit von $\pm 5 \mu\text{m}$ [77] und einem Temperaturkoeffizienten

von $10,1 \pm 0,2 \mu\text{m}/\text{m}/^\circ\text{C}$ bei 20°C [78] spezifiziert. Während der Messungen betrug die Raumtemperatur etwa 24°C , wodurch bereits eine Unsicherheit von bis zu $24 \mu\text{m}$ gegeben ist. Der Fehler der Phasen-basierten Entfernungsschätzung liegt somit in einem Bereich, der mit Umwelteinflüssen und mechanischen Ungenauigkeiten begründbar ist.

6.2 MIMO-System an der Linearachse: Ein Ziel

Nach Abschluss der Messungen mit der SISO-Antennenkonfiguration, wurde diese gegen die MIMO-Gruppenantenne ausgetauscht. Für die im Folgenden beschriebenen Messungen gilt daher der Messaufbau nach Abbildung 6.1(a), (b) und (d). Die grundlegenden Parameter der Messungen sind, wie zuvor in Abschnitt 6.1 beschrieben, geblieben. Als Ziel wurde hier jedoch nur die Scheibe mit einem Durchmesser $D = 80 \text{ mm}$ verwendet. Als zusätzlicher Parameter kommt der Zielwinkel θ hinzu. Dieser wurde im Bereich $\theta \in [-50^\circ; 0^\circ]$ verändert und die Messung wiederholt. Die Änderung des Zielwinkels wurde dabei durch Verdrehung des Radarsystems relativ zur Linearachse realisiert (vgl. Abb. 6.1(b)).

Abbildung 6.3 zeigt die Messergebnisse für Zielwinkel von $\theta = 0^\circ$, $\theta = -10^\circ$, $\theta = -30^\circ$ und $\theta = -50^\circ$. Im oberen Graphen ist der Fehler $\Delta\theta = \hat{\theta} - \theta$ der Winkelschätzung dargestellt. Der Fehler liegt bei allen Messungen im Bereich zwischen $\pm 0,4^\circ$. Dies stimmt mit den Ergebnissen aus der Kalibriermessung überein (vgl. Abschnitt 5.1). Es ist der Trend zu erkennen, dass der Winkelfehler mit geringerer Entfernung zunimmt. Dies liegt darin begründet, dass für die Winkelschätzung das linear-phasige Fernfeldmodell (s. Abschnitt 3.2.2) verwendet wurde. Die in dem Modell angenommenen Vereinfachungen sind bei den geringen Entfernungen um $R = 1 \text{ m}$ nicht mehr gänzlich erfüllt und führen daher zu einem anwachsenden Fehler in der Winkelschätzung.

Der mittlere Graph zeigt den Messfehler der Frequenz-basierten Entfernungsschätzung. Auch hier liegen die Kurven der einzelnen Messungen dicht beieinander. Der Fehler beträgt im Großteil nicht mehr als $500 \mu\text{m}$. Alle Kurven zeigen dabei eine gewisse Welligkeit. Die Periodizität dieser Welligkeit beträgt etwa 5 cm und stimmt somit gut mit der Breite eines Entfernungsbins der diskreten Fourier-Transformation, welche von der Bandbreite der Frequenzrampe abhängt, überein. Wie die Simulationen in Abschnitt 3.5.1 gezeigt haben, können für diese Welligkeit spektrale Verzerrungen der

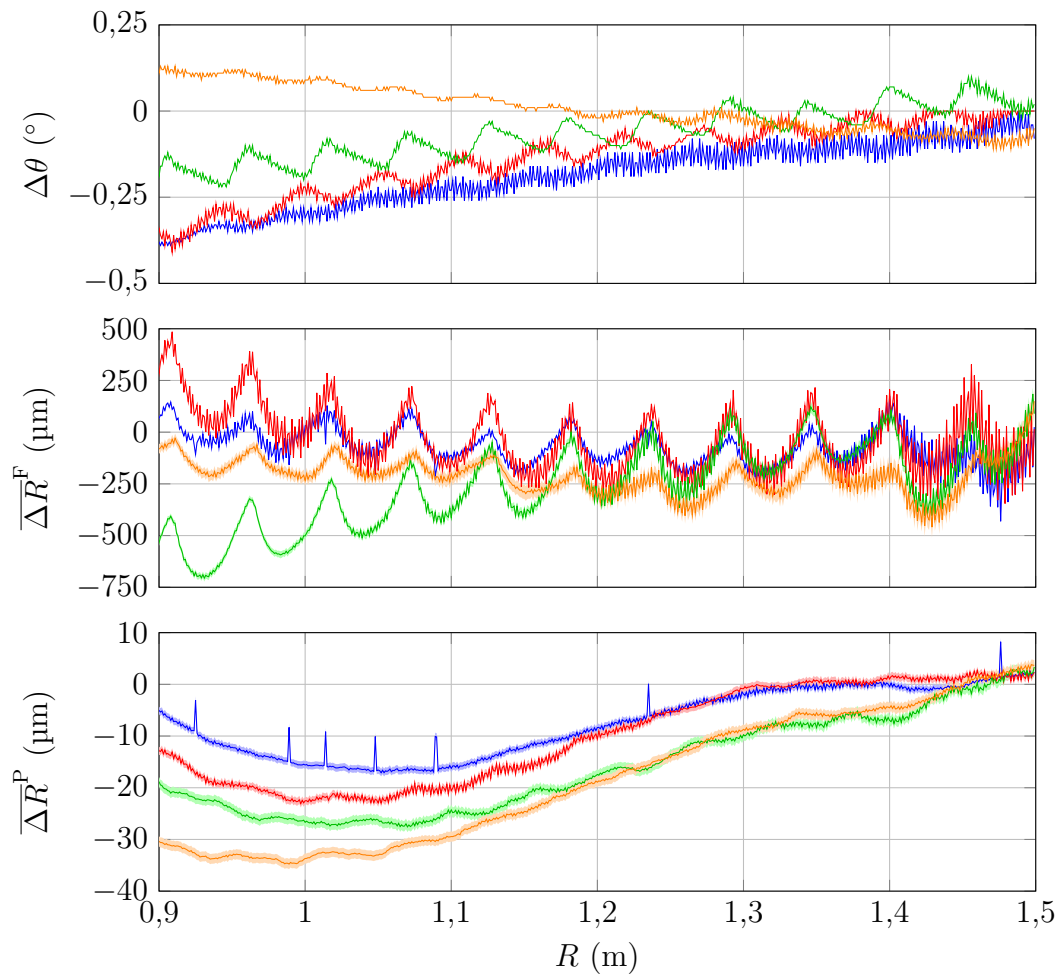


Abbildung 6.3: Darstellung der Schätzfehler für die Winkel- sowie Entfernungsschätzung im Falle des MIMO-Radarsystems mit einem beweglichen Ziel. Gezeigt sind die Daten bei Zielwinkeln von $\theta = 0^\circ$ (—), $\theta = -10^\circ$ (—), $\theta = -30^\circ$ (—) und $\theta = -50^\circ$ (—).

Grund sein. Diese Verzerrungen können zum einen von nicht perfekt kalibrierten Amplitudenverhältnissen zwischen den Radar-Kanälen stammen (s. Abschnitt 3.5.1). Zum anderen können jedoch auch Mehrwegeausbreitungen im Messaufbau und damit die Überlagerung verschiedener Signale mit nahezu gleicher Laufzeit, die zu Verzerrungen führen, nicht ausgeschlossen werden.

Der Fehler bleibt jedoch gering genug, sodass die Phasen-basierte Entfernungsschätzung fehlerfrei arbeitet. Diese ist im unteren Graphen von Abbildung 6.3 zu sehen. Für den Fehler $\overline{\Delta R}^P$ ergeben sich Fehlerkurven, wie sie auch schon in Abbildung 6.2 zu sehen waren. Der maximale Fehler liegt hier bei rund $35 \mu\text{m}$ und somit erneut im Bereich

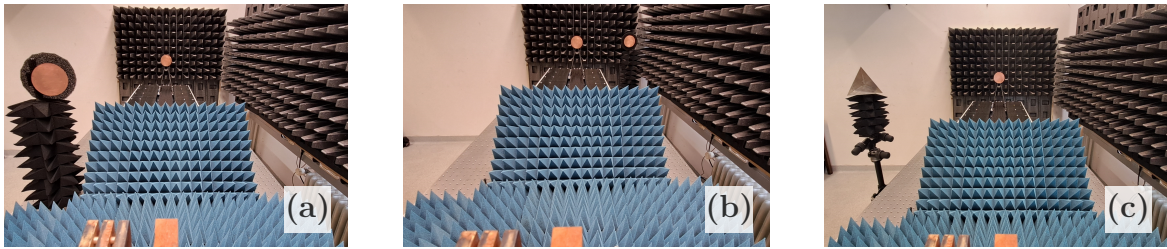


Abbildung 6.4: Fotografien der betrachteten Zwei-Ziel-Szenarien: Statisches Ziel (a) vor ($\theta \approx 30^\circ$, $R \approx 0,6$ m, $D = 90$ mm), (b) hinter ($\theta \approx -13,5^\circ$, $R \approx 1,85$ m, $D = 90$ mm) und (c) mittig ($\theta \approx 35^\circ$, $R \approx 1,22$ m, Kantenlänge Winkelreflektor $a = 150$ mm) zum bewegten Ziel ($\theta = 0^\circ$, $R \in [0,9$ m; $1,5$ m], $D = 80$ mm).

der Unsicherheit vom mechanischen Messaufbau und Umwelteinflüssen. Lediglich in der Messung mit $\theta = 0^\circ$ treten einige sprunghafte Ausreißer mit nahezu konstanter Höhe von etwa $5 \mu\text{m}$ auf, die jedoch nicht zur 2π -Problematik gehören. Diese Art Ausreißer traten nur sehr selten bei Messungen auf und konnten bei einer direkten Wiederholung der Messung nicht bestätigt werden. Da die Achse eine Positioniergenauigkeit in ähnlicher Größe besitzt, werden diese gelegentlichen Ausreißer der Linearachse zugeschrieben.

Die Messungen zeigen in Gänze, dass sowohl das SISO- als auch das MIMO-System in der Lage sind, die Entfernung eines Ziels mit Genauigkeiten im unteren zweistelligen Mikrometerbereich für Distanzen bis zu $1,5$ m zu ermitteln. Im Falle des MIMO-Systems ist aufgrund der zusätzlichen Winkelinformation sogar eine hochpräzise Lagebestimmung im zweidimensionalen Raum möglich.

6.3 MIMO-System an der Linearachse: Zwei Ziele

Das Messszenario wird in diesem Abschnitt um ein weiteres, statisches Ziel erweitert. Dies dient der Überprüfung, ob das MIMO-System auch die Position von zwei Zielen hochpräzise bestimmen kann und in welchen Fällen dies nicht mehr möglich ist. Dazu wurden die drei in Abbildung 6.4 dargestellten Szenarien untersucht: In Szenario A befindet sich das zweite, statische Ziel (eine Kupferscheibe mit $D = 90$ mm) in einer radialen Entfernung, die deutlich vor der kürzesten Entfernung der Linearachse liegt. Die Winkeldifferenz der Ziele beträgt etwa 30° . In Szenario B befindet sich dasselbe Ziel deutlich hinter der weitesten Entfernung der Linearachse. Die Winkeldifferenz ver-

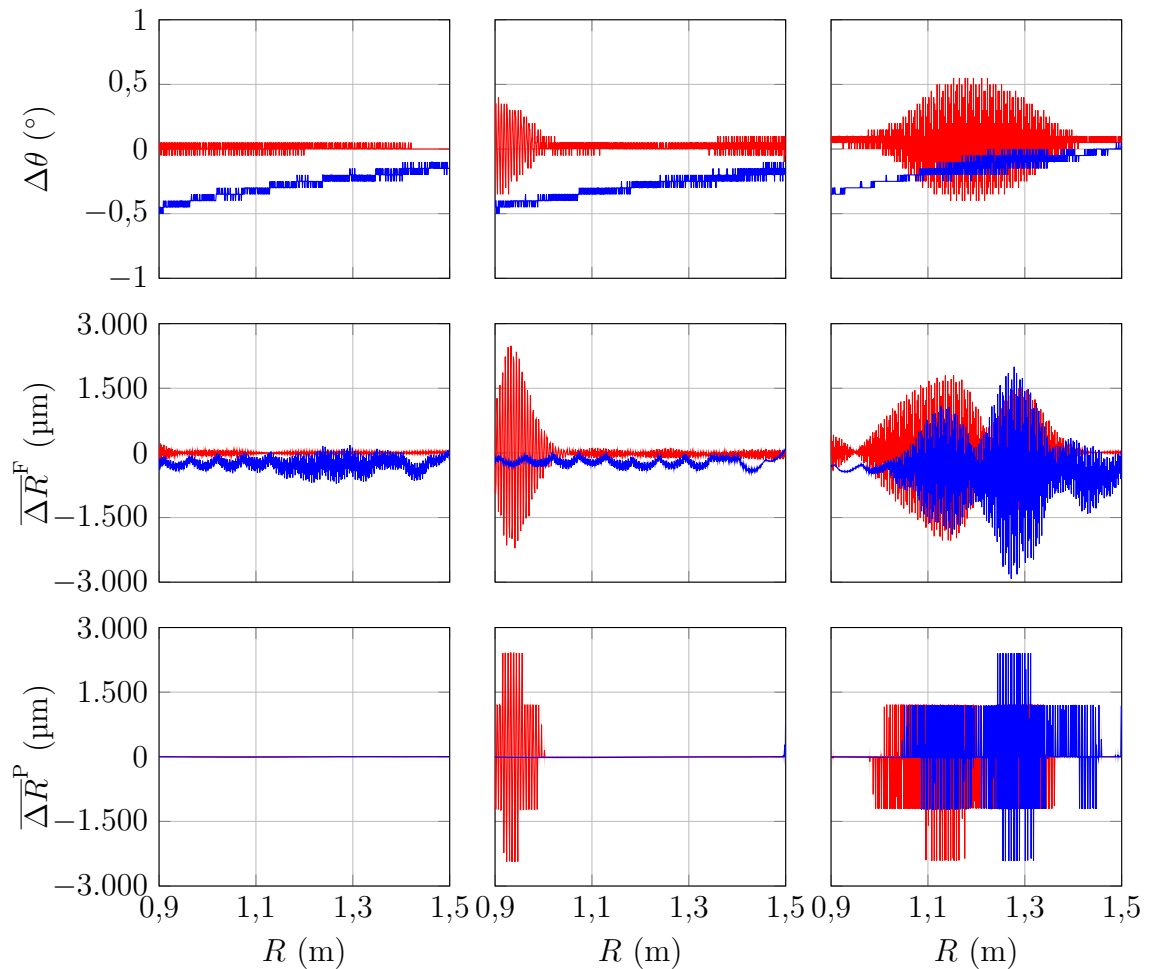


Abbildung 6.5: Darstellung der Schätzfehler für die Winkel- sowie Entfernungsschätzung im Falle des MIMO-Radarsystems und zwei Zielen. Gezeigt sind die Ergebnisse für das statische (—) und das bewegte (—) Ziel. Links: Szenario A nach Abb. 6.4(a). Mitte: Szenario B nach Abb. 6.4(b). Rechts: Szenario C nach Abb. 6.4(c).

ringert sich jedoch auf etwa $13,5^\circ$. In Szenario C wird das statische Ziel schließlich so positioniert, dass seine radiale Entfernung etwa mit der halben Bewegungsdistanz der Linearachse übereinstimmt. In dieser Messung wurde als statisches Ziel ein Winkelreflektor mit einer Kantenlänge $a = 150$ mm gewählt. Die Winkeldifferenz der beiden Ziele beträgt circa 35° .

Abbildung 6.5 zeigt die Auswertung der Zwei-Ziel-Messungen hinsichtlich des Winkelschätzfehlers $\Delta\theta$ sowie der Entfernungsschätzfehler $\overline{\Delta R}^F$ und $\overline{\Delta R}^P$. Für das statische

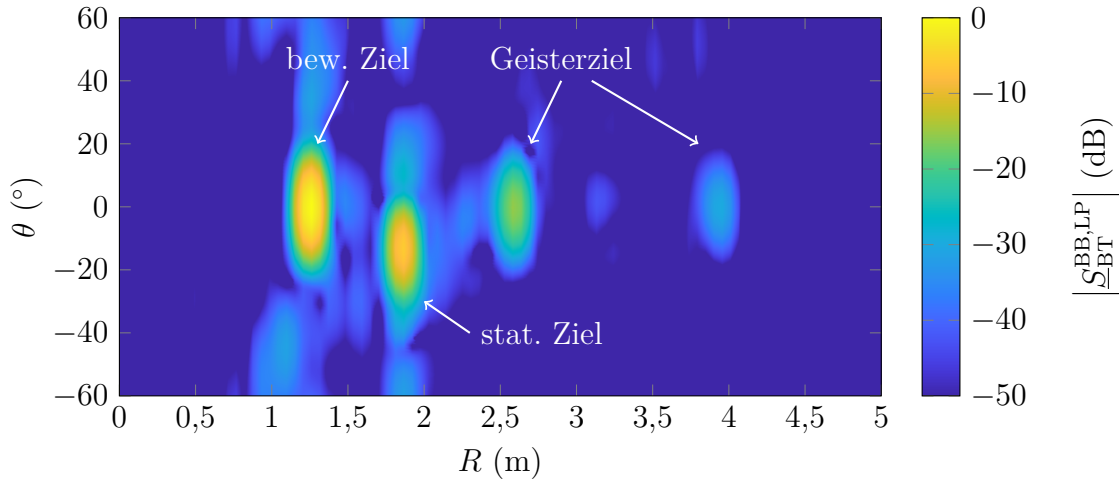


Abbildung 6.6: Entfernung-Winkel-Spektrum von Szenario B. Das statische Ziel befindet sich bei $(R, \theta) = (1,87 \text{ m}, -13^\circ)$, das Bewegte bei $(R, \theta) = (1,26 \text{ m}, 0^\circ)$, dessen erste Harmonische bei $(R, \theta) = (2,58 \text{ m}, 0^\circ)$ und die zweite Harmonische bei $(R, \theta) = (3,95 \text{ m}, 0^\circ)$. Die erste Harmonische interferiert mit dem statischen Ziel, sobald die Entfernung des beweglichen Ziels unter $R = 1 \text{ m}$ fällt.

Ziel wurde jeweils der erste Messwert als Referenzierung genutzt, sodass die Kurven die Abweichung zum initialen Wert widerspiegeln.

Die linke Spalte in Abbildung 6.5 zeigt die Ergebnisse für Szenario A. Die Position des beweglichen Ziels wird hier genauso gut ermittelt wie im Falle von nur einem Ziel. Der Winkelfehler beträgt maximal $0,5^\circ$ und verringert sich mit zunehmender Entfernung. Der Entfernungsfehler der Phasenauswertung liegt bei maximal $15 \mu\text{m}$. Für das statische Ziel wiederum ergeben sich nahezu konstante Kurven, d.h. weder die Winkelschätzung noch die Entfernungsschätzung wird durch das sich bewegende Ziel verschlechtert. Die beiden Ziele stören sich in der Auswertung somit gegenseitig nicht.

Die mittlere Spalte spiegelt die Auswertung des Szenarios B wider. Für radiale Entfernungen des bewegten Ziels größer als einen Meter sind die Ergebnisse vergleichbar mit denen aus Szenario A. Bewegt sich das Ziel auf der Linearachse jedoch näher zum Radar, so wird das statische Ziel offensichtlich gestört. Dies führt sowohl zu einer Verschlechterung des Winkelfehlers als auch der Frequenz-basierten Entfernungsschätzung. Der Fehler wird so groß, dass nicht mehr das richtige 2π -Intervall geschätzt wird. Dies führt schlussendlich dazu, dass bei der Phasenauswertung der Fehler um mindestens $\lambda/4 \approx 1,2 \text{ mm}$ springt. Der Grund für diese Störung wird offensichtlich, wird das

Entfernung-Winkel-Spektrum der Messung betrachtet (s. Abbildung 6.6): Neben der zu erwartenden spektralen Komponente für den einfachen Weg zwischen dem Radar und dem Ziel auf der Linearachse ist auch eine Spektralkomponente für den doppelten und den dreifachen Weg zu erkennen. Diese „bewegen“ sich entsprechend mit dem Ziel der Linearachse mit. Die erste harmonische Komponente ist dabei lediglich 16 dB schwächer als die gewünschte Spektralkomponente. Bei radialen Entfernungen $R \leq 1$ m befindet sich dieses Geisterziel nun in einer ähnlichen Distanz wie das statische Ziel und stört dieses (vgl. Abschnitt 3.5.5). Da die Ziele in diesem Szenario nur über etwa $13,5^\circ$ im Raumwinkel getrennt sind, die Hauptkeule der MIMO-Antenne jedoch selbst bei gleichförmiger Gewichtung der Antennenelemente eine Halbwertsbreite von mindestens 9° besitzt, ist eine ausreichende Unterdrückung des Geisterziels nur über den Raumwinkel nicht möglich. Die Störung ist somit unvermeidbar.

Die rechte Spalte zeigt schließlich die Ergebnisse aus Szenario C. Hier befindet sich das statische Ziel etwa in der halben Bewegungsreichweite der Linearachse, liegt aber aus Sicht des Radars $\theta \approx 35^\circ$ links von diesem. Es ist zu erkennen, dass sich die Ziele in großen Teilen der Messung gegenseitig stören. Dies führt bei der Winkelschätzung des statischen Ziels zu einem Interferenzmuster sowie einem erhöhten Fehler von bis zu $\pm 0,5^\circ$. Auch die Frequenz-basierte Entfernungsschätzung zeigt für beide Ziele ein Interferenzmuster. Der Fehler steigt dabei auf maximal 3 mm an und die Phasen-basierte Entfernungsbestimmung schlägt entsprechend fehl. Wie in Abschnitt 3.5.5 dargelegt wurde, ist die spektrale Interpolation mittels EPI empfindlich gegenüber weiteren, störenden Spektralkomponenten. Diese Störkomponenten müssen im Vergleich zur untersuchten Komponente mindestens 40 dB schwächer sein oder entsprechend stark unterdrückt werden. Befinden sich die beiden Ziele in ähnlicher radialer Entfernung, muss das MIMO-System diese Unterdrückung alleine durch den Gruppenfaktor in der Winkalebene bewältigen. Wie Abschnitt 5.1 zeigte, erreicht das vorliegende MIMO-System nach Kalibrierung und mit einer entsprechenden Gewichtung der Einzelantennen lediglich eine Nebenkeulen-Unterdrückungen von maximal 31 dB. Die Nebenkeulen-Unterdrückung in der Winkalebene reicht somit nicht aus, um die beiden Ziele für die Interpolation störungsfrei voneinander zu trennen. Dies spiegelt sich in den Fehlerkurven von Abbildung 6.5 in der rechten Spalte wider.

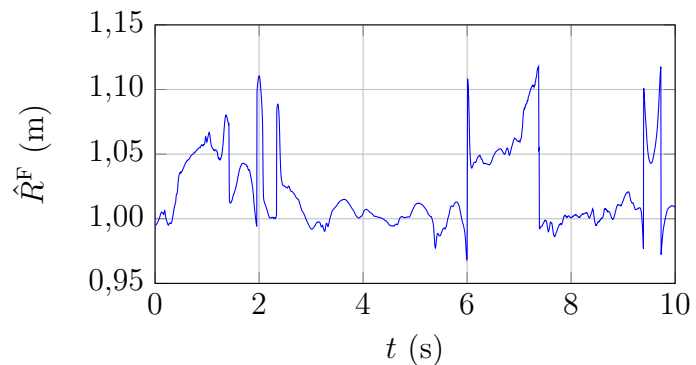


Abbildung 6.7: Links: Fotografie des Versuchsaufbaus zur Vitalparametermessung einer gerade vor dem Radar sitzenden Person. Rechts: Vom Radarsystem geschätzte Entfernung.

6.4 SISO-System mit Proband

Zum Abschluss der Validierung soll das entworfene Radarsystem als kontaktloses Herzschlag-Messsystem erprobt werden. Dazu wird das System zunächst in seiner SISO-Konfiguration mittig vor einem sitzenden Probanden positioniert (siehe Abbildung 6.7). Die Entfernung zwischen Radarsystem und Proband beträgt etwa $R \approx 1$ m. Das Radar wird dabei auf Höhe des Brustkorbes montiert und auf selbigen gerichtet. Der Proband wurde angewiesen, ruhig auf dem Stuhl zu sitzen und normal zu atmen. Das Radar wurde nach Tabelle 3.1 entsprechend konfiguriert und es wurden jeweils Messungen mit 30 Sekunden Länge aufgezeichnet und ausgewertet. Abbildung 6.7 zeigt auf der rechten Seite exemplarisch die vom Radarsystem geschätzte Entfernung in den ersten 10 Sekunden einer solchen Messung. Es ist zu erkennen, dass die geschätzte Entfernung stark schwankt und teilweise innerhalb weniger Millisekunden um einige Zentimeter springt. Es ist leicht nachvollziehbar, dass eine korrekte Extraktion der feinen Vibrationen, welche von den Vitalparametern erzeugt werden, aus diesem Signal nicht möglich sein wird. Der Grund für die stark schwankende Entfernungsschätzung wird erkennbar, wenn das zur Messung gehörende Zeit-Entfernung-Spektrum betrachtet wird. Es ist in Abbildung 6.8 dargestellt. Es zeigt, dass die Leistung der gesuchten Spektralkomponente mit der Zeit erheblich schwankt. Besonders deutlich wird dies im Bereich zwischen $t = 6$ s und $t = 9$ s. Grund für diese Schwankungen ist die komplexe Bewegung des Ziels (Brustkorbs). Mit jedem Atemzug verformt sich das Ziel und damit die Reflexion, die das Radar sieht, stark.

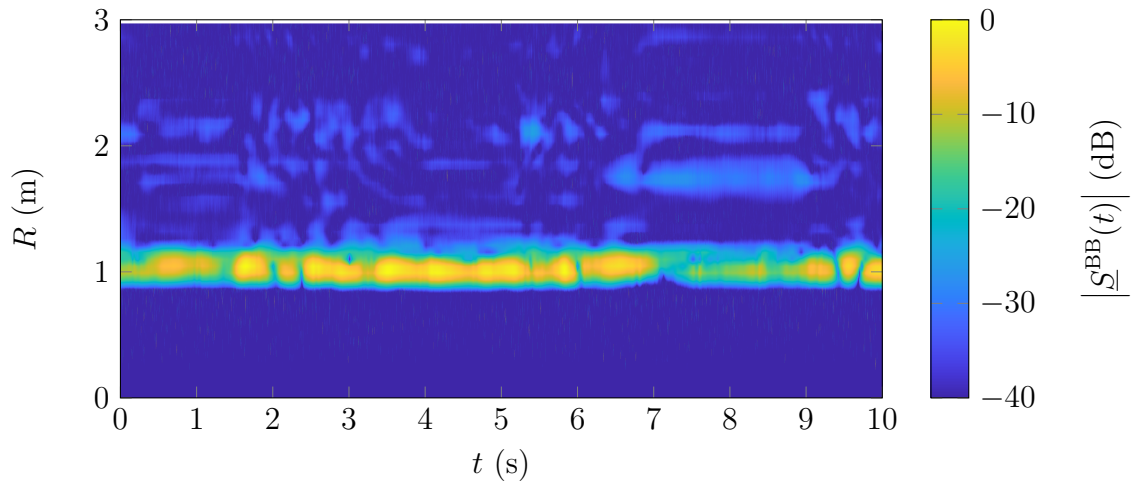


Abbildung 6.8: Das zu Abbildung 6.7 korrespondierende Zeit-Entfernung-Spektrum für die Vitalparametermessung einer atmenden, gerade vor dem Radarsystem sitzenden Person.

Abschnitt 3.5.3 sowie die Referenzen [24] und [50] haben gezeigt, dass die Reflexionsphase und auch -amplitude aufgrund der Nahfeld-Effekte selbst bei einfachen Zielgeometrien eine starke Entfernungs-, Winkel- und Rotationsabhängigkeit besitzen können. Wie sich diese bei komplexeren Zielszenarien darstellen, ist schwer abzuschätzen. Dass jedoch die Entfernungsschätzung, die in dieser Arbeit auf der Identifizierung und Interpolation des spektralen Maximums beruht, bei einer stark schwankenden Reflexionsamplitude und somit einer entsprechend variierenden Empfangsleistung fehlschlägt, ist nachvollziehbar.

Um final zu erproben, ob das Radarsystem in der Lage ist, die feinen Vibrationen, die der Herzschlag auf der Körperoberfläche erzeugt, zu erfassen, wurden die Messungen erneut durchgeführt und der Proband gebeten, die Luft anzuhalten. Es zeigt sich in der Tat eine deutlich stabilere Amplitude des spektralen Maximums und damit auch eine konstantere Entfernungsschätzung. Abbildung 6.9 zeigt die Auswertung dieser Messung. Im oberen Graph ist in blau die unverarbeitete, Frequenz-basierte Entfernungsschätzung der Messung zu sehen. Sie ist deutlich konstanter als zuvor und lässt bereits periodische Muster erkennen, die auf den Herzschlag des Probanden schließen lassen. Der Herzschlag wird deutlicher erkennbar, wird das Entfernungssignal auf den Frequenzbereich 0,75 Hz bis 3 Hz – entspricht 45 bis 180 Herzschläge pro Minute – gefiltert. Im unteren Graph ist zudem das auf den Herzton-Bereich (10 Hz bis 80 Hz) gefilterte Signal zu erkennen. Diese sind eindeutig und gut voneinander separierbar. Es

ist weiterhin das synchron zum Radarsignal aufgenommene EKG-Signal eingezeichnet. Es wurde mithilfe eines *SS2LB*-Sensors und dem *MP36*-System der Firma *BIOPAC Systems, Inc.* aufgezeichnet und dient als Referenz. Es zeigt eine sehr gut Übereinstimmung zu den vom Radarsystem ermittelten Herztönen. Die leichte zeitliche Verzögerung zwischen EKG-Maximum und Herzton-Maximum ist auf die unterschiedlichen Messmethoden zurückzuführen: Das EKG misst die elektrische Anregung des Herzen, welche zeitlich vor der eigentlichen Bewegung, die vom Radar erfasst wird, stattfindet. Das System ist somit in der Lage, die feinen Vibrationen, die die Herztöne auf dem Brustkorb erzeugen, zu erfassen und daraus den Zeitpunkt jedes Herzschlags zu ermitteln. Voraussetzung hierfür ist, dass das spektrale Maximum, welches von der Reflexion des Brustkorbs erzeugt wird, entsprechend stabil ist.

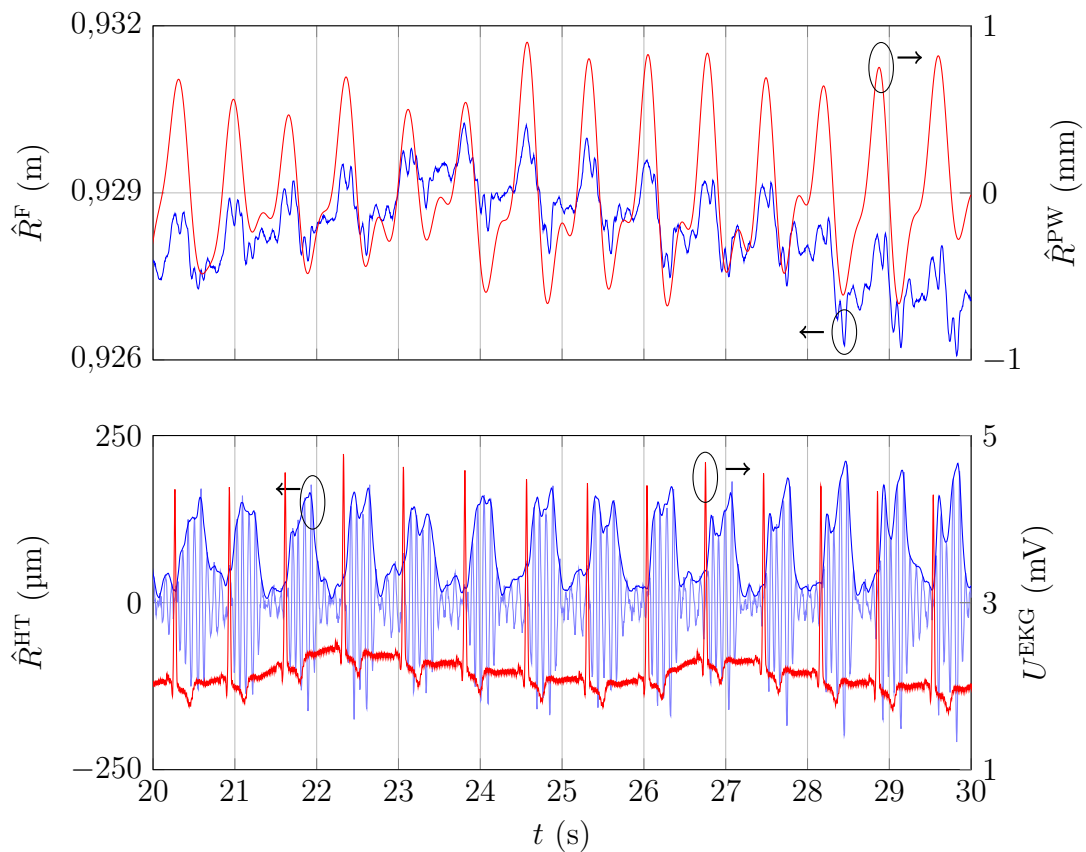


Abbildung 6.9: Auswertung der Vitalparameter-Messung einer ruhig sitzenden, Luft-anhaltenden Person. Oben: vom Radarsystem geschätzte Entfernung (—) und auf den Frequenzbereich 0,75 Hz bis 3 Hz gefiltertes Entfernungssignal (Pulswelle) (—). Unten: auf den Frequenzbereich der Herztöne (10 Hz bis 80 Hz) gefiltertes Entfernungssignal sowie dessen Einhüllende (—) und das synchron aufgenommene EKG-Signal (—).

Die erreichten Ergebnisse werden im Folgenden mit den angestrebten Zielen verglichen und gegenüber dem Stand der Technik diskutiert. Dabei werden zunächst die rein technisch erreichten Genauigkeiten der Entfernung- und Winkelschätzung diskutiert und anschließend die Funktionalität als kontaktloses Herzraten-Messsystem beurteilt.

7.1 Hochauflösende Positionsbestimmung

Mit dem in dieser Arbeit vorgestellten FMCW-Radarsystem konnten in der SISO-Konfiguration Genauigkeiten der Entfernungsmessung von $600\ \mu\text{m}$ für den Fall der Frequenz-basierten Entfernungsschätzung und $50\ \mu\text{m}$ für die Phasen-basier-te Schätzung in einem Distanzbereich von $0,9\ \text{m}$ bis $1,5\ \text{m}$ erreicht werden. Die Standardabweichung der Messung beträgt dabei über den gesamten Messbereich hinweg maximal $1,05\ \mu\text{m}$. Die Theorie hat gezeigt, dass aufgrund der Nahfeld-Effekte bereits kleinste Ungenauigkeiten im Messaufbau große Auswirkungen auf die Positionsbestimmung mittels Radartechnik haben können. Weiterhin besitzt die verwendete Linearachse eine limitierte Positioniergenauigkeit, die aufgrund der Länge und Temperaturabhängigkeit im Bereich zwischen $10\ \mu\text{m}$ und $25\ \mu\text{m}$ liegt. Die verbleibende Messabweichung kann daher nicht mit absoluter Sicherheit nur dem Radarsystem zugeordnet werden. Um die Unsicherheiten im Messaufbau zu verringern, wären eine professionelle Ausrichtung der Achse und der Halterung sowie eine Referenzierung der Messung, beispielsweise mithilfe eines Laserinterferometers, notwendig, welches während dieser Arbeit nicht zur Verfügung stand.

Das vorgestellte System erreicht so eine Genauigkeit, die mit den in den Referenzen [12, 16, 17] vorgestellten Radaren gleich kommt. Lediglich in [13] wurde eine bessere Genauigkeit der Entfernungsschätzung über weite Messstrecken hinweg publiziert. Hierin

wird allerdings ein System mit deutlich höherer Mittenfrequenz (Faktor 2,5), sehr viel mehr Bandbreite (Faktor 14) und einer sehr stark fokussierenden Antenne genutzt. Weiterhin wird bei genauer Betrachtung der publizierten Fehlerkurven die Genauigkeit von $\pm 1 \mu\text{m}$ nur für Distanzen $R > 3 \text{ m}$ erreicht. Bei geringeren Distanzen steigt auch in [13] der Fehler je nach verwendeter Zielscheibengröße auf bis zu $16 \mu\text{m}$ an. Unter diesen Aspekten entspricht das in dieser Arbeit entwickelte SISO-Radarsystem nicht nur dem Stand der Technik, sondern bietet zusätzlich einen entscheidenden Vorteil: es basiert auf einem kommerziellen Baustein und Standardaufbautechniken. Es ist damit deutlich kostengünstiger und einfacher zu implementieren als die Speziallösungen aus [12, 43].

In der MIMO-Konfiguration kann das entwickelte System sowohl Entfernungen als auch Zielwinkel schätzen. Die Kalibriermessungen in der Antennenmesskammer sowie die Messungen an der Linearachse haben dabei gezeigt, dass das Radarsystem Winkel mit einem $\text{RMSE}\{\hat{\theta}\} \leq 0,5^\circ$ schätzen kann. Befindet sich ein einziges Ziel vor dem Radar, so liegt die Genauigkeit der Entfernungsschätzung wie schon zuvor in der SISO-Konfiguration im Bereich einiger hundert Mikrometer im Falle der Frequenz-basierten und bei maximal $40 \mu\text{m}$ im Fall der Phasen-basierte Schätzung. Die Erweiterung des Radarsystems auf mehrere Empfangs- und Sendekanäle und die damit verbundene zusätzliche Winkelschätzung erhöhen den Fehler in der Entfernungsbestimmung somit nicht. Das aufgebaute Demonstratorsystem erreicht somit bei der Winkelschätzung ähnliche Genauigkeiten wie die Systeme aus dem Stand der Technik [19–22]. Gleichzeitig ist der Fehler in der Entfernungsschätzung um mindestens eine Zehnerpotenz geringer. Verläuft die Phasenschätzung fehlerfrei, so verbessert sich die Entfernungsschätzung im Vergleich zum Stand der Technik sogar um bis zu drei Zehnerpotenzen. Das Demonstratorsystem erweitert somit die bislang unerreichten Genauigkeiten der eindimensionalen Entfernungsschätzer [12, 43] nun auch auf die zweite Messdimension, ohne dabei Einbußen in der Messgenauigkeit zu nehmen oder auf kundenspezifische Bauteile oder Aufbautechniken angewiesen zu sein.

Wird der Messung ein zweites Ziel hinzugefügt, so kann die Position beider Ziele unverändert genau bestimmt werden, wenn sich die radiale Entfernung der beiden Ziele deutlich unterscheidet. Die Simulationen in Abschnitt 3.5.5 haben gezeigt, dass die Ziele einen minimalen radialen Distanzunterschied von $|R_2 - R_1| \geq 0,15 \text{ m}$ benötigen, damit sich die spektralen Maxima bei der Interpolation nicht gegenseitig beeinflussen.

Die Messungen in Abschnitt 6.3 bestätigen dies. In Szenario A kann die Position beider Ziele mit Fehlern von $|\hat{\theta} - \theta| \leq 0,5^\circ$ und $|\Delta R^P| \leq 15 \mu\text{m}$ sehr genau bestimmt werden. Szenario B zeigt, dass auch Mehrfach-Reflexionen als Störziel fungieren können, weshalb die hohe Genauigkeit der Positionsschätzung nur für Entfernungen $R_1 \geq 1 \text{ m}$ erreicht werden konnte. Das Mehrziel-Szenario C wiederum zeigt die absoluten Grenzen des aufgebauten Radarsystems auf. Befinden sich die Ziele in ähnlicher radialer Distanz zum Radar, so stören sich die spektralen Komponenten gegenseitig. Auf die Winkelschätzung hat dies noch einen geringen Einfluss, sodass sich der Winkelschätzfehler nicht nennenswert verschlechtert. Wie die Simulationen gezeigt haben, ist der exponentielle parabolische Interpolator jedoch deutlich empfindlicher gegenüber Störungen, sodass sich in diesem Szenario der Entfernungsschätzfehler auf einige Millimeter erhöht. Das System ist also nicht in der Lage, die spektralen Komponenten der zwei Ziele während der Entfernungsschätzung ausreichend voneinander zu trennen. Grund hierfür sind die im Winkelspektrum verbleibenden Nebenkeulen (s. Abschnitt 5.1). Eine Verbesserung der Kalibrierung, beispielsweise durch die Beachtung der Verkopplung der Empfangsantennen, könnte die Nebenkeulen weiter senken und dieses Problem somit gegebenenfalls lösen. Die Verkopplung könnte weiterhin hardware-seitig berücksichtigt und durch entsprechend angepasste Antennen verringert werden.

Eine Erhöhung der Anzahl der Empfangskanäle, beispielsweise durch Kaskadierung mehrerer Sendeempfänger, würde zu einer Verringerung der Hauptkeulenbreite und somit zu einer leichteren Trennung mehrerer Ziel führen. Dies könnte ebenfalls bei der Positionsschätzung in Multi-Ziel-Szenarien helfen. Jedoch erhöhte sich damit die Komplexität des Systems und damit auch die der Kalibrierung enorm. Weiterhin führt eine Vergrößerung der Kanalanzahl zu einer vergrößerten effektiven Apertur, wodurch auch die Komplexität der Nahfeld-Effekte ansteigt und die Verkopplung von Entfernung und Winkel (engl. range-angle coupling, siehe [79]) eine größere Rolle spielt. Der Mehrerfolg dieser Überlegung in einem praktischen System ist daher nur durch sehr genaue Betrachtungen abschätzbar.

In der vorliegenden Arbeit wurden die Schätzungen von Winkel und Entfernung nacheinander und somit getrennt voneinander durchgeführt. Dabei stellt vor allem die Interpolation des Frequenzspektrums eine Schwachstelle dar. Eine weitere Verbesserung der Systemleistungsfähigkeit, beispielsweise durch eine gleichzeitige und gemeinsame Schätzung von Einfallswinkel und Entfernung wie in [19, 80, 81], wäre somit denkbar. Weiterhin könnten auf der Eigenwertzerlegung basierende Methoden, wie beispielsweise

Varianten des MUSIC- oder ESPRIT-Algorithmus, in den Schätzungen dafür sorgen, dass die Spektralkomponenten besser und damit störungsfreier voneinander getrennt werden und sich somit die Schätzungen verbessern.

7.2 Kontaktlose Messung der Herzrate

Als letztes Experiment in dieser Arbeit wurde das aufgebaute Radarsystem als kontaktloses Herzraten-Messsystem erprobt. Es konnte schnell festgestellt werden, dass das Frequenzspektrum des realen Messszenarios aufgrund der komplexen Bewegung des menschlichen Ziels sehr stark mit der Zeit fluktuiert. Dies führt schlussendlich dazu, dass die Interpolation und somit die Entfernungsschätzung fehlschlägt, wodurch die geschätzte Distanz einer ruhig sitzenden Person teilweise innerhalb weniger Millisekunden um 10 cm variiert. Eine exakte Extraktion der Vitalparameter Atem- und Herzrate ist aus diesen Daten daher nicht möglich. Eine Erweiterung des Szenarios auf mehrere Personen ist unter diesen Gesichtspunkten aussichtslos und wurde daher in dieser Arbeit nicht durchgeführt.

Es konnte jedoch gezeigt werden, dass das System sehr wohl in der Lage ist, die feinen Vibrationen der Herztöne auf dem Brustkorb des Probanden zu erfassen. Hierzu wurde die Komplexität der Bewegung verringert, indem der Proband gebeten wurde, während der Messung die Luft anzuhalten. In diesem Fall ist das Radarsystem in der Lage, die Herztöne sauber und in sehr guter zeitlicher Übereinstimmung mit dem Referenz-EKG zu erfassen. Es lässt sich daraus rückschließen, dass das vorwiegende Problem ist, dass das Radarsystem in der aktuellen Konfiguration immer die Bewegungen des gesamten Oberkörpers als Überlagerung wahrnimmt. Es ist daher denkbar, dass deutlich stärker fokussierte Antennen und damit die Erfassung eines kleineren Bereichs des Oberkörpers dieses Problem deutlich reduzieren. In [82] ist dem Autor dieser Arbeit die gleichzeitige Erfassung von Atembewegung, Pulswelle und Herztöne mit dem System aus [46], welches eine solche, stark fokussierte Antenne besitzt, bereits gelungen. Eine Umrüstung des Systems aus dieser Arbeit auf andere Antennen ist dank des Rechteckhohlleiter-Anschlusses problemlos möglich.

Alternativ könnte eine Algorithmik eingesetzt werden, die nicht auf der Interpolation des Frequenzspektrums zur Verbesserung der Entfernungsschätzung setzt. Die Autoren aus [83] und [84] nutzen eine zwei-dimensionale Fourier-Transformation, um zunächst

die unterschiedlichen Ziele voneinander zu trennen. Anschließend wird die Phaseninformation der jeweiligen spektralen Maxima extrahiert und verfolgt. Dieses Signal wird demoduliert und anschließend über Filterung und eine weitere Fourier-Transformation die Frequenzen, die mit der Herz- und Atemrate korrelieren, extrahiert. Diese Vorgehensweise unterscheidet sich in zwei Punkten erheblich zu der in dieser Arbeit: Zum einen wird im ersten Schritt nur ein Startwert für die Phase ermittelt, welcher dann weiter verfolgt wird. Dabei wird jedoch nicht auf das entsprechende 2π -Intervall interpoliert, weshalb der Startwert nur als Referenz, aber nicht als absoluter Distanzwert angesehen werden kann. Es wird somit effektiv nur eine relative Distanzänderung gemessen. Zum anderen führt die Fourier-Transformation bei der Extraktion der Herz- und Atemrate zu einer zeitlichen Mittelung. Dadurch werden zwar kurzzeitige Störungen oder Messfehler vermindert, jedoch werden somit auch nur mittlere Herz- beziehungsweise Atemraten bestimmt.

Eine entsprechende Umsetzung der Algorithmen wäre auch für das in dieser Arbeit entworfene System möglich. Sind die extrahierten Phaseninformationen über die Zeit hinweg keinen oder nur wenigen Störungen ausgesetzt, ist eine zweite Fourier-Transformation wie in den Referenzen nicht notwendig. Stattdessen können die Vitalparameter mithilfe von Filtern auch zeitlich aufgelöst aus den Phaseninformationen extrahiert und verfolgt werden (vgl. Abbildung 6.9). Die Algorithmik wäre entsprechend auf den Anwendungsfall „kontaktlose Vitalparametermessung“ optimiert und entspricht nicht dem Gedanken der allgemeinen, hochpräzisen, absoluten Positionsbestimmung, der dieser Arbeit zugrunde liegt.

8

Zusammenfassung und Ausblick

In dieser Dissertation wurden frequenzmodulierte Dauerstrichradare basierend auf kommerziell verfügbaren Sendeempfängern hinsichtlich ihrer Fähigkeit zur hochpräzisen Schätzung von Zielentfernungen und -winkeln untersucht. Dazu wurden zunächst die technischen und mathematischen Grundlagen des Funktionsprinzips von FMCW-Radaren dargelegt und entsprechende Schätzalgorithmen aufgezeigt. Anschließend wurden die theoretisch erreichbaren Genauigkeiten aufgelistet und Störeffekte, die die praktisch erreichbaren Genauigkeiten negativ beeinflussen und limitieren und in der Regel aus der Hardware des Radars oder der Messumgebung herrühren, simulativ untersucht und erklärt. Im Anschluss wurden kommerziell erhältliche Sendeempfänger-Bausteine verglichen, um eine Auswahl für die Implementierung eines Demonstratorsystems zu treffen. Die Wahl fiel auf den *IWR6843* von *Texas Instruments*, da dieser Baustein einen guten Kompromiss aus Hardware-Eigenschaften und Komplexität darstellt. Nachfolgend wurde die Kalibrierung und Charakterisierung des gefertigten Radarsystems erläutert. Hier sind zunächst die nicht-idealen Eigenschaften des Systems messtechnisch erfasst worden, damit diese durch eine entsprechende Kalibrierung der Messdaten in den folgenden Messungen soweit wie möglich ausgeglichen werden können. Des Weiteren wurden die Auswirkungen bestimmter Radarparameter sowie der Systemtemperatur auf die Messpräzision untersucht. Es stellte sich heraus, dass die Steilheit der Frequenzrampe lediglich einen geringfügigen Einfluss auf die Präzision der Entfernungsschätzung besitzt. Die Sendeleistung hingegen kann einen starken Einfluss besitzen: zu wenig Leistung führt zu einem unnötig geringem Signal-zu-Rausch-Verhältnis, dass die Messpräzision begrenzt. Zu viel Sendeleistung kann jedoch vor allem in reflexionsreichen Messumgebungen zur Übersteuerung der Empfangsketten führen, was ebenfalls das Signal-zu-Rausch-Verhältnis verringert. Es muss daher ein Mittelweg gefunden werden. Abschließend wurde das Demonstratorsystem in Validierungsmessungen an einer

hochpräzisen Linearachse eingesetzt. Sowohl mit der SISO- als auch mit der MIMO-Antennenkonfigurationen konnten bei der Entfernungsschätzung eines Ziels Genauigkeiten von rund $50\ \mu\text{m}$ erreicht werden. Die MIMO-Konfiguration erreicht zudem eine Winkelschätzgenauigkeit von mindestens $0,5^\circ$. Diese Genauigkeiten werden auch für die Positionsschätzung von zwei Zielen erreicht, solange diese eine radiale Entfernungsdifferenz von mehr als $15\ \text{cm}$ aufweisen. Darunter kommt es zur gegenseitigen Störung der Ziele, welche theoretisch in bestimmten Fällen über die Gruppenantenne unterdrückt werden kann. In der Praxis ist jedoch die unzureichende Kalibrierung der limitierende Faktor.

Das Radar wurde final als kontaktloses Herzraten-Messsystem erprobt. Hier stellte sich heraus, dass die komplexe und verteilte Struktur sowie die Bewegung des menschlichen Oberkörpers nicht kompatibel mit den Annahmen der verwendeten Schätzalgorithmen ist. Hier ist insbesondere die Interpolation des Frequenzspektrums zu nennen. Es gelang daher nicht, die Vitalparameter Atmung, Pulswelle und Herztöne eines sitzenden Probanden sauber zu erfassen. Erst wenn die komplexe Bewegung des Brustkorbs durch Anhalten der Luft eliminiert wird, ist eine Erfassung der Pulswelle sowie Herztöne mit dem gezeigten System möglich.

In dieser Arbeit konnten mit kommerziell erhältlichen, kostengünstigen Bauteilen und Aufbautechniken Messpräzisionen in der Entfernungsschätzung erreicht werden, die bislang Systemen mit spezialisierten Bauteilen und damit verbunden deutlich höheren Kosten vorbehalten waren. Außerdem konnte diese Messpräzision durch die Verwendung mehrerer Sende- und Empfangsantennen auch auf eine zweite Messdimension erweitert werden. Es ist somit eine gleichzeitige Bestimmung von Zielentfernungen mit Genauigkeiten im zweistelligen Mikrometerbereich und Zielwinkeln im Zehntel-Grad Segment möglich. Eine solche Kombination aus Messgenauigkeiten wurde für FMCW-Radarsysteme bislang noch nicht veröffentlicht. Nichtsdestotrotz verbleibt, besonders im Bereich der Mehrziel-Messungen, ein Verbesserungspotential. Die Simulationen und Messungen in dieser Arbeit haben gezeigt, dass es in Mehrzielszenarien vor allem auf die gegenseitige Unterdrückung des jeweils anderen Ziels während der Auswertung ankommt. Durch Optimierung der Gruppenantenne und entsprechende Anpassung der Kalibrierung kann diese verbessert und somit die Messpräzision weiter gesteigert werden. Auch der Einsatz fortgeschrittenerer Algorithmen stellt eine potenzielle Lösung des Problems dar. Hier soll vor allem das seit einigen Jahren immer mehr an Bedeu-

tung gewinnende, weite Feld der Datenverarbeitung mithilfe von neuronalen Netzen als mögliche Weiterentwicklung nicht unerwähnt bleiben. Im Bereich der Winkelschätzung konnten bereits vielversprechende Ergebnisse erreicht werden [85, 86].

Verwendete Gerätschaften A

Tabelle A.1 fasst die im Rahmen dieser Arbeit bei Messungen verwendeten Gerätschaften zusammen.

Tabelle A.1: Verwendete Geräte und Komponenten

Gerät / Komponente	Hersteller	Typ
Laser-Entfernungsmessgerät	STABILA Messgeräte	LD 520
Sensor für Temperatur/Luftfeuchte/Luftdruck	Dracal Technologies Inc.	PTH420
Sensor für CO ₂	Dracal Technologies Inc.	DXC120
Linearachse	Physik Instrumente (PI)	A 123
Encoder Linearachse	Renishaw	RTL-F-S
Radarfrontend	Eigenbau	basierend auf TI IWR6843ISK Rev. B
Debugger / Programmer	Texas Instruments	MMWAVEICBOOST
Datenübertragung	Texas Instruments	DCA1000EVM
Grundgerät	BIOPAC Systems, Inc.	MP36
EKG-Elektroden	BIOPAC Systems, Inc.	SS2LB
Impedanz-Kardiographie-Modul	BIOPAC Systems, Inc.	SS31LA

Literaturverzeichnis

- [1] O. Putsykina. „Ein neues Design für KI-gestützte Radarsysteme macht autonomes Fahren sicherer – und kostengünstiger,“ Fraunhofer IZM, besucht am 1. Mai 2025. Adresse: https://www.izm.fraunhofer.de/de/news_events/tech_news/neues-design-fuer-ki-gestuetzte-radarsysteme.html.
- [2] C. Waldschmidt, J. Hasch und W. Menzel, „Automotive Radar — From First Efforts to Future Systems,“ *IEEE Journal of Microwaves*, Jg. 1, Nr. 1, S. 135–148, 2021.
- [3] M. Strobel, S. Schoenfeldt und J. Daugalas, „Gesture Recognition for FMCW Radar on the Edge,“ in *2024 IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks (WiSNeT)*, 2024, S. 45–48.
- [4] S. M. Islam, O. Boric-Lubecke, V. M. Lubecke, A.-K. Moadi und A. E. Fathy, „Contactless Radar-Based Sensors: Recent Advances in Vital-Signs Monitoring of Multiple Subjects,“ *IEEE Microwave Magazine*, Jg. 23, Nr. 7, S. 47–60, 2022.
- [5] „Vitalzeichen,“ ZBI Gruppe, besucht am 22. Juni 2025. Adresse: <https://zbi-gruppe.com/glossar/begriff/vitalzeichen>.
- [6] H. Kaneko und J. Horie, „Breathing Movements of the Chest and Abdominal Wall in Healthy Subjects,“ *Respiratory Care*, Jg. 57, Nr. 9, S. 1442–1451, 2012.
- [7] S. Fleming, M. Thompson, R. Stevens, C. Heneghan, A. Plüddemann, I. Macconochie, L. Tarassenko und D. Mant, „Normal ranges of heart rate and respiratory rate in children from birth to 18 years of age: a systematic review of observational studies,“ *The Lancet*, Jg. 377, Nr. 9770, S. 1011–1018, 2011.
- [8] E. E. Eddleman, K. Willis, L. Christianson, J. R. Pierce und R. P. Walker, „The Kinetocardiogram,“ *Circulation*, Jg. 8, Nr. 3, S. 370–380, 1953.

- [9] K. Munck, B. D. Hansen, N. Jacobsen, L. P. Pilgaard, S. Schmidt, K. Sorensen und J. J. Struijk, „Body surface mapping of the mechanical cardiac activity,“ in *2016 Computing in Cardiology Conference (CinC)*, 2016, S. 661–664.
- [10] J. J. Struijk, D. H. Eiriksdottir, A. A. Palsdottir und S. E. Schmidt, „Heart Sounds Obtained With Non-Contact Continuous-Wave Echo Doppler,“ in *2018 Computing in Cardiology Conference (CinC)*, Bd. 45, 2018, S. 1–3.
- [11] C. Will, K. Shi, S. Schellenberger, T. Steigleder, F. Michler, J. Fuchs, R. Weigel, C. Ostgathe und A. Koelpin, „Radar-Based Heart Sound Detection,“ *Scientific Reports*, Jg. 8, Nr. 1, S. 11 551, Juli 2018.
- [12] S. Scherr, „FMCW-Radarsignalverarbeitung zur Entfernungsmessung mit hoher Genauigkeit,“ Dissertation, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Karlsruhe, 2017.
- [13] L. Piotrowsky, S. Kueppers, T. Jaeschke und N. Pohl, „Distance Measurement Using mmWave Radar: Micron Accuracy at Medium Range,“ *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Jg. 70, Nr. 11, S. 5259–5270, 2022.
- [14] C. Zech, „Untersuchung von Rauscheinflüssen auf die präzise Abstandsbestimmung von mmW FMCW-Radaren im Nahbereich,“ Dissertation, Albert-Ludwigs-Universität Freiburg, Breisgau, 2021.
- [15] A. Bhutani, S. Marahrens, M. Gehringer, B. Göttel, M. Pauli und T. Zwick, „The Role of Millimeter-Waves in the Distance Measurement Accuracy of an FMCW Radar Sensor,“ *Sensors*, Jg. 19, Nr. 18, 2019.
- [16] S. Lindner, F. Lurz, S. Linz, R. Weigel und A. Koelpin, „Mixer assisted interferometric six-port system for accurate distance measurements,“ in *2017 European Radar Conference (EURAD)*, 2017, S. 291–294.
- [17] G. Vinci, S. Linz, S. Mann, S. Lindner, F. Barbon, R. Weigel und A. Koelpin, „A Six-Port Radar System for Precise Distance Measurements and Vibration Monitoring in Industrial Environments,“ in *Sensors and Measuring Systems 2014; 17. ITG/GMA Symposium*, 2014, S. 1–5.
- [18] S. Linz, G. Vinci, S. Mann, S. Lindner, F. Barbon, R. Weigel und A. Koelpin, „A Compact, Versatile Six-Port Radar Module for Industrial and Medical Applications,“ *Journal of Electrical and Computer Engineering*, Jg. 2013, Jan. 2013.

- [19] J. Kim, J. Chun und S. Song, *Joint Range and Angle Estimation for FMCW MIMO Radar and Its Application*, 2018. eprint: 1811.06715. Adresse: <https://arxiv.org/abs/1811.06715>.
- [20] W.-H. Fang und L.-D. Fang, „Joint Angle and Range Estimation With Signal Clustering in FMCW Radar,“ *IEEE Sensors Journal*, Jg. 20, Nr. 4, S. 1882–1892, 2020.
- [21] M.-S. Lee und Y.-H. Kim, „Design and Performance of a 24-GHz Switch-Antenna Array FMCW Radar System for Automotive Applications,“ *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Jg. 59, Nr. 5, S. 2290–2297, 2010.
- [22] D. Oh und J.-H. Lee, „Low-Complexity Range-Azimuth FMCW Radar Sensor Using Joint Angle and Delay Estimation Without SVD and EVD,“ *IEEE Sensors Journal*, Jg. 15, Nr. 9, S. 4799–4811, 2015.
- [23] „IEEE Standard for Radar Definitions,“ *IEEE Std 686-2017 (Revision of IEEE Std 686-2008)*, S. 1–54, 2017.
- [24] L. Piotrowsky, J. Barowski und N. Pohl, „Near-Field Effects on Micrometer Accurate Ranging With Ultra-Wideband mmWave Radar,“ *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Jg. 21, Nr. 5, S. 938–942, 2022.
- [25] J.-J. Schmitt, „Identifying Adverse Effects on Micron-precision Ranging using FMCW Radars in the 60 GHz Band,“ Master Thesis, Technische Universität Hamburg, Hamburg, 2023.
- [26] M. Gardill, „Characterization and Design of Small Array Antennas for Direction-Of-Arrival Estimation for Ultra-Wideband Industrial FMCW Radar Systems,“ Dissertation, Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg, Erlangen, 2015.
- [27] C. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 3. Aufl. John Wiley & Sons, New Jersey, 2005.
- [28] K. Rezer, „Minimal-redundante Antennen-Arrays für MIMO-Radare,“ Dissertation, Technische Universität Hamburg-Harburg, Hamburg, 2015.
- [29] M. Gardill. „Automotive Radar - A Signal Processing Perspective on Current Technology and Future Systems,“ IEEE Distinguished Microwave Lecture, besucht am 5. Jan. 2025. Adresse: <https://markus.gardill.net/talk/dml/>.

- [30] R. Schmidt, „Multiple emitter location and signal parameter estimation,“ *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jg. 34, Nr. 3, S. 276–280, 1986.
- [31] R. Roy und T. Kailath, „ESPRIT-estimation of signal parameters via rotational invariance techniques,“ *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Jg. 37, Nr. 7, S. 984–995, 1989.
- [32] L. Piotrowsky, T. Jaeschke, S. Kueppers, J. Siska und N. Pohl, „Enabling High Accuracy Distance Measurements With FMCW Radar Sensors,“ *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Jg. 67, Nr. 12, S. 5360–5371, 2019.
- [33] M. Gasior, „Improving Frequency Resolution of Discrete Spectra,“ Dissertation, AGH University of Science und Technology, Krakau, 2006.
- [34] Y. Y. Zhizang Chen Gopal K. Gokeda, *Introduction to Direction-of-Arrival Estimation*. Artech House, Boston, 2010, S. 194.
- [35] F. Harris, „On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform,“ *Proceedings of the IEEE*, Jg. 66, Nr. 1, S. 51–83, 1978.
- [36] J. Li, P. Stoica und Z. Wang, „On robust Capon beamforming and diagonal loading,“ *IEEE Transactions on Signal Processing*, Jg. 51, Nr. 7, S. 1702–1715, 2003.
- [37] J. F. Synnevag, A. Austeng und S. Holm, „Adaptive Beamforming Applied to Medical Ultrasound Imaging,“ *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, Jg. 54, Nr. 8, S. 1606–1613, 2007.
- [38] M. Richards, *Fundamentals of Radar Signal Processing*, 2. Aufl. McGraw-Hill Education, New York, 2014.
- [39] S. Scherr, S. Ayhan, B. Fischbach, A. Bhutani, M. Pauli und T. Zwick, „An Efficient Frequency and Phase Estimation Algorithm With CRB Performance for FMCW Radar Applications,“ *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Jg. 64, Nr. 7, S. 1868–1875, 2015.
- [40] M. Macleod, „Fast nearly ML estimation of the parameters of real or complex single tones or resolved multiple tones,“ *IEEE Transactions on Signal Processing*, Jg. 46, Nr. 1, S. 141–148, 1998.

- [41] B. Quinn, „Frequency Estimation Using Tapered Data,“ in *2006 IEEE International Conference on Acoustics Speech and Signal Processing Proceedings*, Bd. 3, 2006, S. III–III.
- [42] T. Grandke, „Interpolation Algorithms for Discrete Fourier Transforms of Weighted Signals,“ *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Jg. 32, Nr. 2, S. 350–355, 1983.
- [43] L. Piotrowsky, „Accurate distance measurement with ultra-wideband mmWave radar,“ Dissertation, Ruhr-Universität Bochum, Universitätsbibliothek, Bochum, 2023.
- [44] M. A. Richards, *Fundamentals of Radar Signal Processing*, 2nd Edition. McGraw-Hill Education, New York, 2014.
- [45] P. Chevalier, A. Ferréol und L. Albera, „Classical and Modern Direction-of-Arrival Estimation,“ in *Classical and Modern Direction-of-Arrival Estimation*, T. E. Tuncer und B. Friedlander, Hrsg., Academic Press, Boston, 2009.
- [46] S. Kueppers, T. Jaeschke, N. Pohl und J. Barowski, „Versatile 126–182 GHz UWB D-Band FMCW Radar for Industrial and Scientific Applications,“ *IEEE Sensors Letters*, Jg. 6, Nr. 1, S. 1–4, 2022.
- [47] B. Deutschmann, „Receiver Components and Frontends for Wideband Communications at W-Band,“ Dissertation, Technische Universität Hamburg-Harburg, Hamburg, 2024.
- [48] Y. Shi, M. Zhou, H. Wang, W. Feng und K. Qian, „W-band Dielectric Lens Horn Antenna and FMCW Circuit Module for SAR Imaging Radar,“ in *2019 IEEE MTT-S International Wireless Symposium (IWS)*, 2019, S. 1–3.
- [49] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4. Aufl. John Wiley & Sons, Inc., New Jersey, 2012.
- [50] B. Tegowski, D. Langer, M. Wenzel, N. C. Albrecht und A. Koelpin, „Near-Field Scattering Phenomena in Monostatic Radar Applications Derived From Physical Optics,“ *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jg. 73, Nr. 2, S. 1084–1094, 2025.
- [51] G. T. Ruck, *Radar Cross Section Handbook*. USA: Plenum Press, New York, 1970.

- [52] H. Liebe, G. Hufford und M. Cotton, „Propagation modeling of moist air and suspended water/ice particles at frequencies below 1000 GHz,“ in *AGARD Conference Proceedings 542: Atmospheric Propagation Effects through Natural and Man-Made Obscurants for Visible to MM-Wave Radiation*, Mai 1993, S. 1–11.
- [53] J. M. Rüeger, „Refractive Index Formulae for Radio Waves,“ *Proc. FIG XXII International Congress, Washington, D. C.*, Jan. 2002.
- [54] E. K. Smith und S. Weintraub, „The Constants in the Equation for Atmospheric Refractive Index at Radio Frequencies,“ *Proceedings of the IRE*, Jg. 41, S. 1035–1037, 1953.
- [55] F. Athley, „Threshold region performance of maximum likelihood direction of arrival estimators,“ *IEEE Transactions on Signal Processing*, Jg. 53, Nr. 4, S. 1359–1373, 2005.
- [56] D. Rife und R. Boorstyn, „Single tone parameter estimation from discrete-time observations,“ *IEEE Transactions on Information Theory*, Jg. 20, Nr. 5, S. 591–598, 1974.
- [57] S. F. Iftekar, A. Aabid, A. Amir und M. Baig, „Advancements and Limitations in 3D Printing Materials and Technologies: A Critical Review,“ *Polymers*, Jg. 15, Nr. 11, 2023.
- [58] J. Shen, M. Aiken, C. Ladd, M. D. Dickey und D. S. Ricketts, „A simple electroless plating solution for 3D printed microwave components,“ in *2016 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, 2016, S. 1–4.
- [59] D. Langer, B. Tegowski, N. C. Albrecht, M. Wenzel und A. Koelpin, „The Design Process for Monolithically Manufactured Millimeter-Wave Antenna Arrays Using Stereolithography 3D Printing,“ in *2023 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium - IMS 2023*, 2023, S. 339–342.
- [60] B. Deutschmann und A. F. Jacob, „A Full W-Band Waveguide-to-Differential Microstrip Transition,“ in *2019 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, 2019, S. 335–338.

- [61] M. Ortner, Z. Tong und T. Ostermann, „A millimeter-wave wide-band transition from a differential microstrip to a rectangular waveguide for 60 GHz applications,“ in *Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, 2011, S. 1946–1949.
- [62] Y. Dong, V. Zhurbenko, P. J. Hanberg und T. K. Johansen, „A D-Band Rectangular Waveguide-to-Coplanar Waveguide Transition Using Metal Ridge,“ in *2019 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, 2019, S. 1050–1053.
- [63] S. Hansen und N. Pohl, „A W-Band Stepped Impedance Transformer Transition from SIW to RWG for Thin Single Layer Substrates with Thick Metal Cladding,“ in *2019 49th European Microwave Conference (EuMC)*, 2019, S. 352–355.
- [64] M. Sundermeier und D. Fischer, „S-Band MIMO FMCW Imaging Radar and MIMO Array Calibration Algorithm,“ in *2021 Kleinheubach Conference*, 2021, S. 1–4.
- [65] A. Khallaayoun, R. J. Weber und Y. Huang, „A blind iterative calibration method for high resolution DOA estimation,“ in *2011 - MILCOM 2011 Military Communications Conference*, 2011, S. 199–204.
- [66] M. Z. Ikram, M. Ali und D. Wang, „Joint antenna-array calibration and direction of arrival estimation for automotive radars,“ in *2016 IEEE Radar Conference (RadarConf)*, 2016, S. 1–5.
- [67] C. M. S. See, „Sensor array calibration in the presence of mutual coupling and unknown sensor gains and phases,“ *Electronics Letters*, Jg. 30, S. 373–374, 1994.
- [68] B. Friedlander, „Antenna Array Calibration for a General Linear Transformation of the Array Manifold,“ *International Journal of Antennas and Propagation*, Jg. 2019, 2019.
- [69] S. Liu, Z. Zhang und Y. Guo, „2-D DOA Estimation With Imperfect L-Shaped Array Using Active Calibration,“ *IEEE Communications Letters*, Jg. 25, Nr. 4, S. 1178–1182, 2021.
- [70] S. Häfner, M. Käske und R. Thomä, „On Calibration and Direction Finding with Uniform Circular Arrays,“ *International Journal of Antennas and Propagation*, Jg. 2019, 2019.

- [71] „IWR6843, IWR6443 Single-Chip 60- to 64-GHz mmWave Sensor,“ Texas Instruments, besucht am 24. Nov. 2024. Adresse: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/iwr6843.pdf>.
- [72] „Using a complex-baseband architecture in FMCW radar systems,“ Texas Instruments, besucht am 27. Dez. 2024. Adresse: <https://www.ti.com/lit/wp/spyy007/spyy007.pdf>.
- [73] V. Dham. „Programming Chirp Parameters in TI Radar Devices,“ Texas Instrument, besucht am 10. Nov. 2024. Adresse: <https://www.ti.com/lit/an/swra553a/swra553a.pdf>.
- [74] „Transmitter Back Off and Receiver Gain Recommendation for xWRL6432AOP,“ Texas Instruments, besucht am 5. Jan. 2025. Adresse: <https://www.ti.com/lit/an/swra820b/swra820b.pdf>.
- [75] „PCB Material Selection for RF, Microwave and Millimeter-wave Design,“ Isola Group, besucht am 11. Jan. 2024. Adresse: <https://www.isola-group.com/wp-content/uploads/PCB-Material-Selection-for-RF-Microwave-and-Millimeter-wave-Designs-1.pdf>.
- [76] J. P. Weiland, „Entwicklung eines hochdynamischen Prüfstandes zur Validierung von interferometrischen Radarsystemen,“ Bachelorarbeit, Technische Universität Hamburg, Hamburg, 2021.
- [77] „PIglide AT3 Lineartisch mit Luftlager, Hochleistungs-Nanopositioniertisch,“ Physik Instrumente (PI) GmbH & Co. KG, besucht am 25. Juni 2024. Adresse: https://www.physikinstrumente.de/fileadmin/user_upload/physik_instrumente/files/datasheets/A-123-Datenblatt.pdf.
- [78] „Maßverkörperungen für optische Messsysteme, Lineare Maßverkörperungen,“ Renishaw GmbH, besucht am 25. Juni 2024. Adresse: <https://www.renishaw.com/de/optical-encoders-scale-range--36031>.
- [79] A. Dürr, B. Schnee, D. Schwarz und C. Waldschmidt, „Range-Angle Coupling and Near-Field Effects of Very Large Arrays in mm-Wave Imaging Radars,“ *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Jg. 69, Nr. 1, S. 262–270, 2021.

- [80] G. O. Manokhin, Z. T. Erdyneev, A. A. Geltser und E. A. Monastyrev, „MUSIC-based algorithm for range-azimuth FMCW radar data processing without estimating number of targets,“ in *2015 IEEE 15th Mediterranean Microwave Symposium (MMS)*, 2015, S. 1–4.
- [81] X. Yi, S. Zhang und Y. Zhou, „Efficient 2-D MUSIC algorithm for super-resolution moving target tracking based on an FMCW radar,“ *Geodesy and Geodynamics*, Jg. 15, Nr. 5, S. 504–515, 2024.
- [82] M. Wenzel, B. Tegowski, N. C. Albrecht, D. Langer und A. Koelpin, „Heart Sound Detection Using an Ultra-Wideband FMCW Radar,“ in *2023 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium - IMS 2023*, 2023, S. 1192–1195.
- [83] A. Ahmad, J. C. Roh, D. Wang und A. Dubey, „Vital signs monitoring of multiple people using a FMCW millimeter-wave sensor,“ in *2018 IEEE Radar Conference (RadarConf18)*, 2018, S. 1450–1455.
- [84] Y. Wang, Y. Shui, X. Yang, Z. Li und W. Wang, „Multi-target vital signs detection using frequency-modulated continuous wave radar,“ *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, Jg. 2021, Nr. 1, S. 103, Okt. 2021.
- [85] M. Agatonovic, Z. Stanković und B. Milovanović, „High resolution two-dimensional DOA estimation using artificial neural networks,“ in *2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, 2012, S. 1–5.
- [86] S. Xu, A. Brighente, B. Chen, M. Conti, X. Cheng und D. Zhu, „Deep Neural Networks for Direction of Arrival Estimation of Multiple Targets With Sparse Prior for Line-of-Sight Scenarios,“ *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Jg. 72, Nr. 4, S. 4683–4696, 2023.