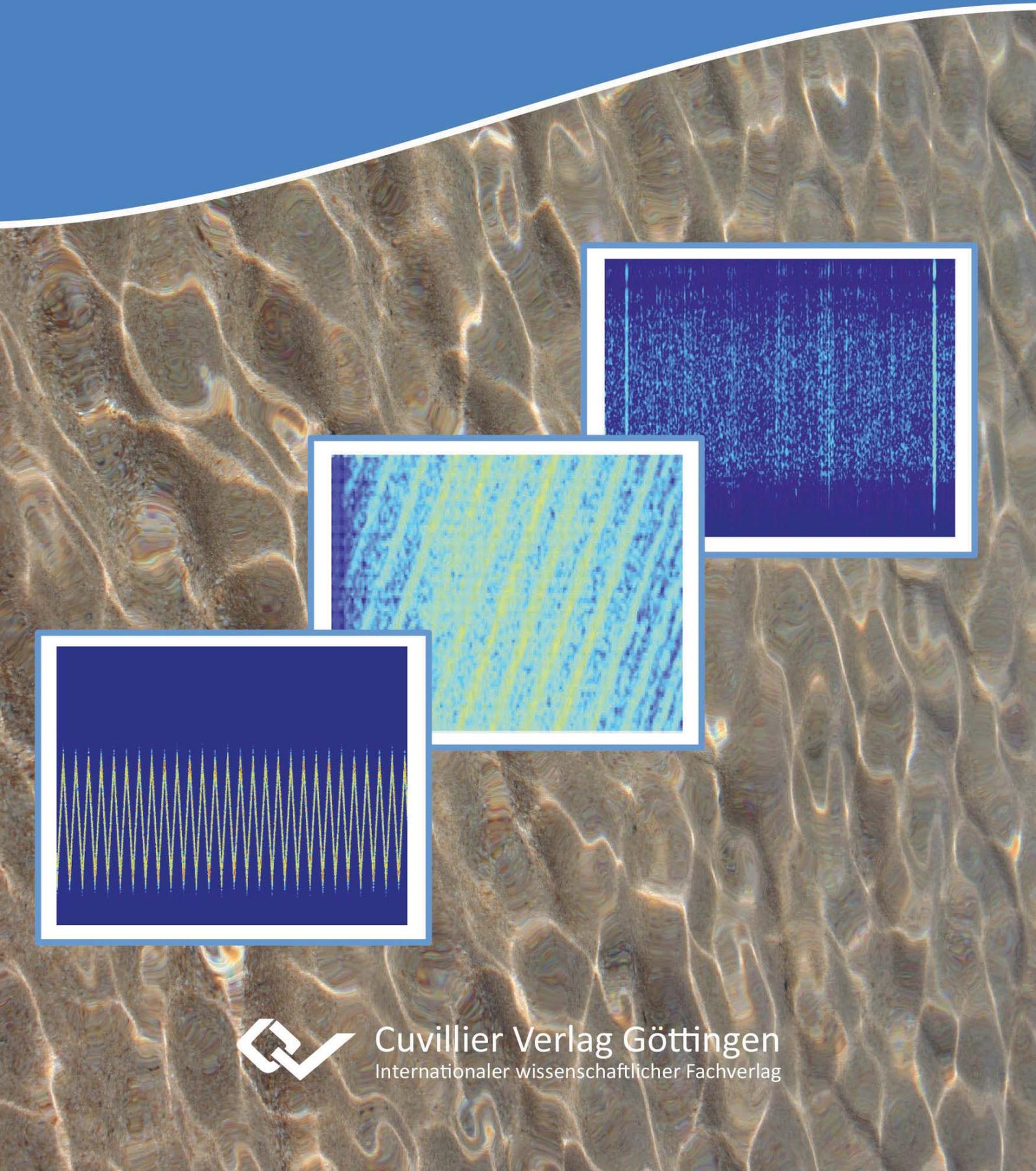


Christoph Fischer

# Untersuchungen zum Interferenzverhalten automobiler Radarsensorik



Cuvillier Verlag Göttingen  
Internationaler wissenschaftlicher Fachverlag



## Untersuchungen zum Interferenzverhalten automobiler Radarsensorik





# Untersuchungen zum Interferenzverhalten automobiler Radarsensorik

## DISSERTATION

zur Erlangung des akademischen Grades eines

## DOKTOR-INGENIEURS

(Dr.-Ing.)

der Fakultät für Ingenieurwissenschaften,  
Informatik und Psychologie der Universität Ulm

von

**Christoph Fischer**

aus Sigmaringen

Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Wolfgang Menzel

Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick

Amtierende Dekanin: Prof. Dr. Tina Seufert

Ulm, 16. Juni 2016



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

1. Aufl. - Göttingen: Cuvillier, 2016

Zugl.: Ulm, Univ., Diss., 2016

© CUVILLIER VERLAG, Göttingen 2016

Nonnenstieg 8, 37075 Göttingen

Telefon: 0551-54724-0

Telefax: 0551-54724-21

[www.cuvillier.de](http://www.cuvillier.de)

Alle Rechte vorbehalten. Ohne ausdrückliche Genehmigung  
des Verlages ist es nicht gestattet, das Buch oder Teile  
daraus auf fotomechanischem Weg (Fotokopie, Mikrokopie)  
zu vervielfältigen.

1. Auflage, 2016

Gedruckt auf umweltfreundlichem, säurefreiem Papier  
aus nachhaltiger Forstwirtschaft.

ISBN 978-3-7369-9298-6

eISBN 978-3-7369-8298-7



---

## Danksagung

---

Diese Arbeit entstand während meiner Zeit bei der Daimler AG in Ulm, im Team Aktive Sensoren. Mein besonderer Dank gilt Herrn Prof. Menzel, der bereit war, diese externe Arbeit zu betreuen. Insbesondere danke ich ihm für seine jederzeit verfügbare Hilfestellung, die mir das Gefühl gab, ein Teil der Abteilung Mikrowellentechnik zu sein. Ebenfalls bedanken möchte ich mich bei Herrn Prof. Zwick, dass er sich bereit erklärt hat, diese Arbeit als Zweitkorrektor zu betreuen. Bei der Daimler AG gilt mein Dank meinem damaligen Teamleiter Dr. Dickmann, der immer ein offenes Ohr für mich hatte. Bei meinem Betreuer Herrn Dr. Blöcher möchte ich mich für die zahlreichen Diskussionen bedanken. Er hat mich zu einer selbständigen Arbeitsweise angeleitet und mit seinen kritischen Fragen immer wieder dazu gebracht, meine Sicht der Dinge zu überdenken. Weiterhin gilt mein Dank dem gesamten Team Aktive Sensoren, insbesondere meinen Doktorandenkollegen, die meine Daimler Zeit zu einer unvergesslichen gemacht haben. Stellvertretend genannt seien Dr. Fabian Diewald, Fadil Jukic, Michael Barjenbruch, Dominik Kellner, Klaudius Werber, Dr. Jens Klappstein und Markus Schütz. Durch die räumliche Nähe zum Institut für Mikrowellentechnik hatte ich dort ebenfalls die Möglichkeit, mich mit den Kollegen auszutauschen. Besonderer Dank geht an Dr. Frank Bögelsack, Tobias Chaloun, Dr. Peter Feil, Dr. Sabine Dieter, Dr. Markus Andres und Alfons Sailer. Ebenfalls möchte ich mich bei allen Studenten bedanken, die durch ihre Praktika, Bachelor-, Master- und Diplomarbeiten ihren Teil zum Entstehen dieser Arbeit beigetragen haben.





---

# Inhaltsverzeichnis

---

<b>Abstract</b>	<b>1</b>
<b>1 Einleitung und Stand der Technik</b>	<b>3</b>
1.1 Erfassung der Fahrzeugumgebung . . . . .	3
1.2 Technologien und Trends . . . . .	4
1.3 Ausblick und Motivation dieser Arbeit . . . . .	5
<b>2 Grundlagen automobiler Radarsensorik</b>	<b>7</b>
2.1 Einführung und Übersicht . . . . .	7
2.2 Verbreitete Sendeverfahren . . . . .	8
2.2.1 Einführung . . . . .	8
2.2.2 Dauerstrichverfahren . . . . .	10
2.2.3 Frequenzmoduliertes Dauerstrichradar . . . . .	12
2.2.4 Das Schnelle-Rampen-Verfahren . . . . .	14
2.3 Antennentheorie . . . . .	18
2.3.1 Einführung . . . . .	18
2.3.2 Gruppenantennen . . . . .	19
2.3.3 Signalverarbeitung bei Verwendung mehrerer individueller Sender und Empfänger . . . . .	21
2.4 Grundlagen digitaler Signalverarbeitung . . . . .	24
2.5 Verfahren zur Spektralanalyse . . . . .	25
2.5.1 Die Fourier-Transformation für zeitkontinuierliche und zeitdiskrete Signale . . . . .	26
2.5.2 Adaptive Verfahren . . . . .	30
2.6 Zieldetektion mittels CFAR . . . . .	34
2.7 Weiterführende Signalverarbeitung . . . . .	36
2.8 Zusammenfassung . . . . .	36



<b>3</b>	<b>Interferenz bei automobilen Radarsensoren</b>	<b>39</b>
3.1	Einführung . . . . .	39
3.1.1	Definitionen . . . . .	39
3.1.2	Definition zum Vorliegen einer Störung . . . . .	40
3.2	Interferenzmechanismen . . . . .	41
3.2.1	Thermisches Rauschen . . . . .	41
3.2.2	Interferenz von FMCW-Signalen . . . . .	42
3.2.3	Interferenz bei Radaren mit schnellen Rampen . . . . .	43
3.2.4	Nichtlineare Effekte in analogen Baugruppen . . . . .	44
3.3	Verfahren zur Detektion und Lokalisierung von Interferenz . . . . .	48
3.3.1	Schwellwerte . . . . .	48
3.3.2	Energiedetektion . . . . .	49
3.3.3	Matched Filter . . . . .	50
3.3.4	Radon-Transformation . . . . .	51
3.3.5	Weitere Verfahren . . . . .	53
3.4	Klassifikation von Interferenzsignalen . . . . .	53
3.4.1	Differenzierung zwischen unterschiedlichen Störquellen . . . . .	53
3.4.2	Merkmalsextraktion von Interferenzsignalen . . . . .	54
3.5	Verfahren zur Unterdrückung von Interferenzen . . . . .	55
3.5.1	Direkte Verfahren . . . . .	56
3.5.2	Adaptive Verfahren . . . . .	58
3.5.3	Bewertung der Unterdrückungsleistung . . . . .	60
3.6	Kooperatives Verwenden des Interferenzsignals . . . . .	61
3.6.1	Reichweite . . . . .	61
3.6.2	Richtungsschätzung mittels Hochauflösungsverfahren . . . . .	62
3.6.3	Integration in das System . . . . .	63
3.7	Zusammenfassung . . . . .	64
<b>4</b>	<b>Simulationen</b>	<b>65</b>
4.1	Simulation des Radarsystems und dessen Parameter . . . . .	65
4.1.1	Simulation der Zwischenfrequenzsignale . . . . .	67
4.1.2	Abtastung und Quantisierung des Zwischenfrequenzsignals . . . . .	72
4.1.3	Radarsignalverarbeitung des abgetasteten Zeitsignals . . . . .	72
4.1.4	Verifikation der Simulationsumgebung . . . . .	72
4.2	Simulative Untersuchung verschiedener Interferenzsignale . . . . .	73
4.2.1	Simulation des Interferenzsignals im Zwischenfrequenzbereich . . . . .	73
4.2.2	Detektion der simulierten Interferenzsignale . . . . .	78
4.2.3	Einfluss eines nichtlinearen Verstärkers auf einfache Szenarien . . . . .	80
4.2.4	Simulation komplexer Szenarien . . . . .	86



4.2.5	Unterdrückung des detektierten Interferenzsignals . . .	90
4.3	Zusammenfassung . . . . .	98
<b>5</b>	<b>Experimentelle Untersuchungen</b>	<b>101</b>
5.1	Vorstellung des verwendeten Sensors . . . . .	101
5.1.1	Technische Daten . . . . .	101
5.1.2	Experimentelle Anwendung von Hochauflösungsverfahren	103
5.2	Vorstellung der vermessenen Szenarien . . . . .	104
5.2.1	Untersuchung verschiedener Interferenzeinflüsse mit ei- nem Signalgenerator . . . . .	105
5.2.2	Darstellung der verschiedenen Interferenzeffekte bei rea- len Szenarien . . . . .	110
5.3	Messtechnische Anwendung der Störunterdrückungsverfahren .	124
5.4	Untersuchungen zur Richtungsbestimmung eines Interferenzsignals	129
5.5	Zusammenfassung . . . . .	131
<b>6</b>	<b>Zusammenfassung</b>	<b>133</b>
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>135</b>
	<b>Lebenslauf</b>	<b>147</b>





---

## Abkürzungsverzeichnis

---

<b>AD-Wandler</b>	Analog-Digital-Wandler
<b>CFAR</b>	<i>Constant False Alarm Rate</i>
<b>CS</b>	<i>Chirp Sequence</i>
<b>CW</b>	<i>Continuous Wave</i>
<b>DFT</b>	Diskrete Fourier-Transformation
<b>ESPRIT</b>	<i>Estimation of Signal Parameters by Rotational Invariance Techniques</i>
<b>FAR</b>	<i>False Alarm Rate</i>
<b>FT</b>	Fourier-Transformation
<b>FFT</b>	<i>Fast Fourier Transform</i>
<b>FMCW</b>	<i>Frequency Modulated Continuous Wave</i>
<b>IDFT</b>	Inverse Diskrete Fourier-Transformation
<b>IFT</b>	Inverse Fourier-Transformation
<b>HF</b>	Hochfrequenz
<b>MUSIC</b>	<i>Multiple Signal Classification</i>
<b>OS-CFAR</b>	Ordered Statistics Constant False Alarm Rate
<b>RCS</b>	<i>Radar Cross Section</i>
<b>SNR</b>	<i>Signal-to-Noise Ratio</i>
<b>SNIR</b>	<i>Signal-to-Noise-and-Interference Ratio</i>
<b>SMI</b>	<i>Sample Matrix Inversion</i>
<b>ZF</b>	Zwischenfrequenz



---

## Liste häufig verwendeter Formelzeichen und Indizes

---

Bei der Verwendung von Formelzeichen wurde soweit möglich auf Doppelnennungen verzichtet. Bei mehrfacher Verwendung eines Formelzeichens oder Indexes ist die Bedeutung aus dem Zusammenhang ersichtlich. Für Matrizen und Vektoren wurde Fettschrift verwendet: für Matrizen Großbuchstaben, für Vektoren Kleinbuchstaben. Auf die Auflistung von allgemein gebräuchlichen Funktionen und Laufindizes sowie einmalig zur Herleitung eines Zusammenhangs verwendeter Symbole wurde der Übersicht halber verzichtet.

### Formelzeichen

$\mathbf{a}^T$	$\mathbf{a}$ transponiert
$\mathbf{A}^\dagger$	$\mathbf{A}$ hermitesch (konjugiert komplex transponiert)
$\hat{a}$	Schätzwert für $a$
$\bar{a}$	Mittelwert über mehrere $a$
$a$	allgemeine Amplitude
$b$	relative Bandbreite
$c_0$	Vakuum-Lichtgeschwindigkeit
$d_0$	Abstand zwischen zwei Antennenelementen
$f$	Frequenz
$k_B$	Boltzmann-Konstante
$p$	Wahrscheinlichkeit
$r$	Entfernung
$s$	allgemeines Signal
$t$	Zeit



$v$	Geschwindigkeit
$w$	Gewichtungsvektor
$B$	Bandbreite
$D$	Richtfaktor ( <i>Directivity</i> ), Dynamik eines Signals
$E$	Erwartungswert
$G$	Antennengewinn
$K$	Korrelation
$L$	Verlust ( <i>Loss</i> )
$N$	Anzahl Abtastwerte
$P$	Leistung
$P_f$	Falschalarmwahrscheinlichkeit
$\mathbf{R}$	Kovarianzmatrix
$S$	Modulationssteilheit, Leistungsdichte einer abgestrahlten elektromagnetischen Welle
$T$	Dauer (zum Beispiel eines Symbols oder einer Rampe), Temperatur
$\mathbf{W}$	Gewichtungsmatrix
$\alpha$	Winkel zwischen $x$ -Achse und einer Geraden
$\Delta$	Differenz, zum Beispiel Differenzfrequenz $\Delta f$
$\lambda$	Wellenlänge
$\varphi$	Momentanphase
$\sigma$	Radar-Rückstreuquerschnitt ( <i>radar cross section</i> , RCS)
$\tau$	Laufzeit
$\Phi$	Elevationswinkel
$\Psi$	Rotationsmatrix beim ESPRIT-Algorithmus
$\Theta$	Azimutwinkel
$\text{III}_T$	Scha-Funktion, unendliche Folge von Dirac-Impulsen im Zeitabstand $T$
$\mathcal{D}$	diskreter Fourier-Operator
$\mathcal{D}^{-1}$	inverser, diskreter Fourier-Operator
$\mathcal{F}$	fourier-Operator
$\mathcal{F}^{-1}$	inverser Fourier-Operator



## Indizes

0	Referenz- oder Startwert
d	Doppler
max	Maximalwert
min	Minimalwert
q	quantisiert
r	Entfernung
s	abgetastet
rel	Relativ
IF	Interferenz, Störung
LS	<i>Least Squares</i>
N	Rauschen ( <i>Noise</i> )
RX	empfangen ( <i>receive</i> )
TLS	<i>Total Least Squares</i>
Sim	Simulation
TX	senden ( <i>transmit</i> )
ZF	Zwischenfrequenz



---

## Abstract

---

### **Investigations on the Interference Behaviour of Automotive Radar Sensors**

With the growing number of driver assistance functions in today's cars, market penetration of radar sensors and therefore the probability of interference between radar sensors occupying the same frequency increases alike. Understanding these interference effects is essential, as the radar sensors also provide information for safety relevant systems.

In this thesis, a model for interference between radar sensors utilizing FMCW (Frequency Modulated Continuous Wave) waveforms is developed. The model covers the classic FMCW waveforms with single ramp data processing as well as the fast ramp (also known as chirp sequence) signal processing with Doppler evaluation. The model also includes multiple receive channels and nonlinearities in the receiver chain. It is used to simulate different scenarios that are relevant in the automotive environment in order to describe the different interference effects that may occur in an FMCW radar sensor. Subsequently, different interference detection and mitigation techniques are presented and evaluated. The cancellation methods are: time domain nulling (with and without smoothing of the transitions between active and nulled signal), adaptive beamforming and the combination of the aforementioned techniques with dual apodisation. The simulations are also used to estimate the effects to be expected from real life measurements which are also presented. These were conducted with an experimental radar sensor operating in the 77 GHz automotive radar band. The necessary interference signals were produced either by a signal generator for automotive radar signals (the Norm Interferer) or other automotive radar sensors operating in the same frequency band. The measurements conducted with the automotive radar sensors show the relevance of the simulated effects in real life situations. Finally, the angle estimation of the interference signal created by a series radar sensor is demonstrated.





# KAPITEL 1

---

## Einleitung und Stand der Technik

---

Gegenwärtig befinden sich die Sicherheitssysteme in der Automobilindustrie im Umbruch von der alleinigen Verwendung passiver Systeme, beispielsweise Sicherheitsgurte und Airbags, hin zu aktiven Systemen, wie dem Notbremsassistenten. Dabei werden Erfahrungen aus den Assistenzsystemen benutzt, um die gesteigerten Anforderungen an Zuverlässigkeit zu erfüllen. Radarsensorik spielt bei den aktiven Fahrerassistenzsystemen seit jeher eine wichtige Rolle. Seit der Einführung des adaptiven Tempomats 1999 in der Mercedes S-Klasse [1] finden Radarsensoren überall dort Anwendung, wo ein möglichst wetterunabhängiges Sensorsystem benötigt wird. Zudem bieten Radarsensoren den Vorteil des verdeckten Verbaus [2]. Durch die Entwicklung hin zum hoch automatisierten Fahren ergibt sich ein weiteres Feld, das eine extrem zuverlässige Umgebungserfassung benötigt [3, 4]. Hierbei sind Radarsensoren auch vor dem Hintergrund der redundanten Umgebungserfassung in Kombination mit anderen Sensortechnologien ein wichtiger Teil des im Fahrzeug verbauten Sensormix [5, 6].

Das folgende Kapitel soll eine Einführung in den Stand der Technik der bei Automobilen verwendeten Radarsensorik geben und abzusehende Entwicklungen vorstellen, die auch die Motivation für die vorliegende Arbeit darstellen.

### 1.1 Erfassung der Fahrzeugumgebung

Das erste radarbasierte Fahrerassistenzsystem wurde 1999 mit der adaptiven Geschwindigkeitsregelung in Serie gebracht [1]. Dabei wurden durch den Radarsensor Geschwindigkeit und Entfernung des vorausfahrenden Fahrzeugs ermittelt und daraufhin die eigene Geschwindigkeit angepasst (vgl. Abbildung 1.1).



**Abbildung 1.1:** Prinzipdarstellung der Funktionsweise (links [7]) und Abbildung der Anzeige (rechts [8]) der ersten adaptiven Geschwindigkeitsregelung.

In den folgenden Jahren wurden immer mehr Funktionen mit Hilfe von Radarsensorik realisiert. Dazu zählen beispielsweise (aus [1]):

- Kollisionswarnung und -vermeidung: Bei einer bevorstehenden Kollision wird eine Notbremsung initiiert.
- Totwinkelüberwachung: Befindet sich ein anderes Fahrzeug im toten Winkel, wird der Fahrer darüber informiert.
- Fahrstreifenwechselassistent: Dies ist eine Erweiterung der Totwinkelüberwachung auf größere Entfernungen. Der Fahrer wird informiert, wenn sich ein anderes Fahrzeug von hinten auf der benachbarten Fahrspur nähert.
- Heckaufprallschutz: Wird erkannt, dass ein anderes Fahrzeug auf das eigene auffahren wird, werden Maßnahmen ergriffen, die Schwere des bevorstehenden Unfalls so weit wie möglich abzumildern.

Gegenwärtig werden weitere Funktionen erforscht und entwickelt, zu denen die Radarsensorik einen wichtigen Beitrag liefert. Darunter gibt es auch Anwendungen, die über die eigentliche Detektion von Objekten hinaus gehen, wie zum Beispiel die Fahrspurerkennung durch Trennung der Fahrbahnoberfläche vom Fahrbahnrand (Randbebauung, -bewuchs) [9].

## 1.2 Technologien und Trends

Die Anforderungen an die im vorigen Abschnitt aufgezählten Funktionen nehmen stark zu. So hatten frühere Radarsensoren keine Möglichkeit, bei mehreren

Zielen in ähnlicher Entfernung und mit ähnlicher Relativgeschwindigkeit korrekte Winkelinformationen zu liefern. Heutige Radarsensoren dagegen können ein sehr detailliertes zweidimensionales Abbild der Umgebung liefern und eng nebeneinander stehende Ziele auflösen [10]. Eine entscheidende Anforderung der Industrie ist jedoch der günstige Preis eines Sensors. Damit wird es immer wichtiger, die Möglichkeiten des Sensorsystems auf die funktionalen Anforderungen anzupassen und somit eine kosteneffiziente Lösung zu implementieren. Auch aus diesem Grund existiert eine Vielzahl unterschiedlicher technologischer Ansätze, die mit ihren verschiedenen Spezifikationen auf die einzelnen Funktionen zugeschnitten sind. In der Regel werden diese Einsatzgebiete nach den Entfernungsbereichen nah, mittel und fern (vgl. [10]) unterschieden.

Neben der technischen Entwicklung halten Fahrerassistenzsysteme Einzug in die Testkataloge, zum Beispiel der EuroNCAP [11–13]. Dort ist für Personenkraftwagen seit 2013 ein automatischer Notbremsassistent vorgeschrieben, um eine sehr gute Bewertung zu erhalten. Weiterhin ist für die Neuzulassung von Lastkraftwagen seit dem 1. November 2015 EU-weit ein *advanced emergency braking system* (AEBS, erweiterter Notbremsassistent) erforderlich [14,15]. Obwohl nicht vorgeschrieben ist womit diese Systeme realisiert werden ist davon auszugehen, dass viele Hersteller Radarsensoren verwenden. Darum ist zu erwarten, dass Radarsensoren in naher Zukunft eine große Marktdurchdringung erreichen werden.

### 1.3 Ausblick und Motivation dieser Arbeit

Durch die stark zunehmende Verbreitung von Assistenzsystemen wird sich auch die Anzahl der in Fahrzeugen verbauten und damit im Straßenverkehr befindlichen Radar-Sensoren weiter erhöhen (siehe zum Beispiel [16]). Da sich alle Radar-Sensoren die limitierte Ressource Frequenz-Spektrum teilen, kann nicht garantiert werden, dass allein durch sendeseitige Verfahren zur Störminimierung, wie zum Beispiel dem Verwenden einer um  $45^\circ$  verkippten Polarisation [17], alle Interaktionen verschiedener Sensortypen ausgeschlossen werden können. Dabei ist zwischen Interferenz und einer tatsächlichen Störung im Sinne einer Funktionsbeeinträchtigung zu unterscheiden. Dieser Umstand erfordert die weitere Behandlung der empfangenen Signale anderer Sensoren im Empfangszweig, was das Ziel dieser Arbeit ist. In weiterer Zukunft sind Systeme vorstellbar, die die Signale anderer Radare zur Informationsgewinnung nutzen. Hierzu sind in dieser Arbeit ebenfalls Ansätze aufgezeigt.



## KAPITEL 2

---

# Grundlagen automobiler Radarsensorik

---

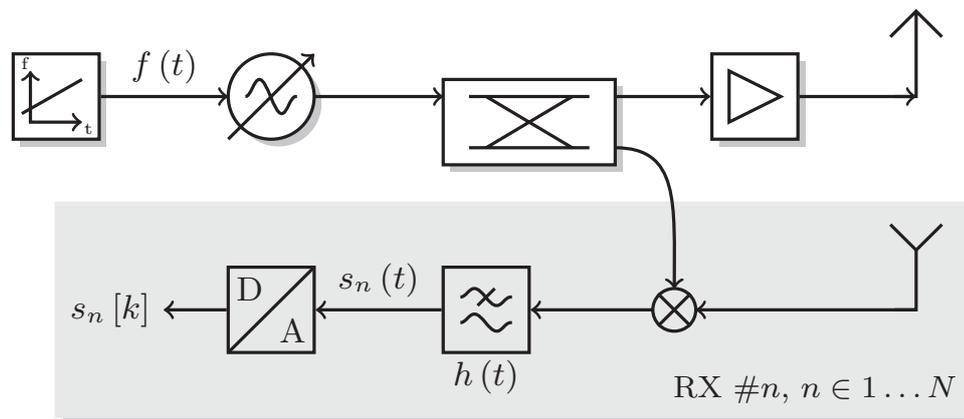
### 2.1 Einführung und Übersicht

In den folgenden Abschnitten sollen die theoretischen Grundlagen moderner Radarsensoren vorgestellt werden. Dabei wird zuerst ein generisches Sensormodell eingeführt und anhand dessen die einzelnen Signalverarbeitungsblöcke und ihre unterschiedlichen Ausführungen behandelt.

In modernen Radarsensoren werden viele unterschiedliche Technologien und Algorithmen von Antennen über die Halbleiter bis hin zu den Objektbildungs- und Zielverfolgungsalgorithmen benötigt. Da sich diese Arbeit mit einem algorithmischen Thema beschäftigt, liegt der Schwerpunkt der hier vorgestellten Grundlagen auf der digitalen Signalverarbeitung. Halbleiter und weitere analoge Elemente, wie zum Beispiel Filter, werden, sofern nicht explizit erwähnt, als ideale Bauelemente angenommen.

Die fortschreitende Miniaturisierung der Halbleiterbauelemente ermöglicht die Integration von immer mehr Transistoren auf immer kleinerer Fläche. Zusammen mit der Verbesserung der Halbleitertechnologie ist somit die Realisierung von immer komplexeren Systemen mit höheren Betriebsfrequenzen und besseren Leistungsdaten bei annähernd konstanten Kosten möglich. Ein Beispiel hierfür ist die Integration von mehreren Empfangskanälen auf einem Chip. Dies ermöglicht die kostengünstige Herstellung von Sensoren mit Empfangsarays, bei denen die Signale möglichst nah an der Empfangsantenne digitalisiert werden [18].

Trotz der vielen realisierbaren Funktionen und Leistungsparameter besteht der prinzipielle Aufbau eines CW-Radarsensors (*Continuous Wave*) aus nur wenigen Baugruppen (vgl. Abbildung 2.1). Ausgehend von dieser Abbildung soll



**Abbildung 2.1:** Blockschaltbild eines FMCW-Radars bis zum Analog-Digital-Wandler. Der grau unterlegte Empfangszweig kann  $N$ -fach vorhanden sein, was in  $N$  digitalen Empfangssignalen resultiert.

in dem folgenden Kapitel die Funktionsweise eines automobilen Radarsensors und der verwendeten Modulationsverfahren erläutert werden.

## 2.2 Verbreitete Sendeverfahren

### 2.2.1 Einführung

Elektromagnetische Wellen können von Objekten reflektiert werden [19, 20]. Abhängig von der Beschaffenheit des Objektes variieren die Reflexionseigenschaften mitunter sehr stark. So hat die Form eines Objektes starken Einfluss darauf, ob sich die reflektierten Wellen richtungsabhängig konstruktiv oder destruktiv überlagern und das Material des Objektes beeinflusst die reflektierte und absorbierte Leistung des Signals. Diese Eigenschaften werden unter dem Begriff des Radar-Rückstreuquerschnitts  $\sigma$  (*Radar Cross Section*, RCS) zusammengefasst [21]. Der RCS beschreibt, wie groß ein Ziel für den Radarsensor erscheint und bestimmt damit die Detektionsreichweite eines Objektes. Die Empfangsleistung  $P_{RX}$  hängt dabei über die (monostatische) Radargleichung

$$P_{RX}(r) = P_{TX} G_{TX} G_{RX} \frac{\lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 r^4 L_s} \quad (2.2.1)$$

zur vierten Potenz von der Entfernung  $r$  des Objektes ab. Zusätzlichen Einfluss haben neben der Sendeleistung  $P_{TX}$  die Antennengewinne der Sende- und der Empfangsantenne  $G_{TX}$  und  $G_{RX}$ , die Wellenlänge  $\lambda$  zum Quadrat und die

zusätzlichen Verluste  $L_s$ , zum Beispiel durch Absorption der Welle in der Atmosphäre. Die Dämpfung, die ein Signal auf dem Weg vom Sender über die Reflexion am Objekt zum Empfänger erfährt, kann nicht zur Bestimmung der Zielentfernung verwendet werden, da sich im Allgemeinen viele Objekte mit unterschiedlichen RCS-Werten im Sichtbereich eines Sensors befinden. Mit Hilfe der Vakuum-Lichtgeschwindigkeit  $c_0$  kann die Zielentfernung  $r$  jedoch über die Laufzeit  $\tau$  des Signals gemessen werden:

$$\tau = \frac{2r}{c_0}. \quad (2.2.2)$$

Weiteren Einfluss auf das Empfangssignal hat der Doppler-Effekt. Hat das beobachtete Objekt eine Relativgeschwindigkeit in radialer Richtung  $v_{\text{rel}}$  (vom Sensor weg oder auf ihn zu), so erfährt das Signal bei der Reflexion eine Frequenzverschiebung  $f_d$  proportional zu der Sendefrequenz  $f$  und der Relativgeschwindigkeit  $v_{\text{rel}}$ :

$$f_d = f \frac{2v_{\text{rel}}}{c_0} = \frac{2v_{\text{rel}}}{\lambda} \quad \text{für } v_{\text{rel}} \ll c_0. \quad (2.2.3)$$

Mit den beiden Beiträgen aus Gleichung (2.2.2) und Gleichung (2.2.3) sowie einem allgemeinen Dämpfungsterm  $L(r, \sigma, \lambda)$ , in dem die Beiträge der Antennengewinne, der Ausbreitungsdämpfung und der Reflexionseigenschaften des Ziels zusammengefasst werden, kann der Zusammenhang von Sendesignal  $s_{\text{TX}}(t)$  und Empfangssignal  $s_{\text{RX}}(t)$  mit Hilfe des Dirac-Impulses  $\delta(t)$  und des Faltungsoperators  $*$  folgendermaßen formuliert werden:

$$s_{\text{RX}}(t) = L(r, \sigma, \lambda) s_{\text{TX}}(t) * \delta(t - \tau) \cdot e^{j2\pi f_d t}, \quad (2.2.4)$$

$$= L(r, \sigma, \lambda) s_{\text{TX}}(t) * \delta\left(t - \frac{2r}{c_0}\right) \cdot e^{j2\pi \frac{2v_{\text{rel}}}{\lambda} t}. \quad (2.2.5)$$

Streng genommen gilt diese Gleichung nur für eine Frequenz, sodass bei Signalen mit einer Bandbreite  $B = f_{\text{max}} - f_{\text{min}}$ , mit der maximalen und der minimalen Frequenz des Signals  $f_{\text{max}}$  und  $f_{\text{min}}$ , die verschiedenen Signalanteile eine unterschiedliche Dopplerverschiebung erfahren. In der Praxis wird oft eine konstante Dopplerverschiebung angenommen, da der maximale Fehler proportional zur relativen Bandbreite  $b$  bezogen auf die Mittenfrequenz  $f_0$  des Signals

$$b = \frac{f_{\text{max}} - f_{\text{min}}}{f_0} \quad \text{mit } f_0 = \frac{f_{\text{max}} + f_{\text{min}}}{2} \quad (2.2.6)$$

gering ist. Bei Signalen mit großer relativer Bandbreite kann es aber durchaus notwendig sein, die variable Dopplerverschiebung bei der Signalverarbeitung zu berücksichtigen.

Basierend auf diesen Einflussgrößen lassen sich verschiedene Verfahren finden, um diese zu bestimmen und daraus die Messgrößen Entfernung und Relativgeschwindigkeit abzuleiten. Die im automobilen Umfeld wichtigsten Radarverfahren oder *Waveforms* werden in den folgenden Kapiteln vorgestellt. Das Pulsradar, bei dem die Entfernung eines Ziels über die Laufzeit eines kurzen Hochfrequenzpulses gemessen wird, wird bewusst vernachlässigt, da Pulsradare in der automobilen Radartechnik eine geringe Bedeutung haben.

### 2.2.2 Dauerstrichverfahren

Bei automobiler Radarsensorik sind Dauerstrichradarverfahren (*Continuous Wave*, CW) sehr verbreitet. Im Vergleich zu Pulsradaren haben diese den Vorteil geringerer Spitzenleistungen, die sich bei hohen Frequenzen schwer realisieren lassen. Durch ihren hohen Verarbeitungsgewinn wird nur eine geringe mittlere Sendeleistung benötigt, um die im Automobilbereich erforderlichen Reichweiten zu erzielen. Dies hat eine geringere Wärmeentwicklung zur Folge und ist gerade im 77 GHz-Band wichtig, da bei diesen hohen Frequenzen der Wirkungsgrad der Endstufen teilweise unter 10 % liegt [10]. Weiterhin sind CW-Radare unempfindlicher gegenüber Störungen, da sich Nutz- und Störsignal in einem engen Frequenzbereich aufhalten und über einen längeren Zeitraum kohärent sein müssen, um Falschziele hervorzurufen. Die zugehörigen Mechanismen werden in Kapitel 3 ausführlich vorgestellt.

Bei CW-Radaren wird ein Signal mit einem Frequenzverlauf ausgesendet und das empfangene mit dem aktuell ausgesendeten Signal heruntergemischt, wie im Blockschaltbild in Abbildung 2.1 dargestellt. Gebräuchliche Frequenzverläufe sind beispielsweise

$$f_{\text{CW}}(t) = f_0, \quad (2.2.7)$$

$$f_{N\text{-FSK}}(t) = f_0 + \sum_{n=1}^N \text{rect} \left( \frac{t}{T} - \frac{2n-1}{2} \right) f_n, \quad (2.2.8)$$

$$f_{\text{FMCW}}(t) = f_0 + f(t). \quad (2.2.9)$$

Die analoge Demodulation durch die Multiplikation der Empfangssignale mit dem Sendesignal hat den großen Vorteil, dass empfangsseitig nicht die vollständige Hochfrequenz-Bandbreite digital verarbeitet werden muss, sondern nur ein schmalbandigeres Basisbandsignal. Die im Basisband tatsächlich notwendige Bandbreite richtet sich nach der verwendeten Modulation und den weiteren Parametern des Radarsensors wie Reichweite, Entfernung- und Geschwindigkeitsauflösung.

Die Momentanphase  $\varphi(t)$  ist mit der Momentanfrequenz  $f(t)$  über

$$\varphi(t) = 2\pi \int_{-\infty}^t f(\tau) d\tau \quad (2.2.10)$$

verknüpft. Mit Gleichung (2.2.7), der allgemeinen Amplitude  $A_0$  und der Startphase  $\varphi_0$ , kann damit das Sendesignal eines CW-Radars im Zeitbereich wie folgt beschrieben werden:

$$s_{\text{CW}}(t) = A_0 \cdot \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0). \quad (2.2.11)$$

Im Frequenzbereich lautet das Signal:

$$S_{\text{CW}}(f) = \frac{A_0}{2} e^{j\varphi_0} [\delta(f - f_0) + \delta(f + f_0)]. \quad (2.2.12)$$

Ohne Berücksichtigung der Dämpfung ist das von einem Ziel in der Entfernung  $r$  und mit der Relativgeschwindigkeit  $v_{\text{rel}}$  zurück reflektierte Empfangssignal das verzögerte und um die Dopplerfrequenz  $f_d$  verschobene Sendesignal, entsprechend Gleichung (2.2.5):

$$\begin{aligned} s_{\text{CW,RX}}(t) &= e^{j2\pi f_d t} \cdot \delta(t - \tau) * s_{\text{CW,TX}}(t), \\ &= \cos(2\pi(f_0 + f_d)(t - \tau) + \varphi_0), \\ &= \cos(2\pi(f_0 + f_d)t - 2\pi(f_0 + f_d)\tau + \varphi_0), \end{aligned} \quad (2.2.13)$$

$$= \cos(2\pi(f_0 + f_d)t + \varphi'_0). \quad (2.2.14)$$

Aus Gleichung (2.2.13) ist ersichtlich, dass die Signallaufzeit  $\tau$ , die über Gleichung (2.2.2) mit der Zielentfernung zusammenhängt, beim reinen CW-Radar in einer konstanten Phasenverschiebung enthalten ist. Damit kann die Position eines einzelnen Reflektors im Bereich einer halben Wellenlänge der Sendefrequenz genau bestimmt werden. Da typische Automobilradare im cm- oder mm-Wellenbereich arbeiten ist diese Information nur bei Spezialanwendungen von Nutzen (zum Beispiel [22]), da bei diesen kurzen Wellenlängen entsprechend viele Mehrdeutigkeiten auftreten. Durch wechselweise Verwendung  $N$  verschiedener Sendefrequenzen  $f_n$  mit  $n=1 \dots N$  kann jedoch der Eindeutigkeitsbereich der Entfernungsmessung signifikant vergrößert werden [23]. Dieses Frequenzsprungverfahren (*Frequency Shift Keying*, FSK) ist für diese Arbeit jedoch nicht relevant, da es weniger verbreitet ist als das frequenzmodulierte Dauerstrich-Verfahren (*Frequency Modulated Continuous Wave*, FMCW) [24], das im Folgenden vorgestellt wird. Die grundlegenden Mechanismen gelten jedoch für beide Verfahren.

### 2.2.3 Frequenzmoduliertes Dauerstrichradar

Ein Radarsensor, der nach dem FMCW-Verfahren arbeitet, sendet ein in der Frequenz veränderliches Signal aus, dessen Momentanfrequenz allgemein durch

$$f_{\text{FMCW}}(t) = f_0 + f(t) \quad (2.2.15)$$

angegeben werden kann. Diese setzt sich aus der Trägerfrequenz  $f_0$  und dem eigentliche Nutzsignalanteil  $f(t)$  zusammen. Für den Signalanteil sind verschiedene Kurvenformen denkbar, in der Praxis dominiert jedoch die lineare Rampe [23]

$$f(t) = S \cdot t. \quad (2.2.16)$$

$S$  beschreibt dabei die Steigung der Frequenzrampe. Für das Sendesignal eines Radars mit linear moduliertem FMCW ergibt sich mit Gleichung (2.2.10)

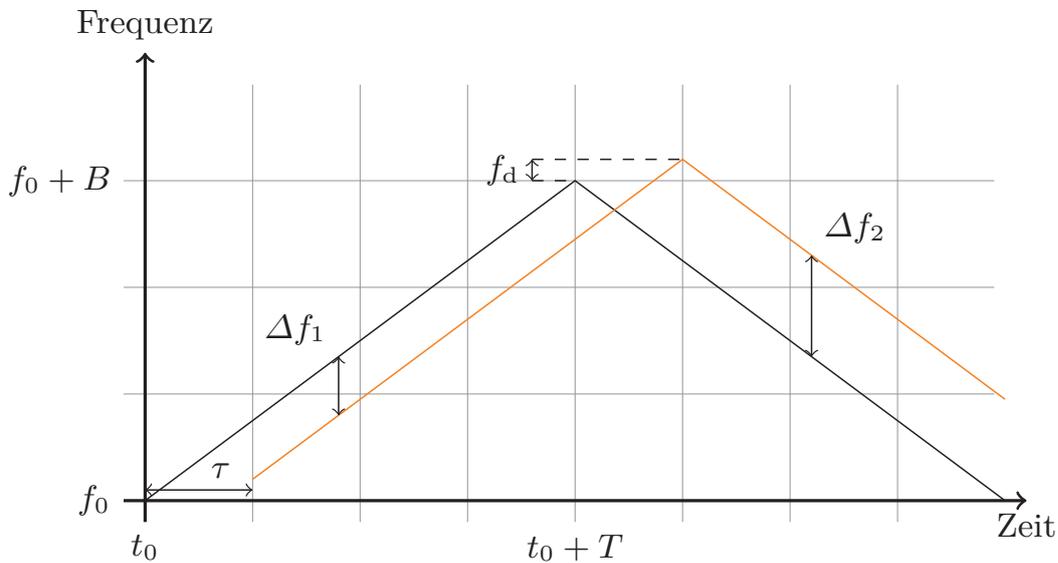
$$\begin{aligned} s_{\text{FMCW}}(t) &= A \cdot \cos(\varphi(t)), \\ &= A \cdot \cos\left(2\pi \int f_{\text{FMCW}}(t) dt\right), \\ &= A \cdot \cos\left(\pi S t^2 + 2\pi f_0 t + \varphi_0\right). \end{aligned} \quad (2.2.17)$$

### Empfangsseitige Signalverarbeitung

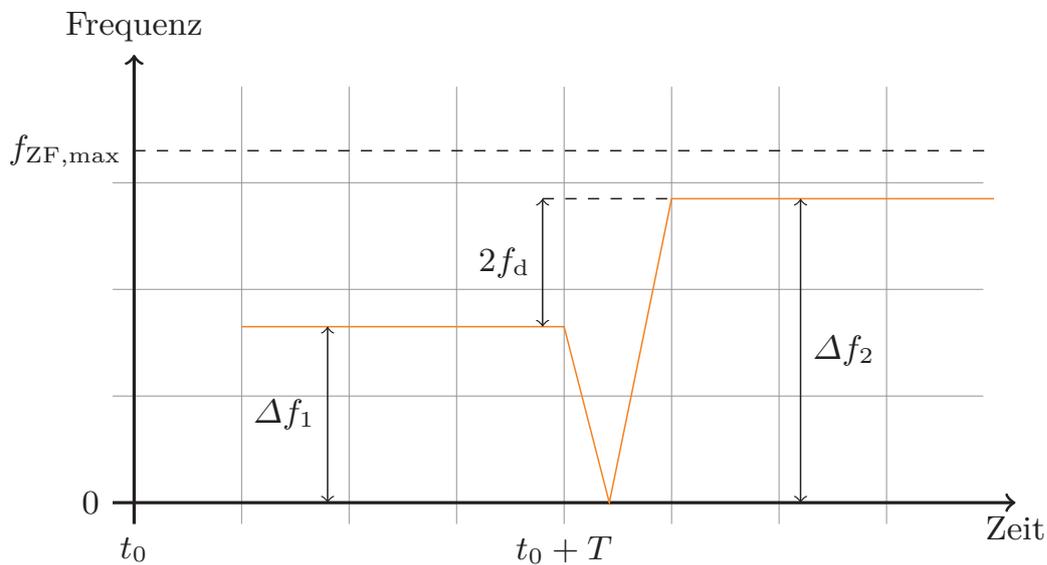
Die von einem Objekt verursachte Frequenzverschiebung des reflektierten und empfangenen Signals wird zum einen durch die Entfernung und zum anderen durch die radiale Relativgeschwindigkeit von Radar und Objekt hervorgerufen (vgl. Abbildung 2.2). Diese Überlagerung kann mittels einer einzelnen Rampe nicht aufgelöst werden. Deshalb muss eine zweite Rampe mit unterschiedlicher Steigung verwendet werden. In Abbildung 2.2 ist ein Szenario dargestellt, bei dem zwei Rampen mit den Steigungen  $S$  und  $-S$  verwendet werden. Die Frequenzen  $f_1$  und  $f_2$  des mit dem Sendesignal heruntergemischten Empfangssignals sind in Abbildung 2.3 dargestellt. Sie können mit den folgenden Gleichungen beschrieben werden:

$$\begin{aligned} f_1 &= |f_d - f_r| & f_2 &= |f_d + f_r| \\ f_1 &= \left| f_0 \frac{2v}{c_0} - S\tau \right| = \left| f_0 \frac{2v}{c_0} - S \frac{2r}{c_0} \right| & f_2 &= \left| f_0 \frac{2v}{c_0} + S \frac{2r}{c_0} \right| \end{aligned} \quad (2.2.18)$$

$$f_d = \frac{1}{2}(f_2 - f_1) \quad f_r = \frac{1}{2}(f_1 + f_2). \quad (2.2.19)$$



**Abbildung 2.2:** Darstellung der Zusammenhänge zwischen Sende- und Empfangssignal bei linearem FMCW für ein Ziel in der Entfernung  $r$  mit der Geschwindigkeit  $v$  (nicht maßstabsgetreu).



**Abbildung 2.3:** Darstellung der zeitabhängigen Frequenz des Zwischenfrequenzsignals entsprechend dem in Abbildung 2.2 gezeigten Beispiel.

Mit den Frequenzen aus Gleichung (2.2.19) können die gesuchte Relativgeschwindigkeit  $v_{\text{rel}}$  und die relative Zielentfernung  $r$  ermittelt werden:

$$v_{\text{rel}} = f_d \frac{c_0}{2f_0} = f_d \frac{\lambda}{2}, \quad r = f_r \frac{c_0}{2S}. \quad (2.2.20)$$

Da die Signallaufzeit  $\tau$  klein gegenüber der Rampendauer  $T$  ist, ist die minimale Auflösung der Zwischenfrequenz mit  $\frac{1}{T}$  gegeben. Daraus resultiert

$$\begin{aligned} \Delta r_{\text{min}} &= \frac{1}{T} \frac{c_0}{2S} \quad \text{mit } S = \frac{B}{T} \\ \Delta r_{\text{min}} &= \frac{c_0}{2B}. \end{aligned} \quad (2.2.21)$$

Die minimale Entfernungsdiskretisierung  $\Delta r_{\text{min}}$  ist somit nur von der Bandbreite  $B$  des Sendesignals abhängig. Die maximale eindeutig messbare Entfernung ist durch die maximale Zwischenfrequenz (ZF)  $f_{\text{ZF,max}}$  festgelegt. Bei reellwertiger Abtastung des ZF-Signals (Aufzeichnung von  $N$  reellen Abtastwerten pro Rampe mit Dauer  $T$ ) hängt  $f_{\text{ZF,max}}$  von der Abtastrate  $f_s$  ab:

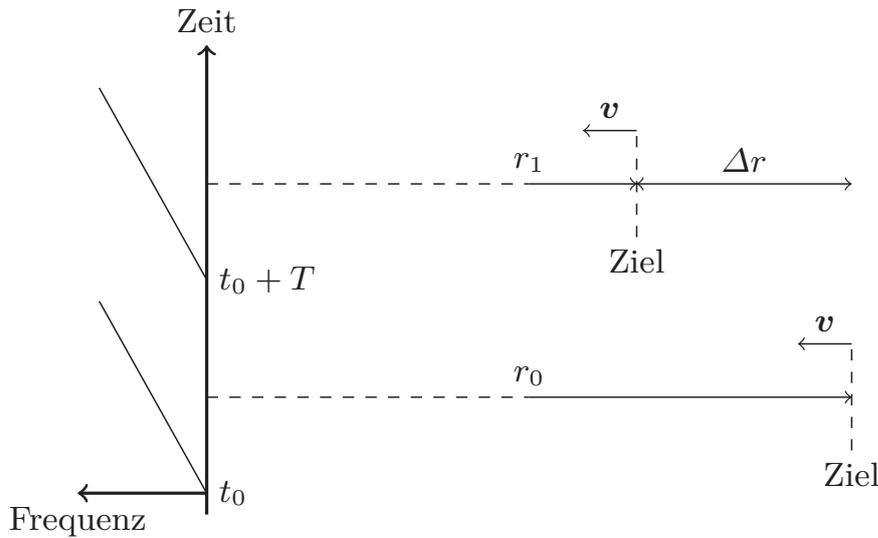
$$\begin{aligned} f_{\text{ZF,max}} &= \frac{f_s}{2} = S \frac{2r_{\text{max}}}{c_0}, \\ r_{\text{max}} &= \frac{c_0 f_s}{4S} \quad \text{mit } f_s = \frac{N}{T}, \\ &= \frac{c_0 N}{4B} = \frac{N}{2} \Delta r_{\text{min}}. \end{aligned} \quad (2.2.22)$$

Da zur Bestimmung der betreffenden Frequenzverschiebungen in der Regel eine schnelle Fourier-Transformation (*Fast Fourier Transform*, FFT) verwendet wird, ist  $N$  in der Praxis meist eine Zweierpotenz.

Befinden sich mehrere Ziele mit unterschiedlicher radialer Relativgeschwindigkeit in einer Entfernungszelle, so können diese mit dem hier beschriebenen Verfahren nicht getrennt werden. Diesen Nachteil hat das im folgenden Abschnitt vorgestellte Schnelle-Rampen-Verfahren nicht.

### 2.2.4 Das Schnelle-Rampen-Verfahren

Das Schnelle-Rampen-Verfahren [24, 25] (*Chirp Sequence*, CS) ist eine Kombination der Puls-Doppler Verarbeitung mit dem im vorigen Kapitel beschriebenen FMCW-Verfahren. Dabei werden  $N$  FMCW-Rampen in Folge ausge-



**Abbildung 2.4:** Darstellung der zeitabhängigen Entfernung eines Ziels bei dem Schnelle-Rampen-Verfahren.

sendet und gemeinsam verarbeitet. Das von einer FMCW-Rampe nach Gleichung (2.2.17) abgeleitete Elementarsignal ist somit:

$$\begin{aligned}
 s_{\text{CS}}(t, T) &= \text{rect}\left(\frac{t}{NT} - \frac{1}{2}\right) \text{III}_T(t) * s_{\text{FMCW}}(t), \\
 &= \text{rect}\left(\frac{t}{NT} - \frac{1}{2}\right) \text{III}_T(t) * a \text{rect}\left(\frac{t}{T} - \frac{1}{2}\right) \cos\left(\pi S t^2 + 2\pi f_0 t + \varphi_0\right), \\
 &= \sum_{i=0}^{N-1} a \text{rect}\left(\frac{t}{T} - \frac{2i-1}{2}\right) \cos\left(\pi S (t - iT)^2 + 2\pi f_0 (t - iT) + \varphi_0\right).
 \end{aligned}
 \tag{2.2.23}$$

In Abbildung 2.4 ist das Prinzip der Geschwindigkeitsermittlung anhand zweier aufeinanderfolgender Rampen dargestellt. Ein Ziel mit dem Geschwindigkeitsvektor  $\mathbf{v}$  bewegt sich auf einen Sensor zu, der mehrere Rampen mit dem zeitlichen Abstand  $T$  aussendet. Während der ersten Rampe, die zum Zeitpunkt  $t_0$  startet, befindet sich das Ziel im Mittel im Abstand  $r_0$ , während der zweiten Rampe im Abstand  $r_1$ . Die Abstandsänderung  $\Delta r$  ist proportional zur Relativgeschwindigkeit

$$\Delta r = v_{\text{rel}} \cdot T.
 \tag{2.2.24}$$

Damit die daraus resultierende Phasenänderung von Rampe zu Rampe  $\Delta\varphi$  eindeutig und damit kleiner  $2\pi$  bleibt, muss die Rampendauer  $T$  so gewählt werden, dass die Bedingung

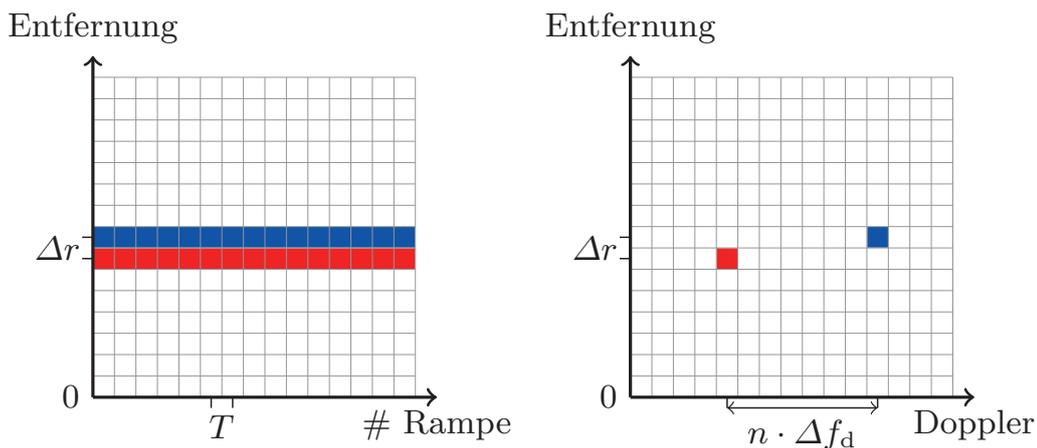
$$\Delta\varphi = 2\pi \frac{2\Delta r}{\lambda} < \pi \quad \text{mit } \Delta r = v_{\text{rel}} \cdot T$$

$$\Delta r = v_{\text{rel}} \cdot T < \frac{\lambda}{4} \tag{2.2.25}$$

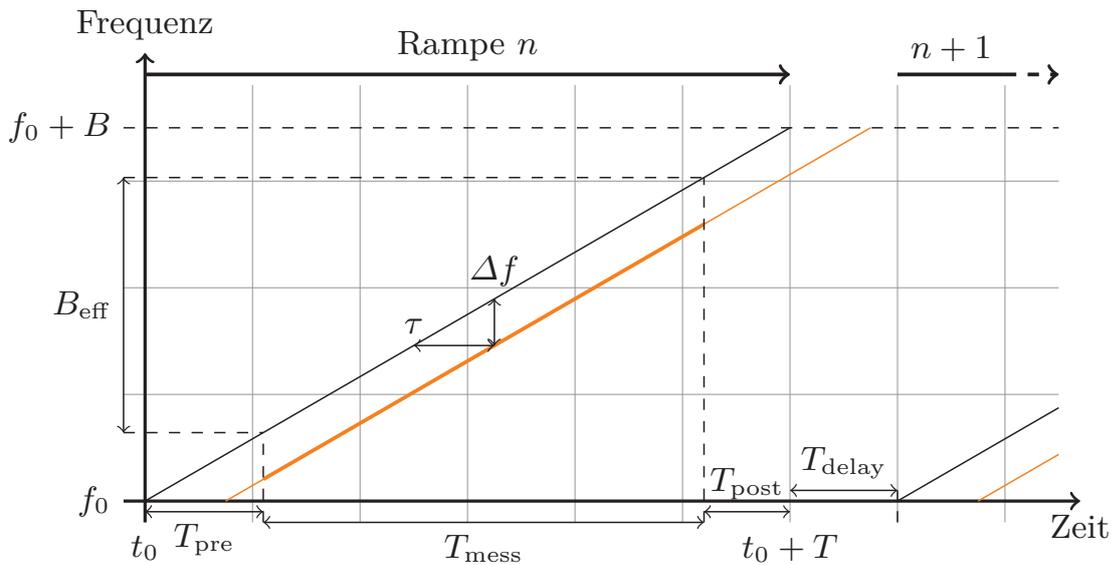
erfüllt ist. Als Beispiel: Eine maximale Relativgeschwindigkeit  $v_{\text{rel}}$  von  $100 \frac{\text{m}}{\text{s}}$  ergibt bei 77 GHz eine Dopplerverschiebung  $f_d$  von 51,4 kHz entsprechend einer Rampendauer  $T$  von unter  $19,5 \mu\text{s}$ . Für die Verarbeitung der Folge von Rampen wird weiterhin davon ausgegangen, dass das Ziel für die gesamte Folge in einer Entfernungszelle bleibt. Abbildung 2.5 verdeutlicht die beiden Signalverarbeitungsschritte: Zuerst erfolgt Rampe für Rampe die Entfernungsverarbeitung und im zweiten Schritt erfolgt die Dopplerverarbeitung mittels einer FFT entlang der Rampen über eine Entfernungszelle. Durch die Geschwindigkeitsverarbeitung können auch in Entfernungsrichtung nah beisammen liegende Ziele getrennt werden, wenn sie unterschiedliche Geschwindigkeiten besitzen.

**Anmerkungen zur praktischen Realisierung einer Folge schneller Rampen**

Bei schnellen Rampen kann die Näherung  $\tau \ll T$  nicht mehr angenommen werden (bei einem Ziel in 150 m Entfernung beträgt die Signallaufzeit etwa  $1 \mu\text{s}$  bei



**Abbildung 2.5:** Darstellung der Datenzuordnung für die Empfangssignale der schnellen Rampen vor der Doppler-FFT (links) und nach der Doppler-FFT (rechts).



**Abbildung 2.6:** Darstellung der Rampe  $n$  und aller zugehörigen Zeiten.

einer Rampendauer von etwa  $20 \mu\text{s}$ ). Aus diesem Grund und weil die schnellen Rampen deutlich größere Anforderungen an die Signalerzeugung stellen, setzt sich eine Rampe aus mehreren Segmenten zusammen (siehe Abbildung 2.6). Nach dem Beginn der Rampe wird eine Vorlaufzeit  $T_{\text{pre}}$  abgewartet, nach der das erzeugte Signal eingeschwungen und nach dem Aussenden vom Ziel reflektiert am Sensor angekommen ist. Zusammen mit der Messzeit  $T_{\text{mess}}$  und einer Nachlaufzeit  $T_{\text{post}}$  ergibt sich die vollständige Rampendauer  $T$ . Eine weitere Verzögerung  $T_{\text{delay}}$  wird abgewartet, um die Frequenzerzeugung auf die Startfrequenz  $f_0$  zurückzusetzen. Da nur für die Zeit  $T_{\text{mess}}$  Daten aufgenommen werden, ist die effektiv genutzte Bandbreite  $B_{\text{eff}}$  kleiner als die belegte HF-Bandbreite  $B$ :

$$B_{\text{eff}} = B \frac{T_{\text{mess}}}{T}. \quad (2.2.26)$$

Im Hinblick auf die gegenseitige Beeinflussung mehrerer Radarsensoren sind diese Faktoren ebenfalls relevant, da ein Sensor selbst nur während der Messzeit anfällig für Störungen ist, jedoch während der gesamten Sendezeit Störungen bei anderen Sensoren hervorrufen kann.

## 2.3 Antennentheorie

Dieses Kapitel soll kurz die in dieser Arbeit verwendeten Begriffe aus der Antennentheorie einführen. Besonderes Gewicht haben dabei die Gruppen-Antennen (*antenna arrays*).

### 2.3.1 Einführung

Eine Antenne hat den Zweck, eine leitungsgebundene Welle in eine Freiraumwelle umzuwandeln. Da sie ein reziprokes Bauelement ist, gilt auch der umgekehrte Fall. Eine Sendeantenne ist damit immer auch eine Empfangsantenne mit denselben Parametern. Abhängig vom betrachteten Frequenzbereich gibt es verschiedene Arten von Antennen. Für den hier betrachteten Millimeterwellen-Bereich kommen vor allem Reflektorantennen, die zum Beispiel von einem Hornstrahler oder einer Mikrostreifenleitungs-Patchantenne gespeist werden [26, 27], und seriengespeiste Patcharrays zum Einsatz. Weiterhin gibt es Forschungsarbeiten in Richtung substratintegrierter Hohlleiterantennen [28]. Reflektorantennen weisen bei einer großen Bündelung gleichzeitig geringe Verluste auf, da sie keinerlei Speisetzwerk benötigen, sondern die Leistung über die Luft zugeführt wird. Wegen ihrer großen Abmessungen eignen sich diese Antennen jedoch nicht für Gruppenantennen, bei denen die Empfangssignale der Einzelelemente getrennt verarbeitet werden sollen (zum Beispiel für digitale Strahlformung, Kapitel 2.3.3, S. 21). Hierfür sind die Patcharrays oder vergleichbare Strukturen besser geeignet, da sie Abmessungen in einer Größenordnung kleiner der Wellenlänge aufweisen.

Ausgehend von einem idealen punktförmigen Strahler, der mit der Sendeleistung  $P_{\text{TX}}$  in alle Raumrichtungen dieselbe Leistungsdichte

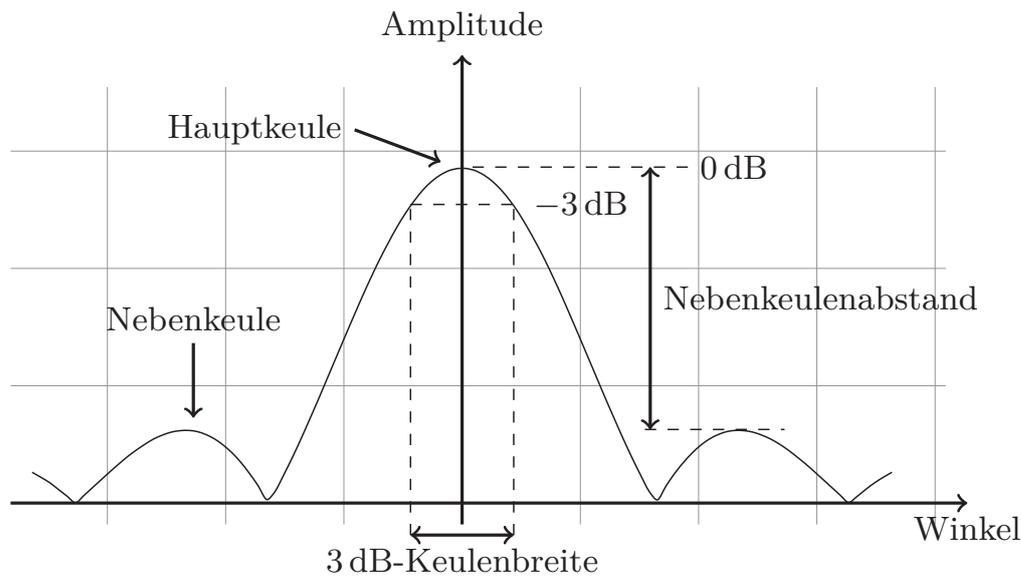
$$S_{\text{isotrop}}(\Theta, \Phi) = S_{\text{isotrop}} = \frac{P_{\text{TX}}}{4\pi r^2} \quad (2.3.1)$$

abstrahlt, dem sogenannten isotropen Strahler, kann das Verhältnis der Leistungsdichte einer realen Antenne, die bevorzugt in eine Richtung strahlt, als Richtfaktor (*Directive Gain*) angegeben werden

$$D(\Theta, \Phi) = \frac{S_{\text{Ant}}(\Theta, \Phi)}{S_{\text{isotrop}}} . \quad (2.3.2)$$

Aus ihm kann der Antennengewinn bestimmt werden, der alle Verluste einer realen Antenne im Wirkungsgrad  $\eta$  zusammenfasst:

$$\begin{aligned} G(\Theta, \Phi) &= \frac{\eta S_{\text{Ant}}(\Theta, \Phi)}{S_{\text{isotrop}}} , \\ &= \eta D(\Theta, \Phi) . \end{aligned} \quad (2.3.3)$$

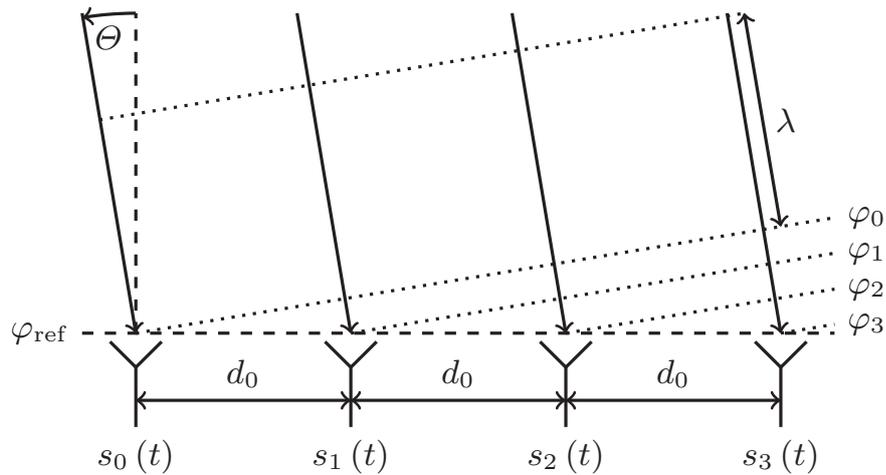


**Abbildung 2.7:** Beispielhafte Darstellung eines Antennendiagramms (Richtfaktor) und dessen Parameter.

In Abbildung 2.7 ist ein beispielhaftes Antennendiagramm mit einer Hauptkeule und zwei Nebenkeulen dargestellt. Ebenfalls dargestellt ist der Nebenkeulenabstand, auch Nebenkeulendämpfung genannt. Er beschreibt den Amplitudenunterschied von der Hauptkeule zur Nebenkeule mit der größten Amplitude. Ein weiterer Parameter ist die 3 dB-Keulenbreite. Sie beschreibt den Winkelbereich, in dem die Amplitude der Hauptkeule nicht mehr als 3 dB unter das Maximum abgefallen ist.

### 2.3.2 Gruppenantennen

Bei einer Gruppenantenne werden die Signale von mehreren meist gleichen Einzelantennen zusammengefasst. Im Vergleich zu einer großen Antenne können dabei die Eigenschaften der Antenne flexibler gestaltet werden. So lassen sich zum Beispiel durch geeignete Schaltungsmaßnahmen die Strahlrichtung oder die Nebenkeulen im Betrieb an die aktuellen Forderungen des Systems anpassen. Abbildung 2.8 stellt eine einfache Situation dar, bei der eine ebene Welle mit Wellenlänge  $\lambda$  und Einfallswinkel  $\Theta$  auf vier Antennenelemente mit dem Abstand  $d_0$  trifft. Durch den Auftreffwinkel hat die ebene Welle an den einzelnen Elementen unterschiedliche Phasenlagen ( $\varphi_0 \dots \varphi_3$ ), was sich entsprechend in den empfangenen Signalen  $s_0(t) \dots s_3(t)$  niederschlägt. Die Phasenverschie-



**Abbildung 2.8:** Prinzipdarstellung einer auf eine Gruppenantenne einfallenden Welle. Durch die unterschiedlichen Weglängen entstehen unterschiedliche Phasenlagen der Empfangssignale an den einzelnen Empfangsantennen.

bung  $\Delta\varphi$  zwischen zwei Elementen ist

$$\Delta\varphi = -2\pi \frac{d_0}{\lambda} \sin \Theta. \quad (2.3.4)$$

Für Abstände größer als  $\frac{\lambda}{2}$  können Mehrdeutigkeiten auftreten, da die Phasenänderung zwischen zwei Elementen größer als  $\pi$  werden kann. Diese Tatsache muss bei der Auslegung der Antennengruppe berücksichtigt werden, zum Beispiel durch geeignete Auslegung der Einzelemente, so dass ihre Richtcharakteristik im Bereich der Nebenkeulen eine starke Dämpfung aufweist. Da sich die Diagramme der Gruppe und der Einzelemente multiplikativ überlagern, werden die Mehrdeutigkeiten der Gruppe auf diese Weise gedämpft. Das Richtdiagramm einer Gruppenantenne mit  $N$  äquidistanten und mit dem komplexen Faktor  $a_n e^{j\varphi_n}$  gewichteten Einzelementen ist

$$D(\Theta) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{j\varphi_n} e^{-j2\pi \frac{nd_0}{\lambda} \sin \Theta}. \quad (2.3.5)$$

Über die Gewichtung  $a_n e^{j\varphi_n}$  der einzelnen Elemente können direkt die Blickrichtung und Form des Antennendiagramms beeinflusst werden. Während die Breite des Hauptmaximums durch die Länge der Apertur festgelegt wird, beeinflussen die Amplitudengewichtungen oder Fensterfunktionen (*Window Functions*) das Niveau der Nebenkeulen und können zu einer Verbreiterung des

Hauptmaximums beitragen. Bei der Wahl einer Fensterfunktion gilt es, einen Kompromiss zwischen diesen Parametern zu finden. [29] gibt eine Auflistung der Parameter vieler Fensterfunktionen. Ein weiterer Faktor, der auch im Zusammenhang mit der Interferenzunterdrückung entscheidend ist, ist die Reduktion des *Signal-to-Noise Ratio* (SNR). Für eine Fensterfunktion mit den Koeffizienten  $a_n$  der Länge  $N$  wird das SNR um den Faktor

$$L = \frac{\left( \sum_{n=1}^N a_n \right)^2}{N \sum_{n=1}^N a_n^2} \quad (2.3.6)$$

reduziert.

### 2.3.3 Signalverarbeitung bei Verwendung mehrerer individueller Sender und Empfänger

Durch Verwendung mehrerer Antennenelemente können die Leistungsparameter einer Antenne (meist Antennengewinn und Nebenkeulenunterdrückung) unter gegebenen Randbedingungen (zum Beispiel dem Bauraum) optimiert werden. Dabei macht es wegen der Reziprozität einer Antennen keinen Unterschied, ob Sende- oder Empfangselemente verwendet werden. Durch Kombination von Sende- und Empfangsgruppen kann das System die maximale Anzahl an Freiheitsgraden ausnutzen. Die jeweiligen Richtdiagramme können dann entsprechend ausgelegt werden, sodass sich Sende- und Empfangsdiagramm optimal ergänzen. So können zum Beispiel die Nullstellen des einen Diagramms auf die Nebenmaxima des anderen gelegt werden, um die Nebenkeulen insgesamt zu minimieren [31]. Dabei wird der Sachverhalt

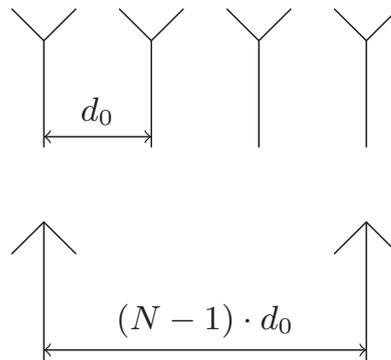
$$G(\Theta, \Phi) = G_{\text{TX}}(\Theta, \Phi) \cdot G_{\text{RX}}(\Theta, \Phi) \quad (2.3.7)$$

ausgenutzt. Die Anwendung der Fourier-Transformation auf Gleichung (2.3.7) ergibt die äquivalente Aperturbelegung (vgl. Gleichung (2.5.10), S. 29) einer virtuellen Antennengruppe, die nur aus Sende- oder Empfangselementen besteht

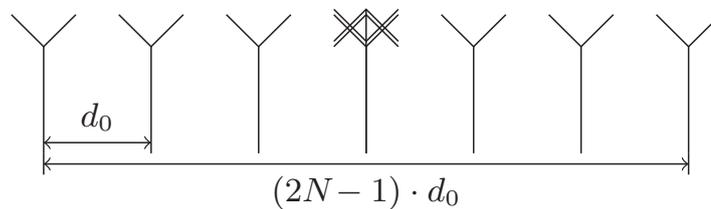
$$d(x, y) = d_{\text{TX}}(x, y) * d_{\text{RX}}(x, y), \quad (2.3.8)$$

mit den Aperturbelegungen in Senderichtung  $d_{\text{TX}}(x, y)$  und Empfangsrichtung  $d_{\text{RX}}(x, y)$ . In [30] wird vorgeschlagen, dies zur virtuellen Vergrößerung der Antennenapertur zu verwenden. Abbildung 2.9 stellt dies exemplarisch für ein

Physikalische Apertur:



Äquivalente Apertur:

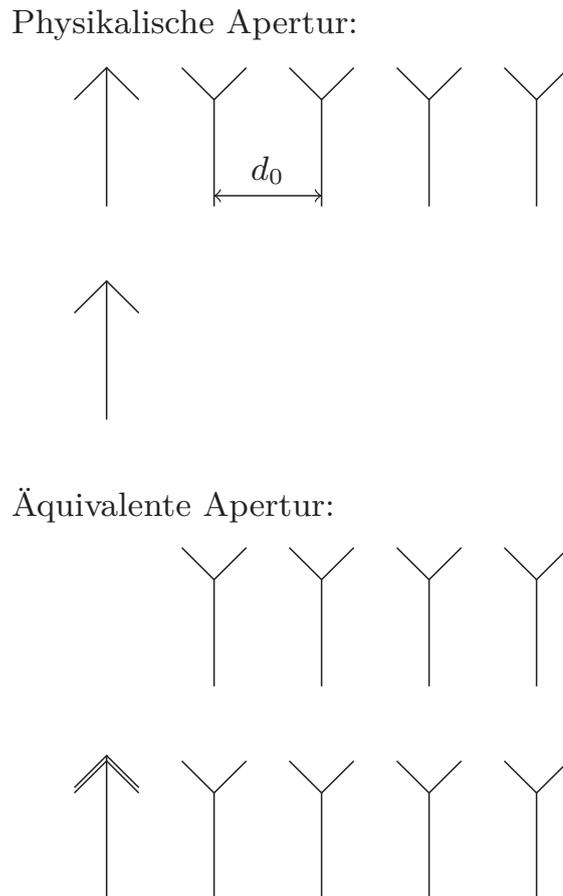


**Abbildung 2.9:** Schematische Darstellung einer eindimensionalen Antennenanordnung aus Sende- und Empfangsantennen und der äquivalenten Anordnung nach [30].

System mit zwei Sendern und vier Empfängern dar. In Abbildung 2.10 wird die Vergrößerung der Apertur in die zweite Dimension dargestellt. Mit dieser Anordnung kann mit zwei eindimensionalen Gruppenantennen eine Messfähigkeit in Azimut und Elevation erreicht werden (vgl. zum Beispiel [32]). Weiterhin lassen sich mit unterschiedlichen Anordnungen der Sende- und Empfangsantennen verschiedene äquivalente Aperturen realisieren, die sich mit einem physikalischen Array zum Beispiel aus Gründen der Verkopplung oder einfach nur der geometrischen Ausdehnung der einzelnen Strahlerelemente praktisch nicht realisieren lassen.

Für die Signalverarbeitung der resultierenden Gruppen gibt es verschiedene Möglichkeiten, die von der Speisung in Sende- und Empfangsrichtung abhängen:

1. Speisung in Sende- und Empfangsrichtung als Phased Array (SISO): Die Blickrichtung der Antenne ist direkt durch die Phasen- und Amplitudeneinstellung der Speisung vorgegeben.



**Abbildung 2.10:** Schematische Darstellung einer zweidimensionalen Antennenanordnung aus Sende- und Empfangsantennen und der äquivalenten Anordnung nach [30].

2. Individuelle Speisung in eine Richtung (meist Empfang) und Phased Array in die andere (MISO/SIMO): Die individuellen Kanäle können zum Beispiel durch digitale Strahlformung verarbeitet werden. Das Richtdiagramm des Phased Array ist bei der Auswertung zu berücksichtigen.
3. Individuelle Speisung in Sende- und Empfangsrichtung (MIMO): Die resultierenden Kanäle können unter Berücksichtigung der Anordnung zum Beispiel mittels digitaler Strahlformung verarbeitet werden.

Da die dritte Möglichkeit bei dem in dieser Arbeit verwendeten Experimentalsensor zu Einsatz kommt, soll im Folgenden tiefer auf diese eingegangen werden. Entscheidend ist dabei, dass bei der Signalverarbeitung zusätzlich zum Empfangskanal der jeweilige Sendekanal, von dem das Signal ausging, bekannt sein muss. In [30] wird bei zwei Sendern wechselweise gesendet. So ist gewähr-

leistet, dass das Empfangssignal immer genau einem Sender zuzuordnen ist. Der Nachteil dieses Verfahrens ist, dass die benötigte Zeit für eine vollständige Messung proportional mit der Anzahl verwendeter Sender ansteigt und damit auch die Rampenwiederholrate entsprechend sinkt. Bei mehr als zwei Sendern kann dies einen Einsatz des Systems in einem Umfeld mit beweglichen Zielen verhindern, da mit abnehmender Rampenwiederholrate die Eindeutigkeit der Geschwindigkeitsmessung proportional abnimmt. Bei dynamischen Messungen muss zusätzlich die Bewegung des Ziels zwischen den Messungen berücksichtigt werden. Dies kann durch explizite Berücksichtigung der Phasenverschiebung

$$\Delta\varphi(v) = 4\pi \frac{v\Delta t}{\lambda} \quad (2.3.9)$$

für jede Geschwindigkeitszelle geschehen oder bei einem überlappenden virtuellen Antennenelement (wie in Abbildung 2.9) durch direktes Korrigieren des Phasenfehlers [33]. Die Verwendung von orthogonalen Sendesignalen, wie es zum Beispiel in [34] mit in der Frequenz verschobenen Sendesignalen realisiert wurde, ermöglicht es die einzelnen Kanäle gleichzeitig aufzunehmen. Dadurch ist keine Kompensation der Phasenverschiebung durch eine Bewegung des Ziels notwendig und der Eindeutigkeitsbereich der Geschwindigkeit verringert sich auch bei der Verwendung mehrerer Sender nicht.

### 2.4 Grundlagen digitaler Signalverarbeitung

Nach den analogen Stufen mit Signalerzeugung und Demodulierung werden die Empfangssignale zur weiteren digitalen Verarbeitung mittels eines Analog-Digital-Wandlers digitalisiert. Entscheidende Parameter sind dabei die Abtast- oder Samplingrate und die Genauigkeit der Quantisierung (Samplingtiefe). Sie bestimmen maßgeblich die maximale eindeutig zu erfassende Eingangsfrequenz und die darstellbare Dynamik von kleinstem zu größtem gleichzeitig anliegendem Eingangssignal. Für einen perfekt linearen Quantisierer mit  $N$  bit ist die Dynamik von größtem zu kleinstem darstellbarem Signal

$$D = N \cdot 20 \log_{10} 2 \text{ dB} \approx N \cdot 6,02 \text{ dB}. \quad (2.4.1)$$

Das bedeutet, dass in einem beliebigen Signal der Amplitudenunterschied zwischen zwei Signalanteilen maximal  $D$  sein kann. Ist der Unterschied größer als die Dynamik  $D$ , so ist nicht gewährleistet, dass beide Signale detektierbar sind und unverzerrt in dem digitalisierten Signal wiedergegeben werden. Gleichzeitig begrenzt die Quantisierung eines sinusförmigen Signals dessen SNR auf [35]

$$\begin{aligned} \text{SNR}_Q &= 10 \log_{10} 1,5 \text{ dB} + N \cdot 20 \log_{10} 2 \text{ dB} \\ &\approx 1,76 \text{ dB} + N \cdot 6,02 \text{ dB}. \end{aligned} \quad (2.4.2)$$

Die Abtastung des Eingangssignals  $s(t)$  mit der Abtastperiode  $T$  kann als Multiplikation des kontinuierlichen Signals  $s(t)$  mit dem Dirac-Kamm  $\text{III}_T(t)$  formuliert werden:

$$x(t) = \text{III}_T(t) \cdot s(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \delta(t - iT) s(t). \quad (2.4.3)$$

Da  $x(t) = 0 \forall t \neq kT, k \in \mathbb{Z}$  wird im Folgenden nur noch die diskrete Folge  $x[k] = x(kT)$  mit  $k \in \mathbb{Z}$  betrachtet.

Eine Folge der Abtastung mit der Frequenz  $f_s = \frac{1}{T}$  ist die Bandbegrenzung des Ausgangssignals [36, 37]. Kommen im Eingangssignal  $s(t)$  Frequenzen größer als  $\frac{f_s}{2}$  vor, so werden diese Signalanteile bei reellwertiger Abtastung auf den Frequenzbereich zwischen 0 Hz und  $\frac{f_s}{2}$  abgebildet. Dabei überlagern sie die anderen Signalanteile in diesem Frequenzbereich. Die Quantisierung eines abgetasteten Signals kann mit Hilfe der Gauß-Klammer  $[\cdot]$  angegeben werden:

$$x_q[k] = \begin{cases} a_{\max} & x[k] \geq a_{\max} \\ \Delta a \left[ \frac{x[k] - a_{\min}}{\Delta a} \right] + a_{\min} & a_{\min} < x[k] < a_{\max} \\ a_{\min} & x[k] \leq a_{\min} \end{cases} \quad (2.4.4)$$

$$\Delta a = \frac{a_{\max} - a_{\min}}{2^N}.$$

Die Parameter  $a_{\min}$  und  $a_{\max}$  stellen dabei die obere und die untere Grenze des Wertebereichs dar, der in der Regel in  $2^N$  Quantisierungsschritte aufgeteilt wird.

Der dritte wichtige Einflussfaktor bei einem AD-Wandler ist die Genauigkeit der Abtastzeitpunkte. Im Idealfall wird ein Signal mit einer konstanten Rate abgetastet. Durch Rauscheinflüsse ist dies jedoch nur bis zu einem gewissen Maß gegeben [38, 39]. Aus der zeitlichen Verschiebung der Abtastzeitpunkte (*Jitter*) resultiert ein Amplitudenfehler, der von der Amplitude und der Frequenz des Signals abhängt. Dabei ist der Fehler umso größer, je höher die Frequenz und die Amplitude des abgetasteten Signals werden. Wegen dieses Verhaltens sind unkontrollierte Jitter unbedingt zu vermeiden.

## 2.5 Verfahren zur Spektralanalyse

Die in den vorigen Kapiteln vorgestellten Verfahren zur Entfernung-, Geschwindigkeits- und Winkelverarbeitung basieren im Grunde alle auf der Mes-

sung der Frequenz eines Signals. Bei der Dopplerverschiebung ist der Zusammenhang direkt einzusehen. Zur Bestimmung einer Frequenz, beziehungsweise allgemeiner zur Spektralanalyse, sind verschiedene Verfahren bekannt (beispielsweise [40–42], [43] gibt eine umfassende Übersicht). Im Folgenden sollen die in dieser Arbeit betrachteten Verfahren kurz vorgestellt werden. Da die Verfahren selbst zum Beispiel in [44] schon ausführlich und in einem mit dieser Arbeit vergleichbaren Kontext dargestellt wurden, soll hier nur eine Übersicht gegeben werden.

### 2.5.1 Die Fourier-Transformation für zeitkontinuierliche und zeitdiskrete Signale

Das bekannteste Verfahren zur spektralen Analyse unbekannter Signale ist die Fourier-Transformation (FT). Die FT behandelt zeitkontinuierliche Signale mit unendlicher Länge. Definitionsgemäß wird bei der FT ein Signal  $x(t)$  in den Frequenzbereich transformiert und bei der inversen FT (IFT) das Frequenzsignal  $X(f)$  in den Zeitbereich:

$$\mathcal{F}\{x(t)\}(\omega) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt \quad \text{mit } \omega = 2\pi f, \quad (2.5.1)$$

$$\mathcal{F}^{-1}\{X(\omega)\}(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} X(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad \text{mit } \omega = 2\pi f. \quad (2.5.2)$$

Für die abgetastete Folgen  $x[k]$  und  $y[i]$  der Länge  $N$  lauten die Transformationsgleichungen der diskreten Fourier Transformation (DFT) beziehungsweise der inversen DFT (IDFT)

$$\mathcal{D}\{\mathbf{x}\}[i] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j2\pi \frac{n}{N} i}, \quad (2.5.3)$$

$$\mathcal{D}^{-1}\{\mathbf{y}\}[k] = \sum_{n=0}^{N-1} y[n] e^{j2\pi \frac{n}{N} k}. \quad (2.5.4)$$

Formal kann dies als Matrixprodukt der Gewichtungsmatrix  $\mathbf{W}^T$ , die aus den Spaltenvektoren  $\mathbf{w}_i$  zusammensetzt ist, mit dem Signalvektor  $\mathbf{x}$  formuliert werden:

$$\mathcal{D}\{\mathbf{x}\}[i] = \mathbf{w}_i^T \mathbf{x}, \quad (2.5.5)$$

$$= \begin{bmatrix} 1 & e^{-j2\pi\frac{1}{N}i} & \dots & e^{-j2\pi\frac{N-1}{N}i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x[0] \\ x[1] \\ \dots \\ x[N-1] \end{bmatrix},$$

$$\mathcal{D}\{\mathbf{x}\} = \mathbf{y} = \mathbf{W}^T \mathbf{x}, \quad (2.5.6)$$

$$= \begin{bmatrix} \mathbf{w}_0 & \mathbf{w}_1 & \mathbf{w}_2 & \dots & \mathbf{w}_{N-1} \end{bmatrix}^T \mathbf{x}.$$

Für die Rücktransformation wird die komplex-konjugierte Gewichtungsmatrix angewendet. Mit dem hermiteschen Operator  $\dagger$ , der die Operationen komplex konjugiert und transponiert zusammenfasst, ist

$$\mathcal{D}^{-1}\{\mathbf{y}\} = \mathbf{x} = \mathbf{W}^\dagger \mathbf{y}. \quad (2.5.7)$$

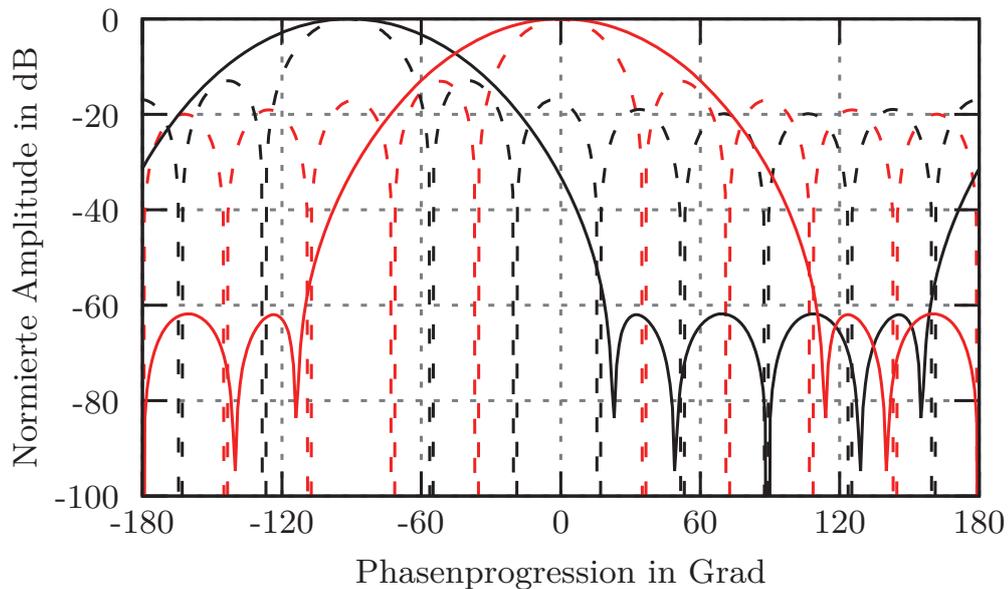
Bei Anwendung der DFT ist zu beachten, dass die Signale durch periodische Funktionen nachgebildet werden. Aus diesem Grund wirken sich Diskontinuitäten am Rand der zu transformierenden Signale (in den Bereichen  $k=0$  und  $k=N-1$ ) negativ auf das Ergebnis der Transformation aus. Insbesondere entstehen dadurch Nebenmaxima, die sich mit anderen realen Maxima überlagern, und eine Unterscheidung von echtem zu scheinbar vorhandenem Signalanteil erschweren. Um dieses Verhalten zu verbessern, werden sogenannte Fensterfunktionen eingesetzt, die für einen kontinuierlichen Verlauf in den Randbereichen sorgen [29]. Die Auswirkung einer starken Fensterung bei einem Signal mit zehn Abtastpunkten ist in Abbildung 2.11 zu sehen: Das Hauptmaximum ist deutlich verbreitert und die Nebenmaxima werden stark abgesenkt. Bei der Verwendung von Fensterfunktionen ist daher immer ein Kompromiss zwischen diesen beiden Effekten zu finden.

Um mehrere Signale mit der gleichen Transformationsmatrix zu verarbeiten, wird in Gleichung (2.5.6) der Signalvektor  $\mathbf{x}$  durch eine Signalmatrix

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_0 & \dots & \mathbf{x}_{N-1} \end{bmatrix} \quad (2.5.8)$$

ersetzt. Das Ergebnis ist ebenfalls eine Matrix

$$\mathbf{Y} = \mathbf{W}^\dagger \cdot \mathbf{X} \quad (2.5.9)$$

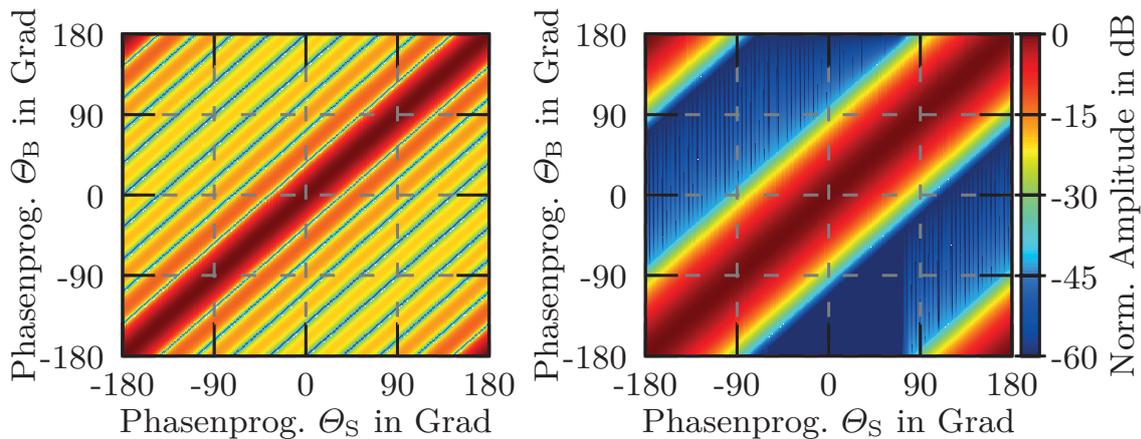


**Abbildung 2.11:** Zwei beispielhafte Spektren für Signale mit unterschiedlicher Phasenprogression (mit Rechteck-Fenster gestrichelt, mit Tschebyschow-Fenster durchgezogen).

mit den Ergebnissen der Transformation als Spalten. Diese Notation ist beim Beamforming hilfreich. Dort werden die Abtastwerte der Antennenelemente zu einem Zeitpunkt als Elemente des Signalvektors aufgenommen. Die Abtastwerte einer Rampe können so als eine Matrix nach Gleichung (2.5.8) an den Beamformer übergeben werden. In Abbildung 2.12 ist das Resultat einer solchen Auswertung dargestellt. Die Phasenprogression  $\Theta_S$  des einfallenden Signals wurde zwischen  $-180^\circ$  und  $-180^\circ$  variiert und ist auf der x-Achse aufgetragen. Die Phasenprogression  $\Theta_B$  des Beamformers (vgl. Gleichung (2.5.3)) hat denselben Umfang und ist auf der y-Achse aufgetragen. Bei dieser Darstellung sind eventuell auftretende Winkelfehler, die bei einer Betrachtung von wenigen Richtdiagrammen übersehen werden könnten, sofort zu erkennen. Insbesondere bei der Anwendung von Adaptive Nulling, siehe Kapitel 2.5.2, S. 32, ist diese Auswertung hilfreich bei der Bewertung der Qualität der Signalverarbeitung.

### Anwendung der FT zur Winkelschätzung bei Gruppenantennen

In Kapitel 2.3.2 wurde die Berechnung des Richtdiagramms einer Antennengruppe vorgestellt. Die Berechnungsvorschrift für das Richtdiagramm nach Gleichung (2.3.5) kann durch geschickte Substitution der Variablen in eine Fourier Transformation umgeformt werden:



**Abbildung 2.12:** Zweidimensionale Darstellung der Amplituden eines Signals mit der Phasenprogression  $\Theta_S$  nach einem Beamformer mit der Phasenprogression  $\Theta_B$ , links mit Rechteckfenster und rechts mit Tschebyschow-Fenster.

$$G(\Theta) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{j\varphi_n} \cdot e^{-j2\pi \frac{nd_0}{\lambda} \sin \Theta} \quad \text{mit } u = \frac{d_0}{\lambda} \sin \Theta,$$

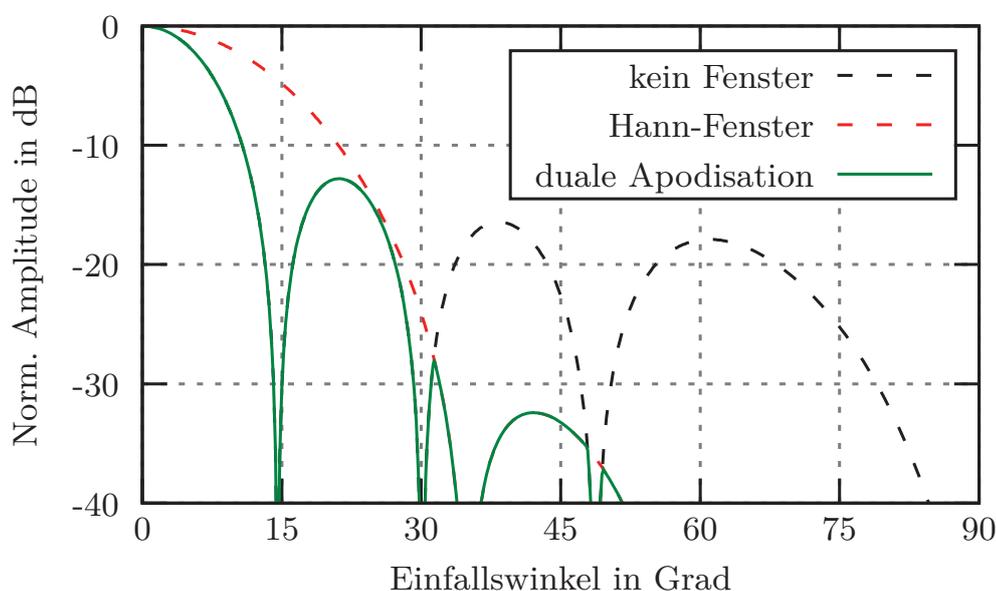
$$G(u) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{j\varphi_n} \cdot e^{-j2\pi nu} \quad u \in (-1,1] \quad (2.5.10)$$

Damit kann das Richtdiagramm einer Antenne durch die Fourier-Transformation ihrer Aperturbelegung bestimmt werden. Es kann ebenfalls gezeigt werden, dass aus der komplexen Aperturbelegung, die aus einer eintreffenden ebenen Welle resultiert, deren Einfallsrichtung bestimmt werden kann. Damit ist das Problem der Richtungsschätzung äquivalent zu einer Frequenzschätzung.

### Nebenkeulenunterdrückung mit dualer Apodisation

Bei der Verwendung von Fensterfunktionen ist immer ein Kompromiss zwischen Auflösung (Breite der Hauptkeule) und Nebenkeulenunterdrückung zu finden. In [45] ist ein nichtlineares Verfahren vorgeschlagen, um dieses Verhalten zu verbessern. Die Bezeichnung Apodisation wurde aus der Optik übernommen: Dort werden durch Verwendung von Verlaufsblenden, vergleichbar mit Fensterfunktionen, Beugungsringe unterdrückt. Beim in [45] vorgeschlagenen Verfahren wird das Eingangssignal mit mehreren Fensterfunktionen verarbeitet

und im Anschluss das Minimum aus allen Teilergebnissen als Endergebnis verwendet. In Abbildung 2.13 ist dies für die Verarbeitung ohne Fenster (beziehungsweise mit Rechteck-Fenster) und mit einem Hann-Fenster dargestellt. Bei dem Ergebnis ohne Fenster fallen die Nebenkeulen nur sehr langsam ab, beim Hann-Fenster dagegen sehr schnell, aber mit dem Nachteil einer sehr breiten Hauptkeule. Bei der dualen Apodisation wird über den Winkelbereich immer das Minimum aus beiden Kurven betrachtet, was sich in einer schmalen Hauptkeule mit guter Nebenkeulenunterdrückung bei großen Winkeln äußert.



**Abbildung 2.13:** Darstellung der Nebenkeulenunterdrückung bei dualer Apodisation.

## 2.5.2 Adaptive Verfahren

### Definition und Bestimmung der Korrelationsmatrix

Für viele der im Folgenden vorgestellten Algorithmen zur Spektralanalyse wird die sogenannte Korrelationsmatrix benötigt (vgl. auch [44] für eine detaillierte Beschreibung). Allgemein ist die Korrelation zweier Funktionen  $X$  und  $Y$  als der Erwartungswert aus dem Produkt der beiden definiert:

$$K \{X, Y\} (t) = E \{XY^*\} , \quad (2.5.11)$$

$$= \int X(\tau) Y^*(t - \tau) d\tau . \quad (2.5.12)$$

Für die zeitdiskreten Folgen  $\mathbf{x}$  und  $\mathbf{y}$  mit Länge  $N$  resultiert folgende Korrelation:

$$K \{\mathbf{x}, \mathbf{y}\} [k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] y^*[n - k] . \quad (2.5.13)$$

Die Autokorrelationsmatrix setzt sich aus den Korrelationen einer Folge  $\mathbf{x} [k]$  und ihrer zeitlich verschobenen Kopie zusammen:

$$r_{i,j} = K \{\mathbf{x}, \mathbf{x}\} [i - j] , \quad (2.5.14)$$

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} K \{\mathbf{x}, \mathbf{x}\} [0] & K \{\mathbf{x}, \mathbf{x}\} [1] & K \{\mathbf{x}, \mathbf{x}\} [2] & \cdots \\ K \{\mathbf{x}, \mathbf{x}\} [-1] & K \{\mathbf{x}, \mathbf{x}\} [0] & K \{\mathbf{x}, \mathbf{x}\} [1] & \cdots \\ \vdots & & & \end{bmatrix} . \quad (2.5.15)$$

In Matrixschreibweise:

$$\mathbf{R} = E \left\{ \mathbf{x} \mathbf{x}^\dagger \right\} , \quad (2.5.16)$$

mit dem Signalvektor  $\mathbf{x} = [x[0] \ x[1] \ \dots \ x[N-1]]^T$  der Länge  $N$ .

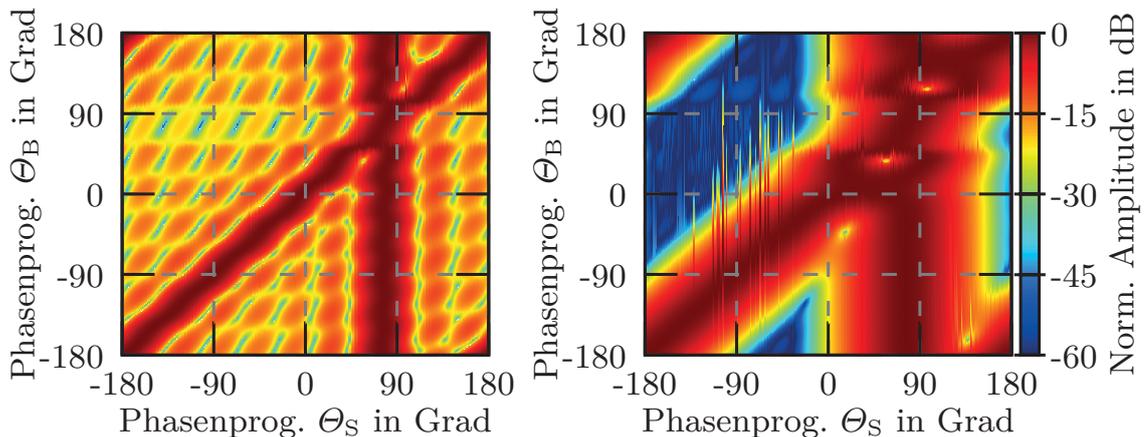
In der Theorie ist die Kovarianzmatrix  $\mathbf{R}$  durch eine unendliche Anzahl linear unabhängiger Messungen exakt bestimmbar. In der Realität ist durch die begrenzte Anzahl  $M$  an Messungen nur eine Schätzung  $\hat{\mathbf{R}}$  möglich [46]:

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \mathbf{x}_m \mathbf{x}_m^\dagger . \quad (2.5.17)$$

Im Folgenden wird in den angegebenen Gleichungen grundsätzlich die Korrelationsmatrix  $\mathbf{R}$  verwendet. Für die praktische Implementierung der Algorithmen ist diese durch die Schätzung  $\hat{\mathbf{R}}$  zu ersetzen.

### Adaptives Nullsetzen von Signalen

Die bisher vorgestellten Verfahren zielen darauf ab, die Frequenz mehrerer Signale (in der Regel Nutzsingale) so gut wie möglich zu bestimmen. Existieren neben den Nutzsingalen weitere unerwünschte Signale, können diese mithilfe von Nullstellen im Richtdiagramm der Antenne unterdrückt werden. Abbildung 2.14 gibt ein Beispiel für ein unerwünschtes Signal mit konstanter Winkelposition (Parameter wie in Abbildung 2.12; das unerwünschte Signal hat dieselbe Amplitude wie das Nutzsignal). Die Phasenprogression des Nutzsignals wurde wie in Abbildung 2.12 über den gesamten Eindeutigkeitsbereich variiert. Dabei wird deutlich, dass nicht nur der Winkelbereich, in dem sich das unerwünschte Signal befindet, sondern auch der Bereich der Nebenkeulen des Nutzsignals stark von dem unerwünschten Signal beeinflusst wird. In diesem Bereich können in einem komplexeren Szenario möglicherweise vorhandene schwache Nutzsignale verdeckt werden.



**Abbildung 2.14:** Zweidimensionale Darstellung des Amplitudenverlaufs eines Signals mit der Phasenprogression  $\Theta_S$  und einem unerwünschten Signal bei etwa  $80^\circ$  nach einem Beamformer mit der Phasenprogression  $\Theta_B$ , links mit Rechteckfenster und rechts mit Tschebyschow-Fenster.

Formal kann das dargestellte Szenario mit einem Nutz- und einem unerwünschten Signal folgendermaßen beschrieben werden: Das Empfangssignal setzt sich zusammen aus dem Nutzsignal  $\mathbf{x}$  mit der variablen Phasenprogression  $\Theta_S$

$$x[k](\Theta_S) = e^{-jk\Theta_S} \quad (2.5.18)$$

und dem unerwünschten Signal  $\mathbf{y}$  mit der festen Phasenprogression  $\Theta_{IF}$

$$y[k](\Theta_{IF}) = e^{-jk\Theta_{IF}}. \quad (2.5.19)$$

Damit ist für einen Beamformer in Richtung des Nutzsignals das Ausgangssignal

$$\mathbf{a}(\Theta_B, \Theta_S) = \mathbf{w}^T(\Theta_B) (\mathbf{x}(\Theta_S) + \mathbf{y}(\Theta_{IF})) . \quad (2.5.20)$$

Um die Richtdiagramme für mehrere Winkel  $\Theta_{B,n}$  mit  $n = 0 \dots N-1$  mit den Gewichten  $\mathbf{w}_n = \mathbf{w}(\Theta_{B,n})$  (analog für die anderen Vektoren) zu betrachten, kann die Gleichung in Matrixschreibweise überführt werden:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{a}_0 \\ \mathbf{a}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{a}_{N-1} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_0^T \\ \mathbf{w}_1^T \\ \vdots \\ \mathbf{w}_{N-1}^T \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{x}_0^T + \mathbf{y}_{IF}^T \\ \vdots \\ \mathbf{x}_{N-1}^T + \mathbf{y}_{IF}^T \end{bmatrix}^T ,$$

$$\mathbf{A}^T = \mathbf{W}^T \cdot (\mathbf{X} + \mathbf{Y}) . \quad (2.5.21)$$

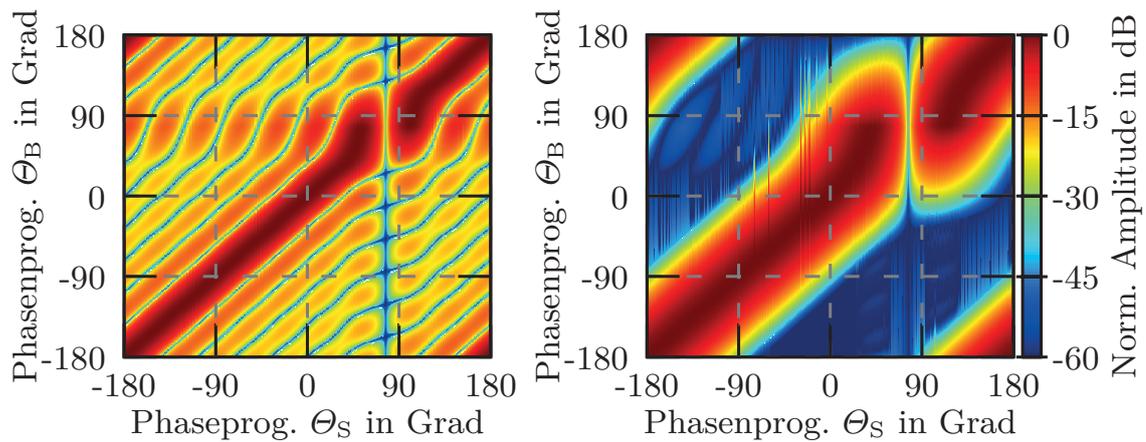
Die Auswertung ergibt die in Abbildung 2.14 dargestellten Ergebnisse. Um das Signal  $\mathbf{y}$  zu unterdrücken beziehungsweise herauszufiltern, muss eine Nullstelle in die entsprechende Richtung gesetzt werden. Eine geeignete Gewichtungsmatrix kann durch Erzeugung einer Matrix  $\mathbf{N}_{IF}$ , die nur in Richtung des unerwünschten Signals ein Maximum hat, und anschließender Invertierung dieser Matrix, gefunden werden [46–48] (*Sample Matrix Inversion*, SMI):

$$\begin{aligned} \mathbf{N}_{IF} &= (\mathbf{R}_{IF} + \varepsilon \mathbf{I})^{-1} , \\ &= \left( \mathbf{y}_{IF} \mathbf{y}_{IF}^\dagger + \varepsilon \mathbf{I} \right)^{-1} . \end{aligned} \quad (2.5.22)$$

Der Faktor  $\varepsilon \mathbf{I}$  (mit der Einheitsmatrix  $\mathbf{I}$ ) ist notwendig, da die Matrix  $\mathbf{R}_{IF}$  den Rang eins hat und somit singular und nicht invertierbar ist. Der Faktor stellt den vollen Rang her, reduziert aber gleichzeitig die Unterdrückungsleistung entsprechend. Für eine praktische Implementierung kann er jedoch klein genug gewählt werden, damit die sich ergebende Nullstelle ausreichend tief ist. Mit der so bestimmten Nulling-Matrix kann Gleichung (2.5.21) entsprechend angepasst werden:

$$\mathbf{A}^T = \mathbf{W}^T \mathbf{N}_{IF} (\mathbf{X} + \mathbf{Y}) . \quad (2.5.23)$$

Wird dieses Verfahren auf die in Abbildung 2.14 verwendeten Signale angewendet, resultiert ein Spektrum wie in Abbildung 2.15 dargestellt: Das unerwünschte Signal ist unterdrückt und an seine Stelle ist eine tiefe Nullstelle getreten, die das Nutzsignal nur in direkter Umgebung beeinflusst.



**Abbildung 2.15:** Zweidimensionale Darstellung des Amplitudenverlaufs eines Signals mit der Phasenprogression  $\Theta_S$  nach einem Beamformer mit der Phasenprogression  $\Theta_B$  und einer Nullstelle bei etwa  $80^\circ$ , links mit Rechteckfenster und rechts mit Tschebyschow-Fenster.

## 2.6 Zieldetektion mittels CFAR

Nach der Rohsignalverarbeitung müssen die interessanten Bereiche des Entfernungsspektrums (die Ziele) von den uninteressanten (Clutter und Rauschen) getrennt werden. Dies geschieht durch geeignete Wahl eines Schwellwertes, dessen Amplitude überschritten werden muss. Bereiche des Entfernungsspektrums, deren Amplitude unter dem Schwellwert liegt, werden verworfen. Da der Rauschteppich eines Radarbildes nicht über alle Entfernung-Doppler-Zellen konstant ist, muss die Schwelle nachgeführt werden. Diese Anpassung kann durch sogenannte CFAR (*Constant False Alarm Rate*)-Algorithmen [49] erfolgen. Dabei wird in der lokalen Umgebung der zu untersuchenden Zelle die Amplitude des lokalen Rauschens geschätzt und gewichtet. Abhängig von dieser Gewichtung resultiert eine Falschalarmwahrscheinlichkeit  $P_f$ . In der Praxis wird  $P_f$  applikationsspezifisch vorgegeben und daraus der notwendige Abstand der Detektionsschwelle zum Rauschen bestimmt. Im Folgenden soll beispielhaft das Ordered Statistics CFAR (OS-CFAR, [49]) erläutert werden.

Der Ablauf des OS-CFAR ist in Abbildung 2.16 dargestellt: Die Eingangssequenz wird sortiert, und im sortierten Signal repräsentiert der  $k$ -te Wert das lokale Rauschen. Dieses ergibt mit  $w$  gewichtet die Schwelle für die Zelle an der Stelle  $X$ . Aus den Parametern Fensterlänge  $N$ , Index des repräsentativen Rauschewerts  $k$  und Gewichtung  $w$  kann die FAR bestimmt werden [50]:

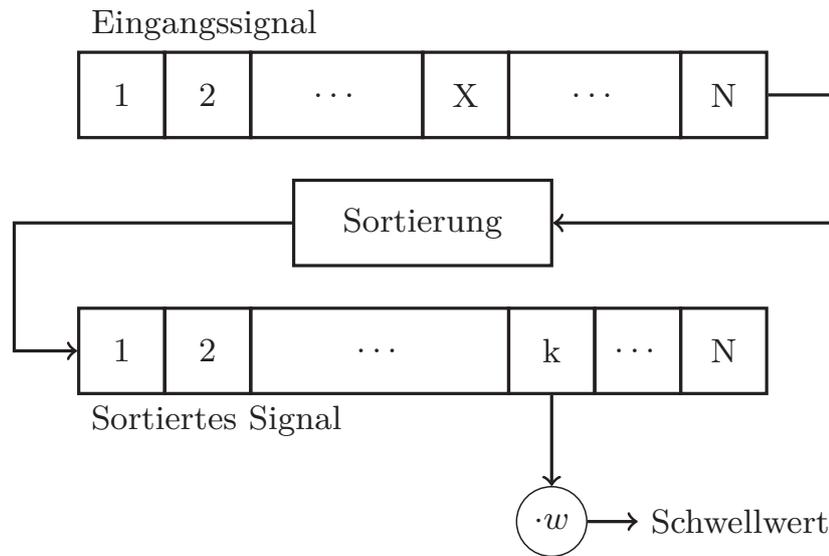


Abbildung 2.16: Ablaufdiagramm des OS-CFAR Algorithmus.

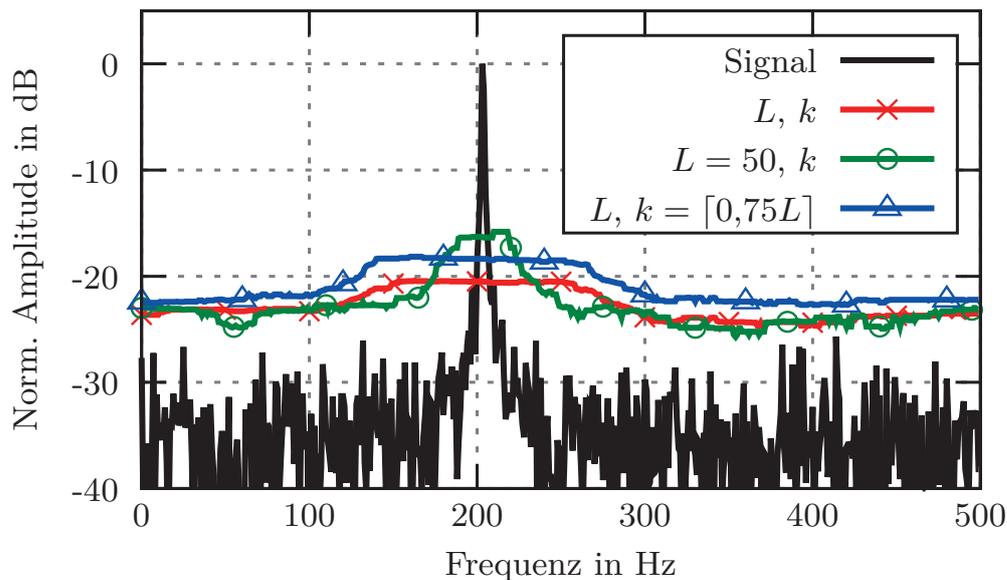


Abbildung 2.17: Darstellung eines Signalverlaufs und daraus berechneten Detektionsschwellen mit verschiedenen Parametern (wenn nicht anders angegeben ist  $L=150$  und  $k=\lceil 0,75L \rceil$ ).

$$P_f = \prod_{j=1}^{k-1} \frac{N-j}{N-j+w}. \quad (2.6.1)$$

In Abbildung 2.17 ist ein beispielhafter Signalverlauf mit einer Spitze und mehreren Schwellen, die mit unterschiedlichen Parametern bestimmt wurden, dargestellt. Dabei ist neben der Höhe der Schwellen auch sichtbar, wie abhängig von der Länge  $N$  die Schwankungen des Signals besser nachgebildet werden. In der Praxis ist daher ein Kompromiss zwischen dem Verhalten bei Clutter-Spitzen und der Empfindlichkeit für kleine Signale nötig.

### 2.7 Weiterführende Signalverarbeitung

Nach der Detektion einzelner Ziele erfolgt die weitergehende Signalverarbeitung. Dabei werden die detektierten Ziele zu sogenannten Clustern gruppiert, nach Möglichkeit klassifiziert, und verfolgt. Diese verfolgten Cluster werden vom Sensor an die Funktionen weitergegeben, die daraus Informationen für die aktuell benötigten Aktionen (zum Beispiel Warnungen oder Bremsmanöver) ableiten.

Die Gruppierung einzelner Detektionen kann anhand verschiedener Kriterien erfolgen. Zu dem räumlichen Abstand kommt bei den meisten Radarsensoren noch die Geschwindigkeit als wichtige Information. Anhand dieser kann zum Beispiel ein Fußgänger, der an einem stehenden Fahrzeug vorbeigeht, als individuelles Objekt vom stehenden Fahrzeug unterschieden werden.

Sind die einzelnen Cluster erstellt, werden diese an die Zielverfolgung übergeben, der die in der Regel verrauschten Messungen zeitlich integriert und daraus die für die nachfolgenden Funktionen wichtigen Informationen aufbereitet. Die Zielverfolgung wird dabei häufig mit einem Kalman-Filter [51] realisiert [23].

### 2.8 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurden aktuell verwendete Radarverfahren und die zugehörigen Signalverarbeitungsschritte vorgestellt. Bei den Verfahren wurde vor allem auf linear frequenzmodulierte Verfahren eingegangen, insbesondere auf FMCW und schnelle Rampen. Das Schnelle-Rampen-Verfahren hat den Vorteil, dass bei der Verwendung von digitaler Strahlformung zur Auswertung der Entfernungs-, Geschwindigkeits- und Winkelinformation eines Zieles nur Fourier-Transformationen zum Einsatz kommen. Diese können über eine FFT effizient berechnet werden, was die notwendige Rechenkapazität sowie die Leistungsaufnahme und nicht zuletzt die Kosten eingesetzter Signalprozessoren minimiert. Darüber hinaus existieren zur Spektralanalyse weitere Verfahren, die auf Kosten der Komplexität und erhöhten Anforderungen an das SNR eine bessere Winkeltrennfähigkeit als die FFT aufweisen.



Im Weiteren wurden Verfahren vorgestellt, die aus dem Spektrum, das die Rohsignalverarbeitung liefert, einzelne Ziele detektieren. Die Berechnung einer Detektionsschwelle über das OS-CFAR wurde beschrieben, da dieses Verfahren ebenfalls später verwendet wird.



## KAPITEL 3

---

# Interferenz bei automobilen Radarsensoren

---

### 3.1 Einführung

In diesem Kapitel sollen theoretische Untersuchungen zu Interferenz und Störung von Radarsignalen im automobilen Umfeld vorgestellt werden. Dazu wird zuerst die Verwendung der Begriffe Störung und Interferenz festgelegt. Danach werden allgemeine Zusammenhänge eingeführt, bevor die Interferenz-Mechanismen der unterschiedlichen Signale dargestellt werden. Anschließend wird auf die Detektion eingegangen und die Verwendung von Interferenzsignalen als Informationsquelle diskutiert.

#### 3.1.1 Definitionen

Zu den Begriffen Störung und Interferenz liefert [52] folgende Begriffsdefinitionen:

**Definition 1** (Interferenz, Physik). *Interferenz bezeichnet Überlagerung zweier Wellen mit gleicher Frequenz.*

**Definition 2** (Störung). *Das Gestörtsein und dadurch beeinträchtigte Funktionstüchtigkeit.*

Aus diesen Begriffsdefinitionen werden für diese Arbeit folgende Konventionen abgeleitet:

**Konvention 1** (Interferenz). *I. liegt immer dann vor, wenn sich die Signale zweier oder mehrerer Sensoren in Zeit und Frequenz überlagern. Das Vorliegen von I. macht keine Aussage über die positive oder negative Beeinflussung eines der beteiligten Sensoren durch die Aussendung der anderen.*

Von Interferenz wird gesprochen, wenn ein empfangenes Signal  $s(t)$  durch die Superposition mehrerer Signale

$$s(t) = \sum_i s_i(t) \quad (3.1.1)$$

beschrieben werden kann. Die Signale  $s_i(t)$  sind dabei beliebige physikalisch mögliche (das heißt quadratintegrierbare) Empfangssignale, die nicht dieselbe Quelle haben.

**Konvention 2** (Störung). *Eine Störung bezeichnet in dieser Arbeit ein unerwünschtes Signal, das von einem Sensor empfangen wird und das Nutzsignal beziehungsweise das resultierende Messergebnis in negativer Weise beeinflusst.*

Eine Störung liegt also immer dann vor, wenn sich die Interferenz negativ auf das Messergebnis auswirkt.

#### 3.1.2 Definition zum Vorliegen einer Störung

In diesem Kapitel soll eine für den in dieser Arbeit vorliegenden Anwendungsfall gültige Definition einer Störung entsprechend Konvention 2 angegeben werden.

Ganz allgemein liegt eine Störung vor, wenn Nutzsignal und Interferenzsignal nicht eindeutig voneinander zu trennen sind. Für die Signalverarbeitung bedeutet dies, dass eine Störung vorliegt, sobald die Kreuzkorrelation des Nutzsignals und des Interferenzsignals ungleich null ist. Die Kreuzkorrelation zweier Signale  $s(t)$  und  $x(t)$  in einer Variablen ist über die Faltung

$$y(t) = s(t) * x^*(t) = \int s(t - \tau) x^*(\tau) d\tau \quad (3.1.2)$$

definiert (vergleiche zum Beispiel [53]). Für die Faltung gilt der Zusammenhang zwischen Zeitsignal  $y(t)$  und dessen Fourier Transformierten  $Y(f)$

$$\begin{aligned} Y(f) &= \mathcal{F}\{y(t)\}(f) = \mathcal{F}\{s(t) * x^*(t)\}(f), \\ &= \mathcal{F}\{s(t)\}(f) \cdot \mathcal{F}\{x^*(t)\}(f). \end{aligned} \quad (3.1.3)$$

Dieser Zusammenhang gilt umgekehrt auch für die Multiplikation von Zeitsignalen. Daraus folgt direkt der triviale Zusammenhang, dass eine Störung in linearen Systemen nur bei sich überlappenden Spektren der einzelnen Signale entstehen kann.

## 3.2 Interferenzmechanismen

### 3.2.1 Thermisches Rauschen

Die einfachste Form eines Interferenzsignals (im Sinne von Konvention 1) ist das thermische Rauschen. Die an einem angepassten Empfängereingang anliegende Rauschleistung  $P_N$  ist

$$P_N = k_B T_S B, \quad (3.2.1)$$

$$= k_B (T_0 + T_E) B, \quad (3.2.2)$$

mit der Boltzmann Konstante  $k_B$ , der Bandbreite  $B$  und der Systemrauschtemperatur  $T_S$ , die sich aus der Umgebungstemperatur  $T_0$  und der Empfängertemperatur  $T_E$  zusammensetzt. Für  $T_S=T_0=290$  K ergibt sich eine spektrale Rauschleistungsdichte von  $-174 \frac{\text{dBm}}{\text{Hz}}$  beziehungsweise  $-114 \frac{\text{dBm}}{\text{MHz}}$ . Dieser Wert stellt bei dieser Umgebungstemperatur die untere Schranke für einen perfekten Empfänger ohne Eigenrauschen dar. Bei realen Empfängern wird das Eigenrauschen durch die Rauschzahl  $F$  beschrieben [21]:

$$\begin{aligned} F &= \frac{T_S}{T_0} = \frac{T_0 + T_E}{T_0}, \\ &= 1 + \frac{T_E}{T_0}. \end{aligned} \quad (3.2.3)$$

Damit wird die Rauschleistungsdichte am Empfängereingang:

$$P_N = k_B T_0 F B. \quad (3.2.4)$$

Eine wichtige Eigenschaft von thermischem Rauschen ist, dass es sich in den meisten praktisch relevanten Fällen gleichförmig über alle Frequenzen verteilt (dann wird von weißem Rauschen gesprochen) und die Autokorrelationsfunktion eines weißen Rauschsignals  $s_\sigma(t)$  einem Dirac-Impuls entspricht [53]. Für CW-Radarverfahren resultiert diese spektrale Rauschleistungsdichte direkt in der Rauschleistung, bezogen auf die Auswertebandbreite. Beim FMCW-Verfahren kann einer Entfernungszelle eine Bandbreite zugewiesen werden. Für einen beispielhaften Sensor mit 25 MHz Abtastrate (und damit 12,5 MHz ZF-Bandbreite) und 512 Samples pro Rampe ist die Bandbreite für eine Entfernungszelle 48,8 kHz und die zugehörige Rauschleistung  $-124$  dBm. Wegen der nicht vorhandenen Seitenbandunterdrückung ist dabei ein Faktor 2 in der Bandbreite entsprechend 3 dB in der Rauschleistung zu berücksichtigen. Mit der Radargleichung (2.2.1), kann damit abgeschätzt werden, ab welcher Entfernung ein bestimmtes Ziel aufgrund unzureichendem SNR nicht mehr zuverlässig detektiert werden kann. Diese Abschätzung ist ebenfalls für die realistische Simulation in Kapitel 4, S. 65ff von Bedeutung.

### 3.2.2 Interferenz von FMCW-Signalen

Die Abbildungen 3.1 und 3.2 stellen den Frequenzverlauf von FMCW-Signalen mit unterschiedlicher Steigung dar. Dabei verdeutlicht Abbildung 3.1 den gesamten Verlauf der verschiedenen Rampen, wohingegen Abbildung 3.2 nur den Verlauf der Zwischenfrequenzen nach der Demodulation durch Multiplikation mit dem Nutzsignal angibt:

$$s_{\text{Demod}}(t) = s_{\text{N}}(t) s_{\text{IF}}(t), \quad (3.2.5)$$

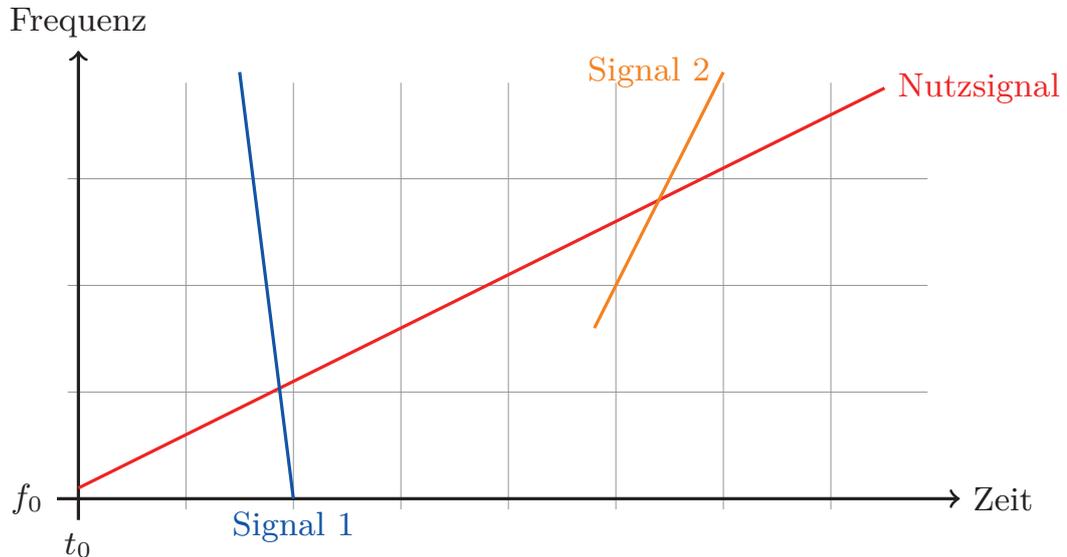
$$= \cos\left(\pi S_{\text{N}} t^2 + 2\pi f_{0,\text{N}} t + \varphi_{\text{N}}\right) \cos\left(\pi S_{\text{IF}} t^2 + 2\pi f_{0,\text{I}} t + \varphi_{\text{I}}\right). \quad (3.2.6)$$

Nach Auswertung von Gleichung (3.2.6) ergibt sich für die Frequenz des resultierenden Interferenzsignals im ZF-Bereich

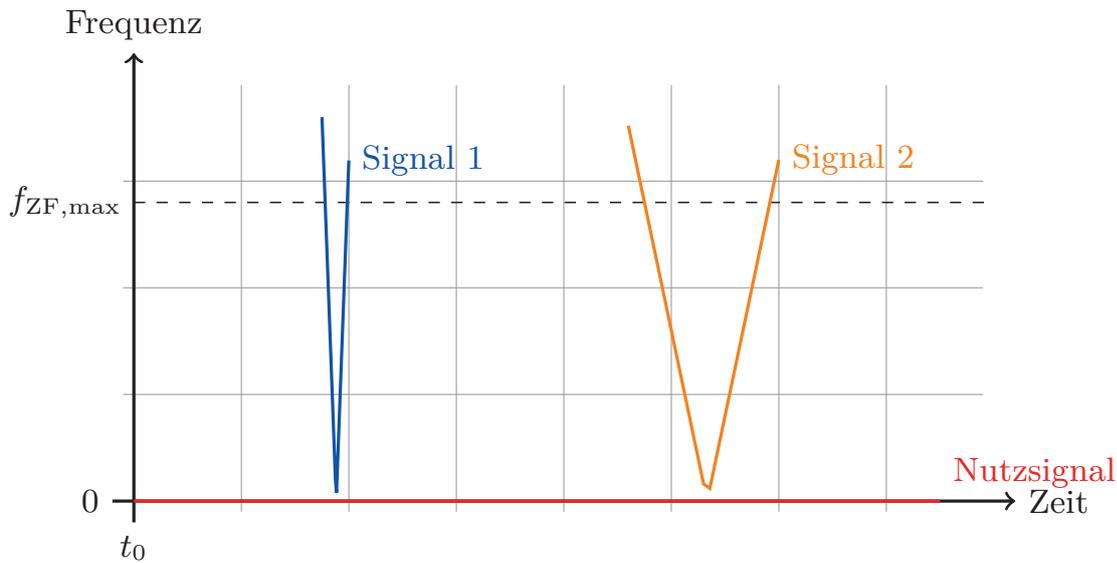
$$f_{\text{I}}(t) = |f_{\text{N}}(t) - f_{\text{I}}(t)|, \quad (3.2.7)$$

$$= |(S_{\text{N}} - S_{\text{I}}) t + f_{0,\text{N}} - f_{0,\text{I}}|. \quad (3.2.8)$$

Die resultierende Frequenzrampe hat also eine Steigung proportional zur Differenz der Steigungen der beteiligten Signale. Damit ergibt sich im Zwischenfrequenzbereich die charakteristische V-Form der FMCW-FMCW-Interferenz. In



**Abbildung 3.1:** Frequenzverlauf einer FMCW-Rampe und zweier sich schneidender Rampen mit unterschiedlicher Steigung.



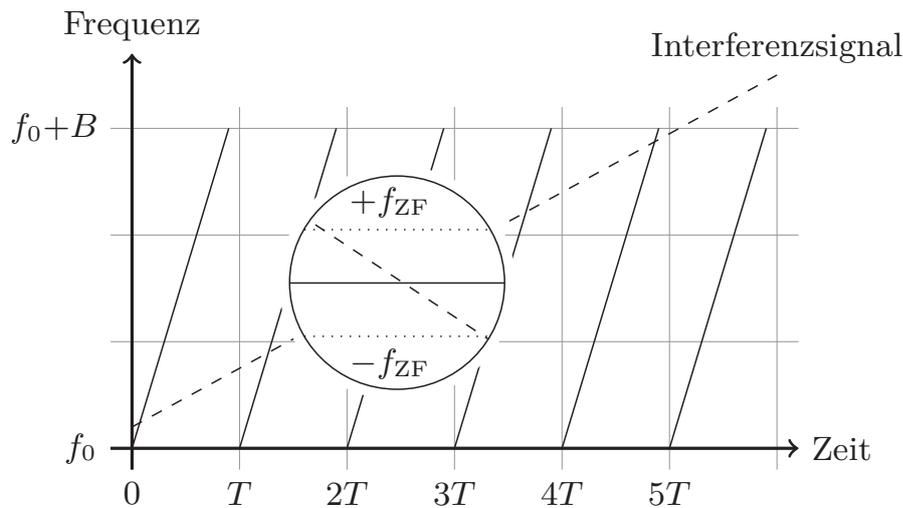
**Abbildung 3.2:** Darstellung des Frequenzverlaufs der heruntergemischten Signale der in Abbildung 3.1 dargestellten Situation.

Abbildung 3.2 ist dies so dargestellt, dass nur an den Schnittpunkten der Rampen, solange sich die Interferenzsignale unterhalb der Grenzfrequenz  $f_{ZF,max}$  des ZF-Filters befinden, ein Mischprodukt erscheint [54, 55]. Da die Frequenzrampe aber für die kurze Zeit, in der sie sich im Bereich der ZF befindet, alle Frequenzen belegt, ergibt sich nach der Transformation in den Frequenz- bzw. Entfernungsbereich ein breitbandiger Störsockel, der sich über den gesamten Entfernungsbereich erstreckt. Die Amplitude des Interferenzsignals bestimmt dabei ebenfalls die Amplitude des Störsockels. Die Länge und Phasenlage des Signals bestimmt maßgeblich die Form des Spektrums.

### 3.2.3 Interferenz bei Radaren mit schnellen Rampen

Schnelle Rampen [24, 25] unterscheiden sich von den klassischen FMCW-Rampen in ihrer Dauer und in der zeitlichen Abfolge (siehe Kapitel 2.2.4, S. 14). Dadurch ergeben sich, wie in [56] dargestellt, zur FMCW-Interferenz vergleichbare Effekte. Hinzu kommt eine zeitliche Änderung durch die Verwendung mehrerer Rampen und damit auch die Beeinflussung des Geschwindigkeitsspektrums (vgl. Abbildung 3.3).

Die Auswirkung eines Interferenzsignals hängt dabei maßgeblich von dessen zeitlichem Verlauf ab. Hat das Signal eine konstante Frequenz, so schneidet es alle Rampen an derselben Stelle. Liegt zusätzlich noch eine konstante Phasenbeziehung der einzelnen Abtastwerte an dieser Stelle vor, verteilt sich die



**Abbildung 3.3:** Frequenzverlauf mehrerer Rampen und eines Interferenzsignals mit geringer Steigung, wie es im Fall schnelle Rampen mit FMCW-Interferenz vorkommt. Vergrößert dargestellt ist eine Rampenkreuzung mit der ZF-Bandbreite von  $-f_{ZF}$  bis  $+f_{ZF}$ .

Energie des Interferenzsignals auf die Entfernungszellen innerhalb einer Geschwindigkeitszelle. In der Realität ergibt sich durch unterschiedliches Phaserauschausen der Oszillatoren eine Verbreiterung des Dopplerspektrums des Interferenzsignals. Ändert sich die Momentanfrequenz des Signals über den Verlauf der Rampen, beispielsweise wie bei einem FMCW-Signal, ändert sich mit der Frequenz des Interferenzsignals ebenfalls der Zeitpunkt der Rampenkreuzungen. Daraus resultiert eine nicht äquidistante Sequenz von kürzeren Pulsen, die zu einem breitbandigen Dopplerspektrum führen. Da in Entfernungsrichtung ebenfalls ein breitbandiges Spektrum vorliegt, führt FMCW-Interferenz bei einem auf dem Schnelle-Rampen-Verfahren basierenden Radarsensor in den meisten Fällen zu einer Anhebung des Rauschteppichs. Zumindest durch Simulation können aber Fälle konstruiert werden, bei denen dies nicht der Fall ist (vgl. Kapitel 4, S. 65ff).

#### 3.2.4 Nichtlineare Effekte in analogen Baugruppen

Da die Empfangssignale vor ihrer Digitalisierung eine Kette aus analogen Baugruppen wie Mischern und Verstärkern durchlaufen, können dort weitere Effekte auftreten. Die bekannten Mechanismen sind Verzerrungen, die durch zu große Eingangssignale auftreten, und Intermodulationen, die bei der Verstär-

kung einer Überlagerung von Eingangssignalen entstehen können. Diese Effekte sollen anhand des folgenden Beispiels erläutert werden (aus [57]). Das Signal

$$a_{\text{ein}}(t) = a_1 \cos(\omega_1 t) + a_2 \cos(\omega_2 t) \quad (3.2.9)$$

mit den Amplituden der Einzelsignale  $a_1$  und  $a_2$  und Frequenzen  $\omega_1$  und  $\omega_2$  wird in die Funktion dritter Ordnung

$$a_{\text{aus}} = Ga_{\text{ein}} - Ka_{\text{ein}}^3 \quad (3.2.10)$$

eingesetzt. Die Parameter  $G$  und  $K$  beschreiben die Gewichtung des linearen und des kubischen Terms der Funktion. Nach ausmultiplizieren kann das Ausgangssignal in seine spektralen Anteile zerlegt werden. Das Signal bei der Grundfrequenz  $\omega_1$  setzt sich aus den Komponenten

$$\left( Ga_1 - \frac{3}{4}Ka_1^3 \right) \cos(\omega_1 t) \quad (3.2.11)$$

und

$$- \frac{3}{2}Ka_1 a_2^2 \cos(\omega_1 t) \quad (3.2.12)$$

zusammen (analog für das Signal bei  $\omega_2$ ). Der erste Term hängt nur von der Amplitude des Signals selbst ab, der zweite jedoch auch von der Amplitude des anderen Signals. Dies bedeutet, dass die Amplitudeninformation des einen Signals auf das andere übertragen wird, und es wird von Kreuzmodulation gesprochen. Weitere Signale entstehen bei den Frequenzen  $2\omega_1 - \omega_2$  und  $\omega_1 - 2\omega_2$ :

$$- \frac{3}{4}Ka_1^2 a_2 \cos((2\omega_1 - \omega_2)t) - \frac{3}{4}Ka_1 a_2^2 \cos((2\omega_2 - \omega_1)t) \quad (3.2.13)$$

Diese durch die nichtlineare Verstärkung entstandenen Signale liegen im Abstand von  $\omega_2 - \omega_1$  neben den ursprünglichen Signalen und werden als Intermodulationsprodukte bezeichnet. Neben diesen besitzt das Ausgangssignal noch weitere Komponenten bei höheren Frequenzen

$$\begin{aligned} & - \frac{3}{4}Ka_1^2 a_2 \cos((2\omega_1 + \omega_2)t) - \frac{3}{4}Ka_1 a_2^2 \cos((2\omega_2 + \omega_1)t) \\ & - \frac{1}{4}Ka_1^3 \cos(3\omega_1 t) - \frac{1}{4}Ka_2^3 \cos(3\omega_2 t) . \end{aligned} \quad (3.2.14)$$

In vielen Fällen können diese Signale durch Filter unterdrückt werden. Dies ist jedoch nicht möglich, wenn die nichtlineare Verstärkung im Basisband erfolgt

und die Frequenzen der Signale innerhalb der ZF-Bandbreite liegen. Dieser Fall kann bei der FMCW-Signalverarbeitung auftreten und wird in Kapitel 4.2.3, S. 80 dargestellt. Enthält die nichtlineare Kennlinie des Verstärkers Terme höherer Ordnung, so können die Frequenzen der im Ausgangssignal enthaltenen Signale allgemein durch

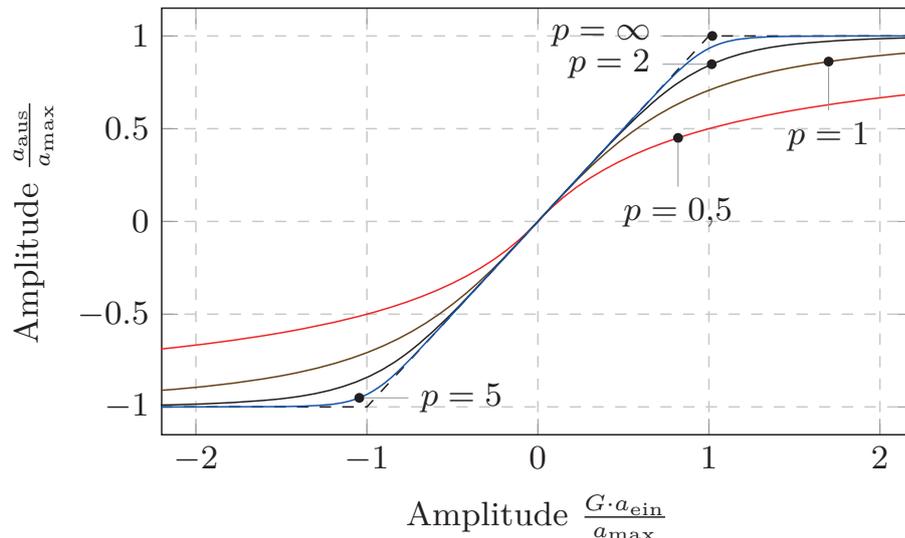
$$f_{n,m} = n\omega_1 + m\omega_2 \quad \text{mit } n, m \in \mathbb{Z} \quad (3.2.15)$$

angegeben werden.

Um den Einfluss von nicht-linearen Verstärkern auf das Interferenzverhalten von Radarsensoren zu untersuchen, wurde ein Modell implementiert, das die Nichtlinearität möglichst gut beschreibt. Neben dem bekannten Modell dritter Ordnung ist das Cann- oder Rapp-Modell [58–60] weit verbreitet und wurde in dieser Arbeit verwendet. Es beschreibt den Zusammenhang zwischen dem Eingangssignal mit der Amplitude  $a_{\text{ein}}$  und dem Ausgangssignal mit der Amplitude  $a_{\text{aus}}$  mithilfe der Verstärkung  $G$ , der maximalen Amplitude am Ausgang  $a_{\text{max}}$  und dem Glättefaktor (*smoothness factor*)  $p$ :

$$a_{\text{aus}}(a_{\text{ein}}) = \frac{G}{\left[1 + \left(\frac{G \cdot |a_{\text{ein}}|}{a_{\text{max}}}\right)^{2p}\right]^{\frac{1}{2p}}} \cdot a_{\text{ein}} \quad (3.2.16)$$

$$= G_{\text{eff}}(a_{\text{ein}}) \cdot a_{\text{ein}}. \quad (3.2.17)$$



**Abbildung 3.4:** Kennlinie eines realen Verstärkers nach dem Rapp-Modell mit verschiedenen Glättefaktoren  $p$ .

In Abbildung 3.4 sind mehrere Kennlinien für unterschiedliche Werte von  $p$  angegeben. Für große Werte von  $p$  nähert sich die Kennlinie der idealen durch die Versorgungsspannung begrenzten Form an. Für geringere Werte von  $p$  ist der nutzbare lineare Bereich deutlich verkleinert. Das bedeutet, dass ein Verstärker mit kleinem  $p$  eine größere maximale Ausgangsleistung aufweisen muss als ein Verstärker mit großem  $p$ , um den gleichen linearen Bereich zu bieten.

### Einfluss der Mischerstufe und Basisband-Filterung

Im Empfangsmischer wird das empfangene Signal direkt vom Hochfrequenz (HF)-Bereich ins Basisband umgesetzt. Mehrstufige Umsetzung ist Stand heute bei automobilen Radarsensoren aufgrund der hohen Komplexität nicht im Einsatz [23], aber Stand aktueller Forschung, beispielsweise um die verschiedenen Signale einer MIMO-Anordnung zu trennen [34]. Beim Heruntermischen des Empfangssignals treten, abhängig von der empfangenen Interferenzleistung und der Bandbreite des Interferenzsignals, unterschiedliche Effekte auf. Zum einen kann es durch das Phasenrauschen des Lokaloszillators zu einer Verbreiterung des Interferenzspektrums kommen. Dies liegt daran, dass in einem idealen Mischer das Eingangssignal mit dem Lokaloszillatorsignal multipliziert wird, was nach Gleichung (3.1.3) eine Faltung der Spektren bedeutet. Zum anderen werden Interferenzanteile, die außerhalb des Basisbandes liegen, durch das Basisbandfilter stark unterdrückt. Unter Annahme einer idealen Filterkurve ohne Dämpfung im Durchlassbereich und mit unendlicher Dämpfung im Sperrbereich ergibt sich das Verhältnis von Interferenzleistung im HF-Bereich  $P_{\text{HF}}$  zur Interferenzleistung im Basisband  $P_{\text{BB}}$  entsprechend der Signalbandbreiten im HF-Bereich  $B_{\text{HF}}$  und im Basisband  $B_{\text{BB}}$  [54] zu

$$\frac{P_{\text{HF}}}{P_{\text{BB}}} = \frac{B_{\text{HF}}}{2B_{\text{BB}}}. \quad (3.2.18)$$

Der Faktor 2 resultiert aus der nicht vorhandenen Seitenbandunterdrückung. Dadurch fallen Signale, die sich ober- wie unterhalb der Oszillatorfrequenz befinden, in den Durchlassbereich des Basisbandfilters.

### Analog-Digital-Wandlung der Interferenzsignale

Nach der Tiefpassfilterung werden die Empfangssignale analog-digital-gewandelt (vgl. Kapitel 2.4, S. 24). Durch den begrenzten Dynamikbereich des Wandlers wird die Amplitude eines Interferenzsignals auf einen maximalen Wert begrenzt. Bei harmonischen Nutzsignalen führt diese Amplitudenbegrenzung zu unerwünschten Verzerrungen, wie sie schon bei den nichtlinearen Verstärkern vorgestellt wurden (vgl. Kapitel 3.2.4, S. 44). Bei Interferenzsignalen ist diese

Tatsache durch das von vornherein breitbandige Spektrum von nachrangiger Bedeutung. Bei ihnen erfolgt durch die Amplitudenbegrenzung eine Beschränkung der Interferenzenergie. Unter der Annahme, dass sich die Energie des Interferenzsignals gleichförmig auf alle Entfernungs-Doppler-Zellen verteilt, ist die maximale zu erwartende Rauscherhöhung durch ein Interferenzsignal auf den Abstand des Rauschpegels und des maximalen Pegel des AD-Wandlers begrenzt. Für ein Interferenzsignal der Länge  $N_I$  mit der maximalen Amplitude  $2^{N_{\max}}$  resultiert eine Rauscherhöhung von

$$a_{\text{rel,I}} = 20 \log_{10} \left( 1 + \frac{N_{\text{IF}}}{N} 2^{N_{\max} - N_{\text{AWGN}}} \right) \text{ dB} \quad (3.2.19)$$

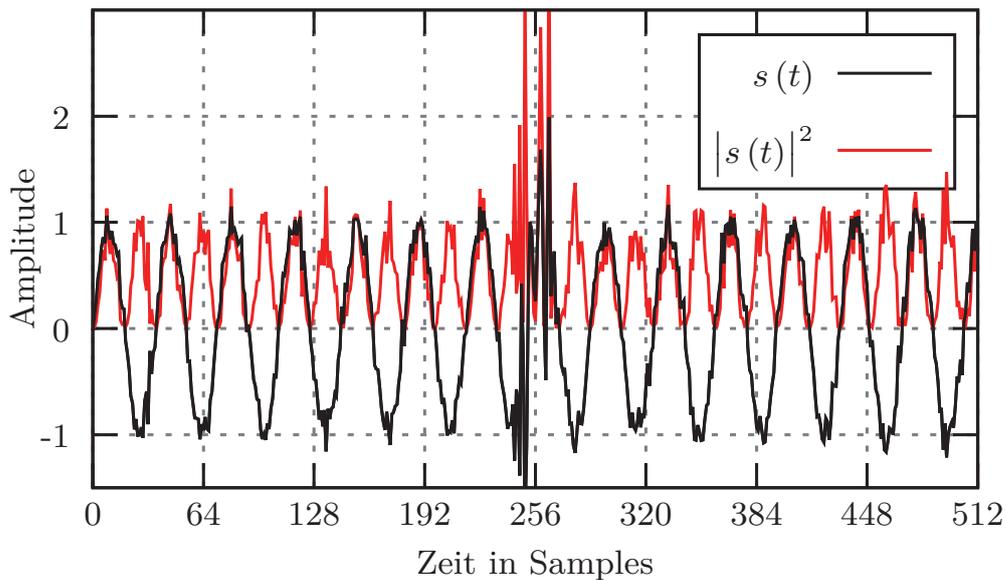
mit der Amplitude des Hintergrundrauschens von  $2^{N_{\text{AWGN}}}$  und der Gesamtlänge des Signals  $N$ . Somit führt ein Interferenzsignal, das 1% der Abtastwerte betrifft, bei einem AD-Wandler mit  $N_{\max} = 12$  und  $N_{\text{AWGN}} = 8,8$  (entsprechend dem in Kapitel 5, S. 101, verwendeten Sensor) zu einer Erhöhung des Hintergrundrauschens um maximal 0,8 dB.

### 3.3 Verfahren zur Detektion und Lokalisierung von Interferenz

Der charakteristische Verlauf eines empfangenen Signals beim FMCW-Radar unterscheidet sich im interferierten Fall deutlich von dem Fall, in dem nur Reflexionen des selbst ausgesandten Signals im Empfangssignal vorliegen. Ohne fremdes Interferenzsignal ergibt jedes empfangene Nutzsinal über der Messdauer einen sinusförmigen Verlauf mit konstanter Frequenz und annähernd konstanter Amplitude. Somit treten auch bei der Überlagerung vieler Signale, wie es in realen Szenarien der Fall ist, nur mit geringer Wahrscheinlichkeit einzelne Amplitudenspitzen auf. Das Signal eines anderen Radarsensors hat in der Regel ein breites Spektrum, das von den verschiedenen in Kapitel 3.2.2, S. 42ff vorgestellten Effekten herrührt (vgl. auch [55, 61]). Diese spektral breiten, beziehungsweise zeitlich kurzen, Signale lassen sich mittels unterschiedlicher Verfahren detektieren, die im Folgenden vorgestellt werden sollen.

#### 3.3.1 Schwellwerte

Bei der Detektion eines Interferenzsignals mittels eines konstanten Schwellwerts wird davon ausgegangen, dass das Nutzsinal gegenüber dem unerwünschten Signal einen homogenen Verlauf mit deutlich geringerer Amplitude besitzt. Diese Annahme kann bei einfachen Systemen durchaus gerechtfertigt sein, da schwache Interferenzsignale nach der Entfernungs-Doppler-Verarbeitung im Rauschen verschwinden. Darum kann diese Methode bei Systemen mit großer



**Abbildung 3.5:** Simulierter Amplitudenverlauf einer verrauschten Sinusschwingung mit überlagertem Interferenzsignal (um Sample 256) und dem quadrierten Summensignal.

verfügbarer Dynamik eine einfach anzuwendende und gleichzeitig zuverlässige Methode zur Detektion eines unerwünschten Signals sein. In Abbildung 3.5 ist die Simulation eines verrauschten Nutzsignals mit in der Mitte deutlich erkennbarem Interferenzsignal dargestellt. Die Spitzen des quadrierten Signals heben sich dabei deutlich vom Nutzsignal ab. Bei genauer Betrachtung ist jedoch zu erkennen, dass nur wenige Amplitudenwerte des durch das Interferenzsignal beeinflussten Signals signifikant über der Amplitude des verrauschten Nutzsignals liegen. Daraus kann geschlossen werden, dass eine konstante Schwelle entweder eine gute Detektionsleistung hat, gleichzeitig aber auch einige Signalanteile fälschlicherweise als Interferenz klassifiziert, oder wenige Falschdetektionen ausgibt, aber damit auch insgesamt eine schlechte Detektionsleistung aufweist.

### 3.3.2 Energiedetektion

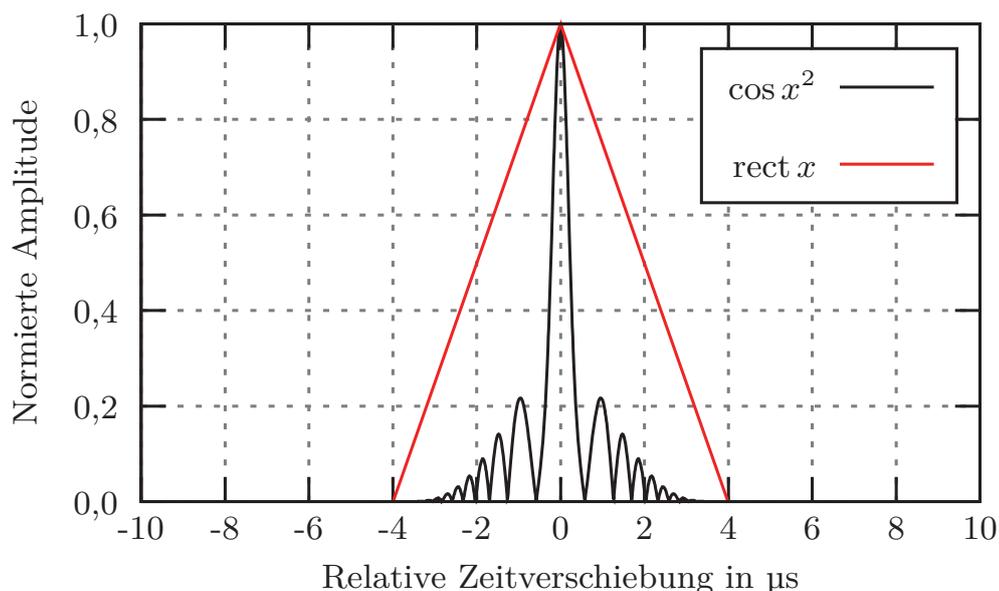
Die Detektionsleistung eines Schwellendetektors kann verbessert werden, indem die Schwelle nicht direkt aus der in einem Abtastwert enthaltenen Energie, sondern aus der über einen gewissen Zeitbereich aufsummierten Energie bestimmt wird. Damit wird der Einfluss einzelner Rauschspitzen auf die Schwelle vermindert und der Tatsache Rechnung getragen, dass die Energie eines FMCW-Nutzsignals im Zwischenfrequenzbereich über alle Abtastwerte verteilt ist. Die Energie des Interferenzsignals konzentriert sich dabei nur auf einen kurzen Zeit-

raum. Wird der Integrationsbereich auf die zu erwartende Länge eines Interferenzsignals angepasst, ergibt sich eine optimale Detektionsleistung, da die gesamte Interferenzenergie aufsummiert wird. Bei kürzerem Integrationsintervall wird nicht alle Energie integriert, bei zu langem Intervall verfälschen Rauschen und Nutzsignalanteile das Detektionsergebnis. Beim FMCW-Radar kann die typische Dauer eines CW-Interferenzsignals  $T_I$  aus der Rampensteigung  $S$  und der ZF-Bandbreite  $B$  abgeschätzt werden:

$$T_I = \frac{2B}{S}. \quad (3.3.1)$$

Da in der Praxis Interferenzsignale mit verschiedenen Steigungen vorkommen, kann mit der typischen Interferenzdauer nur ein Kompromiss angegeben werden.

#### 3.3.3 Matched Filter



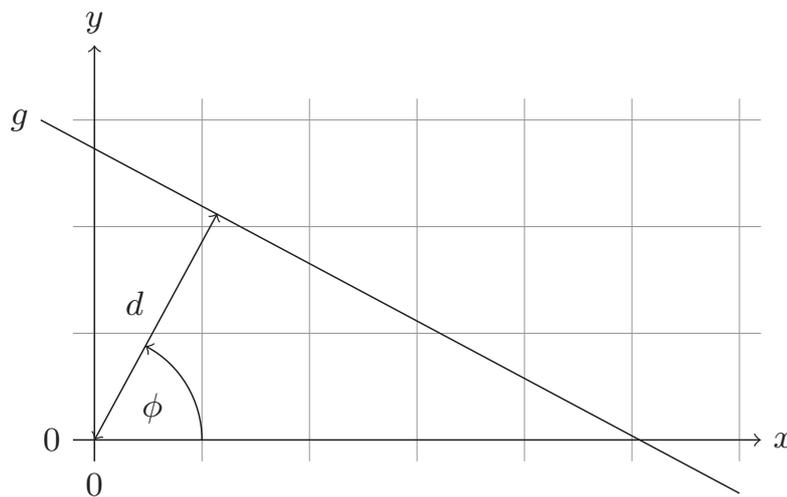
**Abbildung 3.6:** Betrag der Autokorrelationsfunktionen eines einfachen Matched Filters ( $\cos x^2$ ) und eines Energiedetektors ( $\text{rect } x$ ).

Ist über das Interferenzsignal neben der reinen Länge auch der genaue Verlauf bekannt, kann die Energiedetektion durch ein Matched Filter weiter verbessert werden. Abbildung 3.6 zeigt den Unterschied der Filtercharakteristiken. Die Energiedetektion, die einer rechteckigen Filterfunktion entspricht, weist eine vergleichsweise breite und flache Autokorrelationsfunktion auf. Das Matched

Filter, dessen Filterfunktion dem konjugiert komplexen Interferenzsignal entspricht, hat daneben eine steile und schmale Charakteristik. Dies bedeutet, dass das Interferenzsignal bei geringerem Rauschabstand noch zuverlässig detektiert werden kann. Da ein Matched Filter aber auf exakt einen Signalverlauf abgestimmt ist, ist die bereits beim Energiedetektor angesprochene Bandbreite von möglichen Interferenzsignalen eine deutlich schwerwiegendere Einschränkung. Der Einsatz eines Matched Filters zur Interferenzdetektion beschränkt sich dadurch auf Gebiete, in denen nur eine geringe Schwankung der Signalparameter zu erwarten ist und gleichzeitig eine hohe Detektionsleistung benötigt wird.

### 3.3.4 Radon-Transformation

Bei der Verwendung einer Sequenz von kurzen FMCW-Rampen kann zur Detektion von FMCW- und auch Schnelle-Rampen-Interferenz die mit der Hough-Transformation verwandte Radon-Transformation [62] eingesetzt werden. Bei dieser wird das Integral über eine zweidimensionale Funktion entlang von Geraden ausgewertet, die durch ihre Verschiebung zum Ursprung  $d$  und dem Winkel  $\alpha$  bezogen auf die Horizontale festgelegt werden (siehe Abbildung 3.7). Die Beschreibung der Radon-Transformation ist nach der  $n$ -dimensionalen Formulierung in [63] auf zwei Dimensionen reduziert. Die Formulierung der Radon-Transformation einer zweidimensionalen Funktion  $I(x,y)$  lautet:

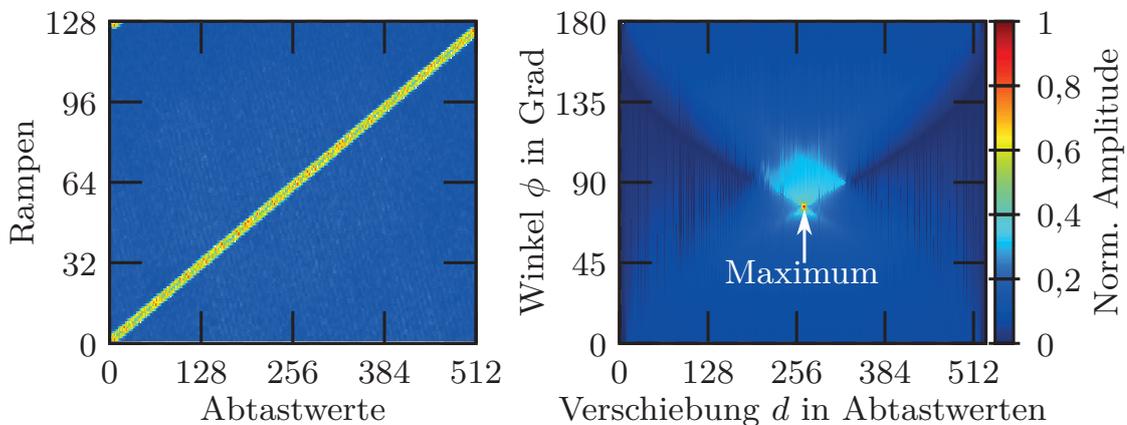


**Abbildung 3.7:** Parametrierung der Integrationsgeraden  $g$  bei der Radon Transformation. Die Gerade ist durch den minimalen Abstand zum Ursprung  $d$  und den Winkel  $\phi$  des Abstandsvektors festgelegt.

$$R \{ I(x,y) \} (d,\phi) = \int_{\mathbb{R}} I(x(s,d,\phi), y(s,d,\phi)) ds \quad (3.3.2)$$

$$= \int_{\mathbb{R}} I(d \cos \phi - s \sin \phi, d \sin \phi + s \cos \phi) ds. \quad (3.3.3)$$

Die Parameter sind neben der Integrationsvariablen  $s$  der Abstand der Integrationsgeraden vom Ursprung  $d$  und der Winkel  $\phi$  des Abstandsvektors zur  $x$ -Achse entsprechend Abbildung 3.7.



**Abbildung 3.8:** Amplitudenverlauf eines simulierten FMCW-Interferenzsignals (links) und dessen Radon-Transformierte (rechts). Die Skala rechts gilt für beide Graphen.

Insbesondere FMCW-Signale resultieren in der zweidimensionalen Signalmatrix, in die beim Schnelle-Rampen-Verfahren die Abtastwerte für eine Rampe in eine Dimension und die Rampen in die andere Dimension eingetragen werden, in Liniensegmenten, die im Radon-Raum scharf abgegrenzte Maxima ergeben. Dieser Zusammenhang ist in Abbildung 3.8 dargestellt. Dort ist eine einfache Simulation eines Interferenzsignals und dessen Radon-Transformierte dargestellt. Die Achsen des transformierten Bereichs entsprechen den Variablen  $\phi$  und  $d$  in Abbildung 3.7. Im transformierten Bereich ist das Maximum etwas unterhalb der Mitte zu erkennen. In diesem liegt die Integrationsgerade vollständig im Bereich des Interferenzsignals. Um das absolute Maximum herum ist ein raufenförmiger Bereich mit erhöhter Amplitude zu erkennen. In diesem Bereich schneidet die Integrationsgerade den Bereich des Interferenzsignals teilweise.

Abhängig vom Frequenzgang des ZF-Filters tritt eine Verbreiterung des zu einem Signal gehörigen Maximums auf. Dies kann durch Anwendung eines *Matched Filters* oder Energiedetektors vor der Radon-Transformation vermieden werden, was allerdings in einem erhöhten Rechenaufwand resultiert. Dazu ist abzuwägen, welche Ansprüche an die Qualität der Detektion gestellt werden. Das bloße Auffinden eines fremden Signals ist dabei weniger anspruchsvoll als die exakte Extraktion der Parameter der überlagernden Wellenform (vgl. Kapitel 3.4, S. 53).

### 3.3.5 Weitere Verfahren

Abhängig von der Auslegung eines Radarsensors oder der Charakteristik der erwarteten unerwünschten Signale sind noch andere Verfahren zur Detektion einer lokalen Interferenz denkbar. Einige davon werden bereits in der Praxis eingesetzt (vgl. [23]). So können zum Beispiel die beim CFAR geschätzten Rauschpegel verwendet werden, um abrupte Änderungen zu erkennen, die mit großer Wahrscheinlichkeit auf ein Interferenzsignal zurückzuführen sind [64].

## 3.4 Klassifikation von Interferenzsignalen

Die in einem Interferenzsignal enthaltene Information soll nach Möglichkeit vollständig ausgenutzt werden. Ein wichtiges Element kann dabei die Klassifikation des interferierenden Signals oder dessen Quelle sein. So ist es zum Beispiel denkbar, dass die aus den Interferenzsignalen ermittelte Kombination unterschiedlicher Radarsensoren charakteristisch für einen speziellen Fahrzeugtyp ist. Dieses Wissen kann wiederum in die Längen- und Breitenschätzung eingehen und dort das erzielte Ergebnis verbessern.

Die charakteristischen Eigenschaften eines Interferenzsignals sind in erster Linie die Steigung und verwendete Bandbreite der detektierten Rampen sowie deren Anzahl und die Dauer eines vollständigen Sendezyklus.

### 3.4.1 Differenzierung zwischen unterschiedlichen Störquellen

Mit zunehmender Verbreitung von Radarsensoren wächst auch die Wahrscheinlichkeit, in einem Sendezyklus mehrere Interferenzsignale vorzufinden. Zur optimalen Verwertung der in den Interferenzsignalen enthaltenen Informationen, wie zum Beispiel dessen Einfallswinkel auf die Apertur, ist es notwendig, die unterschiedlichen Signalquellen zu trennen. Dabei gibt es verschiedene Szenarien:

- Die Interferenzsignale liegen als in Zeit und/oder Frequenz getrennte Einzelsignale vor und können entsprechend ohne weitere Schritte einzeln verarbeitet werden.
- Die Interferenzsignale überlagern sich kurzzeitig, können aber durch ihre unterschiedliche Steigung ausreichend genau getrennt werden. Der überlagerte Bereich ist kurz genug, um vernachlässigt werden zu können.
- Die Interferenzsignale überlagern sich weitgehend und können nicht ohne zusätzliche Verarbeitungsschritte ausgewertet werden.
- Die Interferenzsignale sind so kurz, dass eine getrennte Verarbeitung nicht sinnvoll ist. Eine eindeutige Zuordnung der einzelnen Interferenzsignale ist nicht möglich.

Insbesondere die beiden letzten aufgeführten Szenarien machen eine dedizierte Signalverarbeitung notwendig, da die spektralen Eigenschaften der Interferenzsignale unbekannt sind, und somit eine Trennung der Signale über die Entfernungsinformation oder Dopplerverschiebung nicht in Frage kommt.

#### 3.4.2 Merkmalsextraktion von Interferenzsignalen

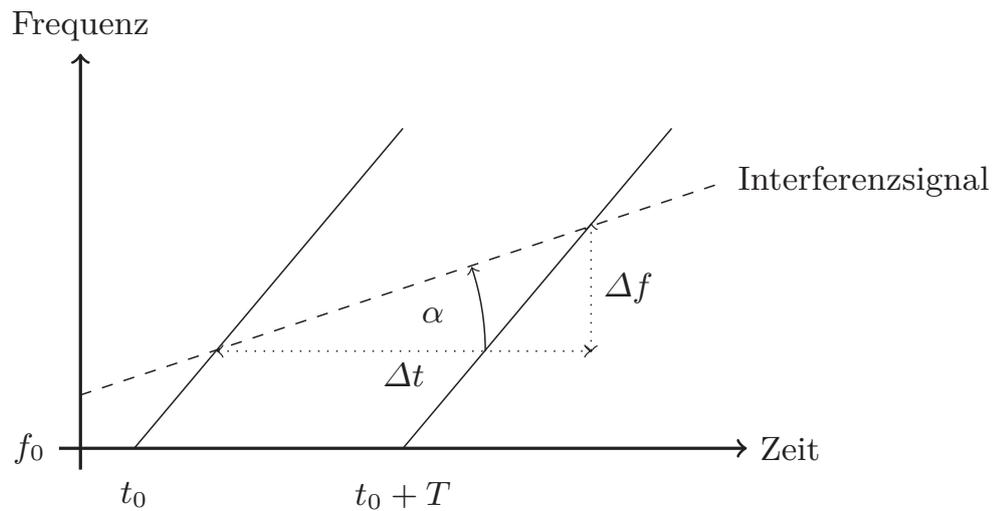
Zur Extraktion der Parameter der in einem Sendezyklus enthaltenen Interferenzsignale eignet sich die bereits vorgestellte Radon-Transformation. Da die Radon-Transformation nur die Parameter Winkel und Distanz einer Geraden zum Koordinatenursprung (siehe Abbildung 3.7) liefert, müssen diese noch in aussagekräftige Werte umgerechnet werden. Die Steigung  $S$  einer detektierten Rampe ist folgendermaßen mit dem Winkel  $\alpha$  der Geraden verknüpft (siehe Abbildung 3.9):

$$S = \frac{\Delta f}{\Delta t} = \tan \alpha. \quad (3.4.1)$$

Die Zeit  $\Delta t$  setzt sich dabei aus dem Abstand der Rampen  $T$  und der von der Frequenzänderung des Interferenzsignals abhängigen Verzögerung  $\frac{\Delta f}{S_N}$  zusammen. Mit diesen Informationen kann die Steigung des Interferenzsignals allein aus der Frequenzverschiebung von Rampe zu Rampe des Nutzsignals bestimmt werden:

$$S = \tan \alpha = \frac{\Delta f}{T + \frac{\Delta f}{S_N}}, \quad (3.4.2)$$

$$= \frac{\Delta f \cdot S_N}{S_N \cdot T + \Delta f}. \quad (3.4.3)$$



**Abbildung 3.9:** Frequenzverlauf mehrerer Rampen und eines Interferenzsignals mit zugehöriger Zeit- und Frequenzverschiebung der Kreuzungspunkte.

Der Frequenzhub des Interferenzsignals kann durch Bestimmen der Anfangs- und Endpunkte der Linien gefunden werden. Liegen die Endpunkte am Rand des abgetasteten Gebiets, so können nur untere Grenzen für den Frequenzhub des Interferenzsignals angegeben werden.

Die Dauer des beobachteten Sendezyklus wird ebenfalls durch Betrachten der Anfangs- und Endpunkte des Signals gewonnen. Hier muss jedoch untersucht werden, ob die einzelnen Teile zu einem oder zu mehreren Störern gehören. Hierbei ist die Unterscheidung der einzelnen detektierten Interferenzsignale, wie im vorigen Abschnitt beschrieben, zu beachten.

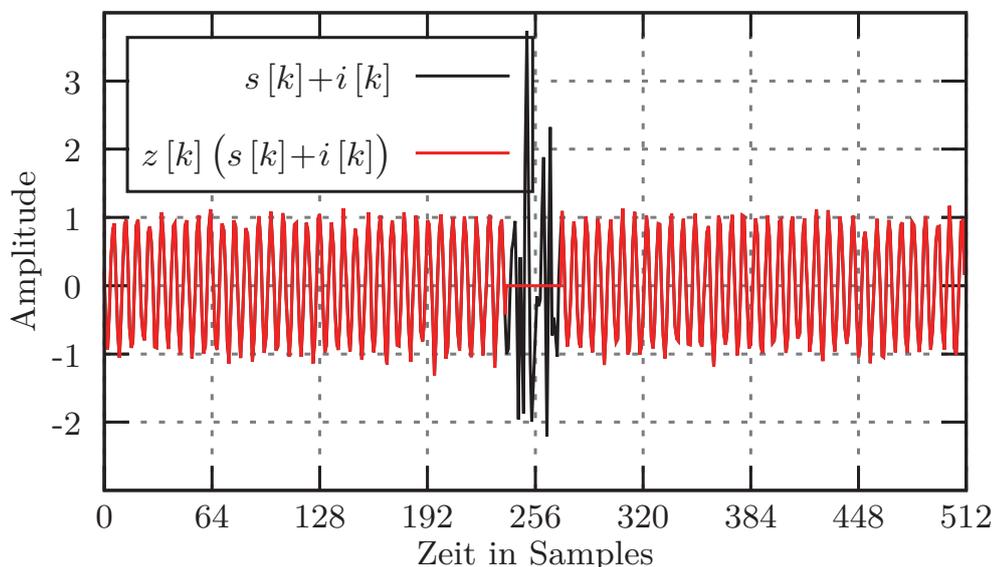
Sind alle Parameter, gegebenenfalls über mehrere Sendezyklen hinweg, bestimmt, so kann in einer Datenbank nach den in Frage kommenden Sensortypen gesucht werden. Dabei ist es von der Implementierung abhängig, ob der Sensor nur die detektierten Parameter zur Verfügung stellt und der Sensorträger eine aktuelle Datenbank zur Abfrage verwendet, oder ob der Sensor selbst diese Abfrage durchführt.

### 3.5 Verfahren zur Unterdrückung von Interferenzen

Wurde im Empfangssignal eine Interferenz durch einen anderen Radarsensor detektiert, ist zu entscheiden, ob die resultierende Störung wahrnehmbar oder zumindest hinnehmbar ist, oder ob sie möglicherweise die Funktionalität oder Leistungsfähigkeit des Sensors beeinträchtigen könnte. In letzterem Fall sind

Maßnahmen zu ergreifen, um diese Beeinflussung zu minimieren. Bei den möglichen Maßnahmen soll zwischen einfachen und adaptiven Verfahren unterschieden werden. Die einfachen Verfahren verwenden keine Informationen des Signals und passen sich nicht an die Charakteristik der Interferenzsignale an. Adaptive Verfahren können zum Beispiel die verwendete Filterfunktion einem Interferenzsignal anpassen, um eine bessere Unterdrückung zu erreichen. Der Vorteil der direkten Verfahren ist der geringe Rechenaufwand, wohingegen sie eine schlechtere Unterdrückungsleistung verglichen mit den adaptiven Verfahren bieten. Bei adaptiven Verfahren ist sicherzustellen, dass der eingesetzte Algorithmus nicht fälschlicherweise die Nutzsignale unterdrückt.

#### 3.5.1 Direkte Verfahren



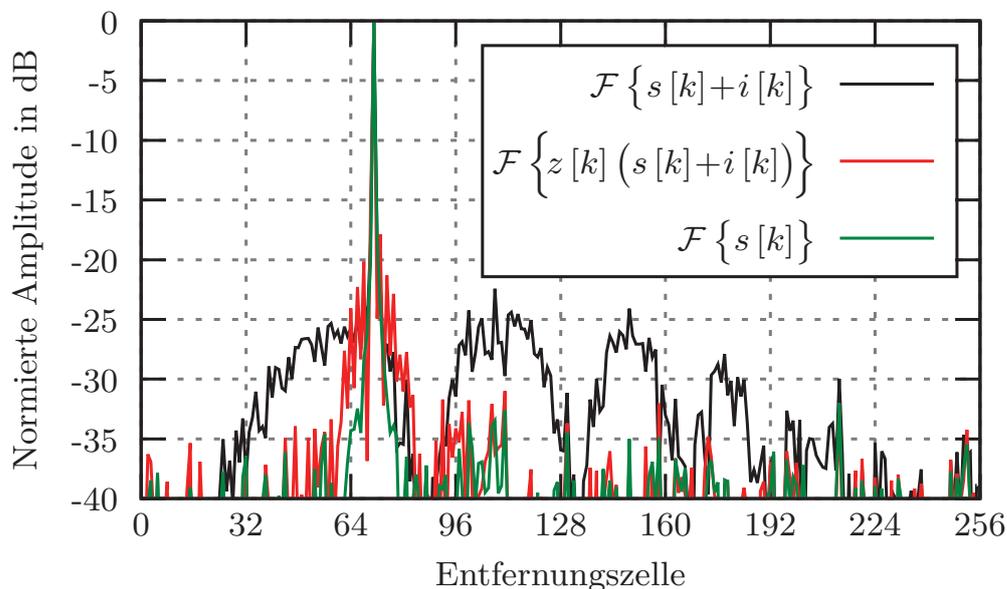
**Abbildung 3.10:** Abgetastetes Zeitsignal  $s[k]$  mit überlagertem unerwünschtem Signal  $i[k]$ , das durch Nullsetzen unterdrückt wird.

Die direkte Unterdrückung eines Interferenzsignals kann auf mehrere Arten erfolgen. Die einfachste ist das Nullsetzen der als interferiert detektierten Samples. Durch die Sprünge, die dadurch im Signal entstehen, ergeben sich im transformierten Bereich neue, breitbandige Signalanteile, die wie ein Interferenzsignal in einem Störsockel resultieren. Dieser Effekt kann durch Verwendung von glatteren Übergängen (vgl. [65]) vermindert werden. In Abbildung 3.10 ist ein Zeitsignal mit und ohne Interferenzsignal und in Abbildung 3.11 die zugehörigen Entfernungsspektren dargestellt. Das Interferenzsignal ist durch die Amplitudenüberhöhung in der Mitte des Zeitsignals gut zu erkennen. Der zu null gesetzte Bereich ist an derselben Stelle im Signalverlauf ebenfalls deutlich

sichtbar. Abbildung 3.11 zeigt die zu den Signalen gehörigen Entfernungsspektren. Das Spektrum von Signal und Interferenz zeigt die typischen periodischen Maxima einer FMCW-Interferenz; diese verschwinden durch das Nullsetzen des vom Interferenzsignal beeinflussten Bereichs vollständig. Das geht jedoch auf Kosten einer leichten Verbreiterung des Hauptmaximums des Ziels und einer Reduktion des SNR-Werts entsprechend Gleichung (2.3.6). Für ein Signal der Länge  $N$  und ein unterdrücktes Interferenzsignal der Länge  $N_0$  reduziert sich das SNR um

$$\begin{aligned}
 L(N_0) &= \frac{(N - N_0)^2}{N \cdot (N - N_0)}, \\
 &= 1 - \frac{N_0}{N}.
 \end{aligned} \tag{3.5.1}$$

Ist die durch das Interferenzsignal zu erwartende Rauscherhöhung geringer als dieser Faktor, ist es zumindest beim Nullsetzen sinnvoller, das Signal nicht zu unterdrücken. Unter der Annahme, dass sich die Energie des Interferenzsignals mit der mittleren Amplitude  $\bar{a}$  nach der Signalverarbeitung gleichmäßig über alle  $N$  Entfernungstore (ggf. auch Dopplerzellen) verteilt, kann der Beitrag des Interferenzsignals zum Grundrauschen folgendermaßen abgeschätzt werden [61]:



**Abbildung 3.11:** Entfernungsspektrum eines abgetasteten Signals  $s[k]$  mit und ohne überlagertem unerwünschtem Signal  $i[k]$  und mit durch Nullsetzen unterdrückter Interferenz.

$$e_{\text{IF}}(n) = \frac{N_0 \bar{a}^2}{N}. \quad (3.5.2)$$

Der ungünstigste anzunehmende Fall ist eine kohärente Überlagerung aller  $N_0$  Abtastwerte des Interferenzsignals bei der Signalverarbeitung. In diesem Fall konzentriert sich die Signalamplitude  $N_0 \bar{a}$  auf ein Entfernungstor mit dem Index  $n_{\text{I}}$ :

$$e_{\text{I}}(n_{\text{I}}) = (N_0 \bar{a})^2. \quad (3.5.3)$$

Eine weitere Methode, um breitbandige Artefakte zu verhindern, ist das Nullsetzen und anschließende Auffüllen der entstandenen Lücke im Signal [66, 67]. Dazu können mittels autoregressiver Modelle Filterkoeffizienten berechnet werden, die das Eingangssignal über den zu null gesetzten Bereich hin fortsetzen. Die Qualität dieser Verfahren hängt aber offensichtlich von der Länge des zu rekonstruierenden Signals sowie der Anzahl der im Zeitsignal enthaltenen Signalanteile ab. Diese bestimmen die Anzahl der zur korrekten Rekonstruktion benötigten Koeffizienten. Zusätzlich ist das SNR vor der Signalverarbeitung noch gering, sodass der Einfluss von Rauschen auf das interpolierte Signal vergleichsweise groß ist. Aus diesem Grund wird der Schwerpunkt in dieser Arbeit auf Verfahren gelegt, die auf mehrkanaliger Signalverarbeitung beruhen. Diese sollen im folgenden Kapitel vorgestellt werden.

#### 3.5.2 Adaptive Verfahren

Verfügt der verwendete Radar-Sensor über mehrere parallele und kohärente Empfangskanäle, so können neben den im Zeitbereich arbeitenden Verfahren, die im vorigen Abschnitt vorgestellt wurden, auch adaptive Beamformingverfahren zur Interferenzminimierung eingesetzt werden [47, 48]. Ein entscheidender Punkt bei der adaptiven Anpassung auf die detektierte Interferenz ist die Trennung der Signalanteile von Nutzsignal und Interferenzsignal, um dann die in Kapitel 2.5.2, S. 32, beschriebenen Verfahren anwenden zu können.

Über die in den vorigen Kapiteln beschriebenen Verfahren werden die von Interferenz betroffenen Signalvektoren  $\mathbf{s}_{m,n}$  (die Elemente des Vektors sind dabei die Abtastwerte aller Empfangskanäle zu einem bestimmten Zeitpunkt  $m$  in Rampe  $n$ ) identifiziert. In der Menge  $S$  mit

$$S = \{(m_1, n_1), (m_2, n_2), \dots\} \quad (3.5.4)$$

werden alle von Interferenz betroffenen Zeitpunkte gesammelt. Über die Signalvektoren zu diesen Zeitpunkten kann eine Kovarianzmatrix bestimmt werden:

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{|S|} \sum_{(m,n) \in S} \mathbf{s}_{m,n} \mathbf{s}_{m,n}^\dagger. \quad (3.5.5)$$

Aus dieser Matrix kann eine Matrix entsprechend Gleichung (2.5.22) mit einer Nullstelle in Richtung des betrachteten Signals bestimmt werden. Da  $\hat{\mathbf{R}}$  neben dem Interferenzsignal auch Anteile des Nutzsignals enthält, muss deren Einfluss mittels *Diagonal Loading* reduziert werden. Gleichzeitig reduziert sich dadurch auch die Unterdrückungsleistung für das Interferenzsignal. Da das Interferenzsignal im Idealfall aus einer definierten Richtung kommt, besitzt es auch genau einen Singulärwert in der Kovarianzmatrix. Bei einer Singulärwertzerlegung können somit alle anderen Singulärwerte zu null gesetzt werden ohne die Unterdrückungsleistung zu beeinflussen:

$$\mathbf{R} = \mathbf{U} \mathbf{S} \mathbf{V}^\dagger. \quad (3.5.6)$$

Die Matrix  $\mathbf{S}$  enthält auf der Diagonalen die Singulärwerte der Matrix  $\mathbf{R}$ . Die Kovarianzmatrix des Interferenzsignals kann dann durch

$$\mathbf{R}_I = \mathbf{U} \text{diag}(1, 0, \dots, 0) \mathbf{V}^\dagger \quad (3.5.7)$$

bestimmt werden. Da die resultierende Matrix nur noch den Rang eins besitzt, ist sie nicht invertierbar. Mittels *Diagonal Loading* kann der volle Rang wiederhergestellt werden, was allerdings die Unterdrückungsleistung beeinträchtigt. Aus den Matrizen  $\mathbf{U}$ ,  $\mathbf{S}$  und  $\mathbf{V}$  kann auch direkt die Pseudoinverse [68] von  $\mathbf{R}_I$  bestimmt werden:

$$\mathbf{R}_I^+ = \mathbf{V} \mathbf{S}' \mathbf{U}^\dagger \text{ mit } \mathbf{S}' = \text{diag}(0, 1, \dots, 1). \quad (3.5.8)$$

Die Pseudoinverse löst das Gleichungssystem  $\mathbf{x} \mathbf{A} = \mathbf{y}$  auch für nicht invertierbare Matrizen  $\mathbf{A}$ . Mit der Matrix  $\mathbf{R}_I^+$  kann das Interferenzsignal im ursprünglichen Signal  $\mathbf{s}$  unterdrückt werden:

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{R}_I^+ \mathbf{s}. \quad (3.5.9)$$

Das neue Signal  $\hat{\mathbf{s}}$  kann dann mit den üblichen Verfahren weiterverarbeitet werden. Dieses Verfahren wurde erstmals in [47, 48] vorgeschlagen und wird häufig als *Sample Matrix Inversion* (SMI) bezeichnet.

### 3.5.3 Bewertung der Unterdrückungsleistung

Ein Maß zur Bewertung der Unterdrückungsleistung eines Verfahrens ist die Verbesserung des Signal-zu-Interferenz-und-Rausch-Verhältnis (*Signal-to-Interference-and-Noise Ratio*, SINR)

$$\text{SINR} = \frac{S}{I + N} \quad (3.5.10)$$

mit der Signalleistung  $S$ , der Leistung des Interferenzsignals  $I$  und der Rauschleistung  $N$ , vor und nach der Anwendung des entsprechenden Verfahrens. In der Praxis setzt sich das empfangene Zeitsignal  $\mathbf{s}_{\text{RX}}$  aus der Überlagerung von Nutzsingal  $\mathbf{s}_{\text{N}}$ , Interferenzsignal  $\mathbf{s}_{\text{I}}$  und weißem Gaußschen Rauschen  $\mathbf{n}_{\sigma}$  mit der Rauschleistungsdichte  $\sigma$  zusammen:

$$\mathbf{s}_{\text{RX}} = \mathbf{s}_{\text{Nutz}} + \mathbf{s}_{\text{IF}} + \mathbf{n}_{\sigma}. \quad (3.5.11)$$

Signal- und Rauschenergie eines nicht durch ein unerwünschtes Interferenzsignal beeinflussten Empfangssignals können durch Auswertung der detektierten Ziele bestimmt werden. Da zur Detektion der Ziele mittels CFAR auch die Rauschenergie geschätzt werden muss (vgl. Kapitel 2.6, S. 34), liegen beide Werte ohne zusätzlichen Verarbeitungsaufwand vor. Zur Auswertung des SINR kann die zeitliche Begrenztheit der Interferenzsignals ausgenutzt werden. Dazu werden der durch das Interferenzsignal beeinflusste Bereich des Zeitsignals A und der unbeeinflusste Bereich B ausgewertet und in beiden das scheinbare SNR ermittelt. Somit ergibt sich für Bereich B eine Schätzung des SNR und für Bereich A eine Schätzung des SNIR-Wertes. Da aus Bereich B jedoch sowohl die Signal- als auch die Rauschleistung bekannt sind, kann daraus direkt die Leistung des Interferenzsignals bestimmt werden. Mit diesen Vorüberlegungen kann die durch Signalverarbeitung erzielbare Verbesserung des SNR angegeben werden:

$$\begin{aligned} G &= \frac{\text{SNIR}_{\text{Aus}}}{\text{SNIR}_{\text{Ein}}} \\ &= \frac{\frac{S}{N + I_{\text{Aus}}}}{\frac{S}{N + I_{\text{Ein}}}} \\ &= \frac{N + I_{\text{Ein}}}{N + I_{\text{Aus}}} \leq \frac{N + I_{\text{Ein}}}{N} = 1 + \frac{I_{\text{Ein}}}{N} \end{aligned} \quad (3.5.12)$$

Gleichheit von *Signal-to-Noise-and-Interference Ratio* (SNIR) und SNR gilt, wenn kein Interferenzsignal vorliegt oder es vollständig unterdrückt wurde. Entsprechend ist dann auch der Gewinn  $G$  maximal. In der Praxis bedeutet dieser

Zusammenhang, dass es unter Umständen nicht sinnvoll sein kann, ein Interferenzsignal zu unterdrücken, da der erzielbare Gewinn den erhöhten Signalverarbeitungsaufwand nicht rechtfertigt (vgl. auch die Grenzen in Kapitel 3.5.1, S. 56f).

## 3.6 Kooperatives Verwenden des Interferenzsignals

Mit der Identifikation des Interferenzsignals lässt sich dessen Kovarianzmatrix nicht nur zur Unterdrückung des Signals, sondern auch zur Informationsgewinnung verwenden. Der Phasenverlauf über die Rampen und der Frequenzverlauf für eine einzelne Rampe beim Schnelle-Rampen-Verfahren ist von verschiedensten Faktoren abhängig, sodass durch Analyse des zeitlichen Verlaufs keine zielführende Auswertung möglich ist. Der Phasenverlauf über die Empfangselemente beinhaltet hingegen die Winkelinformation, die auch schon im vorigen Kapitel zur Unterdrückung des Signals verwendet wurde. Diese Winkelinformation kann ausgewertet werden und damit weitere Informationen über die Umgebung des Sensors liefern.

Da zur Winkelinformation des Interferenzsignals keine Entfernungs- und Geschwindigkeitsinformation vorliegen, kann ein Sensor nur durch Abgleich mit der Objektliste herausfinden, ob das detektierte Interferenzsignal einem Objekt zuzuordnen ist. Wird kein Objekt in Richtung des Interferenzsignals gefunden, kann diese Information als Hinweis dienen, den Detektionsbereich zu vergrößern. Dies kann durch Verringerung der verwendeten HF-Bandbreite und damit der Modulationssteilheit des FMCW-Signals geschehen, was gleichzeitig dazu genutzt werden kann, die Sendefrequenz so anzupassen, dass das Interferenzsignal nicht mehr im verwendeten Frequenzbereich liegt. Kann dem Interferenzsignal ein Objekt zugeordnet werden, so kann abhängig von der aufgenommenen Interferenzleistung die Schätzung des Objektwinkels verbessert werden, was im folgenden Kapitel näher erläutert wird.

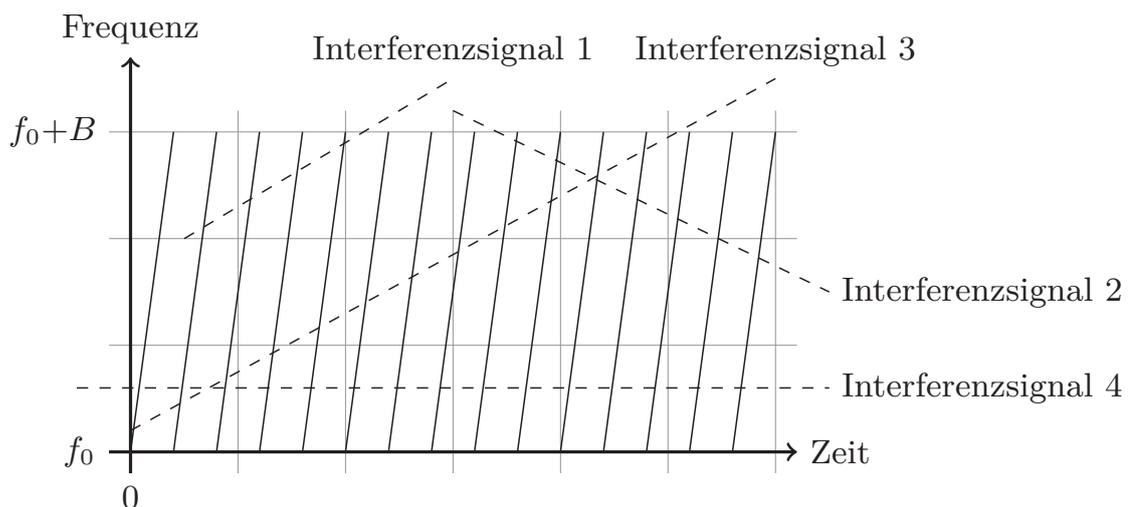
### 3.6.1 Reichweite

Da sich das Interferenzsignal direkt von der Quelle des Interferenzsignals zum Empfänger ausbreitet, ist die Streckendämpfung nicht proportional zur vierten Potenz der Entfernung, sondern zum Quadrat der Entfernung. Dadurch ergibt sich eine signifikante Vergrößerung der Reichweite, in der ein anderer Radar-Sensor detektiert werden kann. Schon im Nahbereich ergibt sich ein deutlich besseres SNR am Empfängereingang für das Interferenzsignal im Vergleich zum SNR eines Radarechos von einem Ziel aus derselben Entfernung (ebenfalls bezogen auf den Empfängereingang). Nach dem Empfängereingang erfährt das Interferenzsignal jedoch eine Dämpfung durch das ZF-Filter

nach Gleichung (3.2.18) und das Radarsignal einen Verarbeitungsgewinn von typischerweise 50 dB. Wegen der um 20 dB pro Dekade geringeren Ausbreitungsdämpfung des Interferenzsignals kann in Summe insbesondere für große Zielentfernungen oder kleine Reflexionsquerschnitte des Radarziels mit einem besseren SNR des Interferenzsignals gerechnet werden. Da die Qualität der Winkelschätzung proportional zur Wurzel des SNR ist, kann in diesem Fall bei der Winkelschätzung des Interferenzsignals eine bessere Genauigkeit als bei der Winkelschätzung des Radarsignals erzielt werden.

#### 3.6.2 Richtungsschätzung mittels Hochauflösungsverfahren

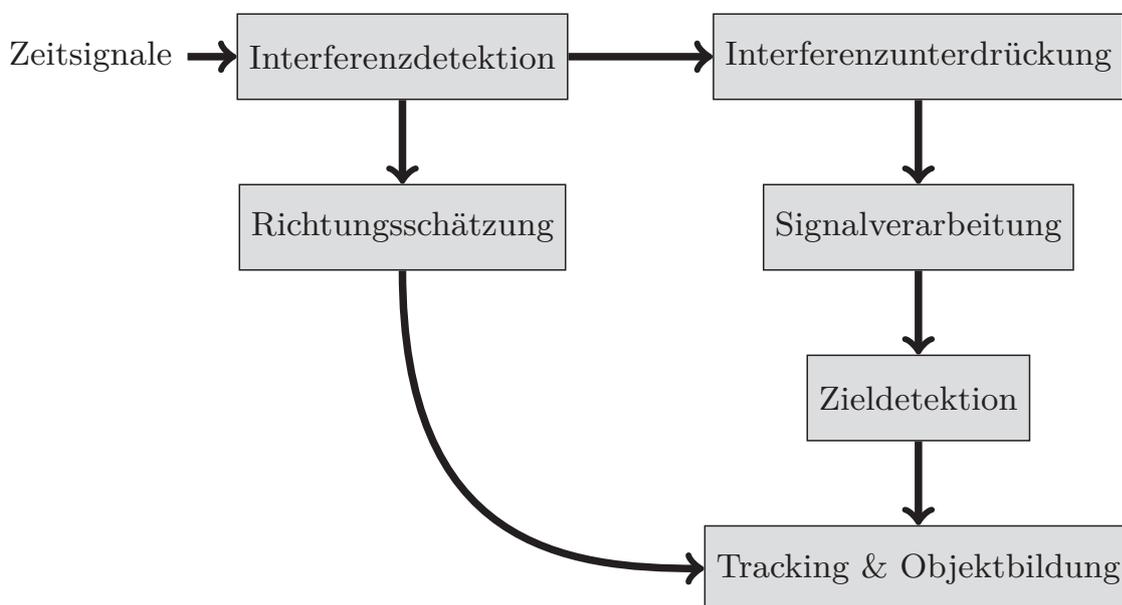
Bereits in Kapitel 3.4.1, S. 53, wurde auf das Problem der Differenzierung mehrerer im Empfangssignal vorhandener Interferenzsignale hingewiesen. In Abbildung 3.12 ist dies beispielhaft dargestellt. Für die Verwendung der Interferenzsignale zur Winkelschätzung ist die Trennung verschiedener Interferenzquellen von entscheidender Bedeutung, da je nach verwendetem Winkelschätzverfahren die Schätzergebnisse bei falsch geschätzter Signalanzahl stark verfälscht werden können. Ist es möglich, die Interferenzsignale entsprechend der in Kapitel 3.4.1 angegebenen Kriterien zu trennen und somit einzeln zu verarbeiten, so ist die Signalanzahl eins. Anhand der identifizierten Interferenzsignale lassen sich aus den Zeitsignalen die Kovarianzmatrizen der einzelnen Interferenzsignale berechnen, die benötigt werden, um entsprechende Nullstellen im Antennendiagramm zu steuern (vgl. Kapitel 3.5.2, S. 58). Aus diesen können



**Abbildung 3.12:** Beispielhafte Frequenzverläufe mehrerer Rampen mit 4 Interferenzsignalen.

mit den bekannten Richtungsschätzverfahren die Einfallsrichtungen bestimmt werden. Vorteilhaft ist dabei, dass die Anzahl der Interferenzsignale bekannt ist, da für jeden Teilnehmer eine eigene Kovarianzmatrix bestimmt werden kann. Insbesondere Verfahren wie Root-MUSIC und ESPRIT bieten sich für diese Anwendung an, da die geschätzten Richtungen wenig durch benachbarte Ziele beeinflusst werden. Können die Interferenzsignale nicht über ihren zeitlichen Verlauf getrennt werden, kann ihr Einfallswinkel trotzdem bestimmt werden. Vor der Winkelverarbeitung muss dann jedoch die Anzahl der vorhandenen Interferenzsignale geschätzt werden.

#### 3.6.3 Integration in das System



**Abbildung 3.13:** Ablaufdiagramm der Signalverarbeitung mit zusätzlicher Informationsgewinnung aus der Interferenzdetektion.

Um die gewonnene Information bestmöglich zu nutzen, sollte die zu einem detektierten Interferenzsignal gehörige Richtungsinformation in die weitere Signalverarbeitung und Objektbildung mit einbezogen werden, wie in Abbildung 3.13 dargestellt. Abhängig von der Sensorarchitektur kann zum Beispiel der abgedeckte Entfernungsbereich vergrößert werden, oder aber ein Objekt, das den Sichtbereich verlassen hat, mit der noch vorhandenen Winkelinformation weiter verfolgt werden. Umgekehrt kann für ein ankommendes, noch nicht verfolgtes Ziel, durch die vorab verfügbare Information die Verfolgung bereits mit den verfügbaren Winkelmessungen initialisiert oder der Messbereich des



Radarsensors entsprechend vergrößert werden, bis eine direkte Detektion erfolgt ist.

## **3.7 Zusammenfassung**

In diesem Kapitel wurden die grundlegenden Mechanismen von Interferenz bei FMCW-artigen Radaren vorgestellt. Zusätzlich wurden Maßnahmen vorgestellt, um Interferenzsignale zu unterdrücken. Ebenfalls wurden Grenzen angegeben, mit denen abgeschätzt werden kann, welche Verbesserung des SNR durch Interferenzunterdrückungsverfahren theoretisch erreicht werden kann. Im folgenden Kapitel sollen diese Ergebnisse durch Simulationen im Detail untersucht werden.



## KAPITEL 4

---

### Simulationen

---

Viele grundlegende Überlegungen zu den vorgestellten Radarverfahren und Interferenzmechanismen können mittels einfacher Simulationen überprüft werden. Anhand dieser Simulationen lassen sich viele in der Praxis erwartete Effekte vorab untersuchen, sodass sich die durchzuführenden Messungen auf einzelne, besonders kritische, oder durch die Simulation als interessant identifizierte Szenarien beschränken lassen. Ebenfalls lassen sich in der Praxis beobachtete Effekte unter definierten und reproduzierbaren Bedingungen nachbilden und untersuchen. In den folgenden Kapiteln soll die im Rahmen dieser Arbeit erstellte Simulationsumgebung mit Schwerpunkt auf der digitalen Signalverarbeitung (vgl. Blockschaltbild in Abbildung 4.1) dargestellt werden.

Die für die Simulationen verwendeten Radar-Parameter sind in Tabelle 4.1 angegeben. Soweit nichts anderes angegeben ist, gelten diese für alle in diesem Kapitel vorgestellten Simulationsergebnisse. Bei der Darstellung der Simulationsergebnisse ist es notwendig, die Daten, die in den drei Dimensionen Entfernung, Winkel und Geschwindigkeit vorliegen, um eine Dimension zu reduzieren. Dazu wurde das Maximum über die nicht dargestellte Dimension gebildet. Für ein Entfernungs-Geschwindigkeits-Diagramm wird beispielsweise das Maximum über alle Winkelzellen gebildet.

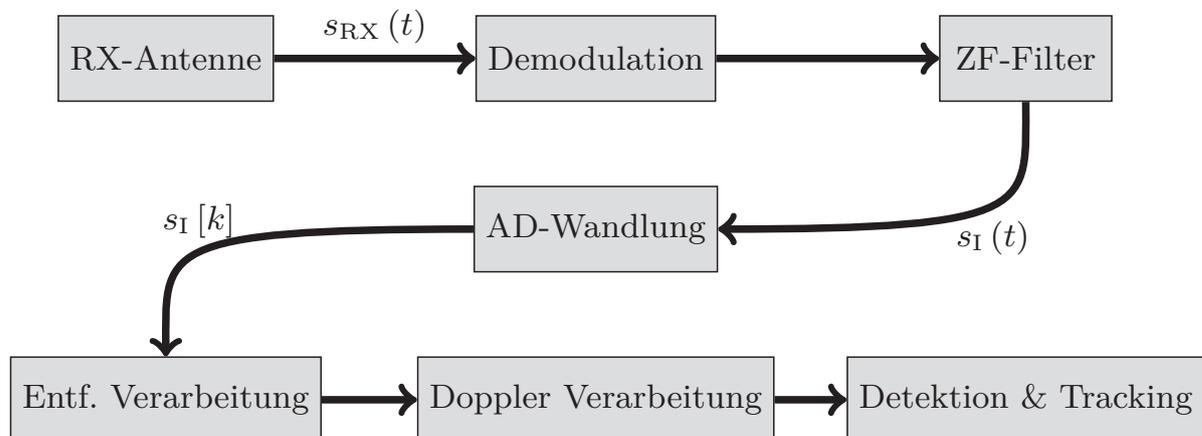
#### 4.1 Simulation des Radarsystems und dessen Parameter

Aus den von einem Radarsensor geforderten Leistungsdaten wie zum Beispiel der Entfernungsauflösung, der maximalen Reichweite oder dem eindeutig messbaren Geschwindigkeitsbereich ergeben sich unterschiedliche Anforderungen an die Hoch- und Zwischenfrequenz-Baugruppen wie auch an die Signalverarbei-

Sendeantennen	1
Empfangsantennen	16
Frequenzband	80 GHz
Frequenzhub	500 MHz
Rampen pro Zyklus	512
Rampendauer	20,48 $\mu$ s
Samples pro Rampe	512
Abtastrate	25 MHz
Antennenabstand	$\frac{\lambda}{2}$

**Tabelle 4.1:** Parameter des simulierten Radar-Sensors.

tung. Da der Schwerpunkt dieser Arbeit auf der Untersuchung von Signalverarbeitungsverfahren liegt, werden Einflüsse der analogen Baugruppen nur am Rande behandelt. Daraus ergibt sich eine Fokussierung auf typische, in der Signalverarbeitung relevante Parameter wie zum Beispiel Rampendauer, Abtastrate und -auflösung. Einflüsse von nichtidealen HF- oder ZF-Baugruppen werden vernachlässigt, sofern nicht anders angegeben.



**Abbildung 4.1:** Grundlegende Signalverarbeitungsblöcke als Basis für die Simulationsumgebung: Die analogen Stufen sind im oberen, die digitalen im unteren Teil der Grafik dargestellt.

Die Blöcke der in Abbildung 4.1 dargestellten Simulationsumgebung ergeben sich direkt aus dem Blockschaltbild eines Radarsensors, der nach dem Schnellen-Rampen-Verfahren arbeitet (vgl. Abbildung 2.1, S. 8). Aus dem Block-

schaltsbild lassen sich drei in sich abgeschlossene Signalverarbeitungseinheiten ableiten:

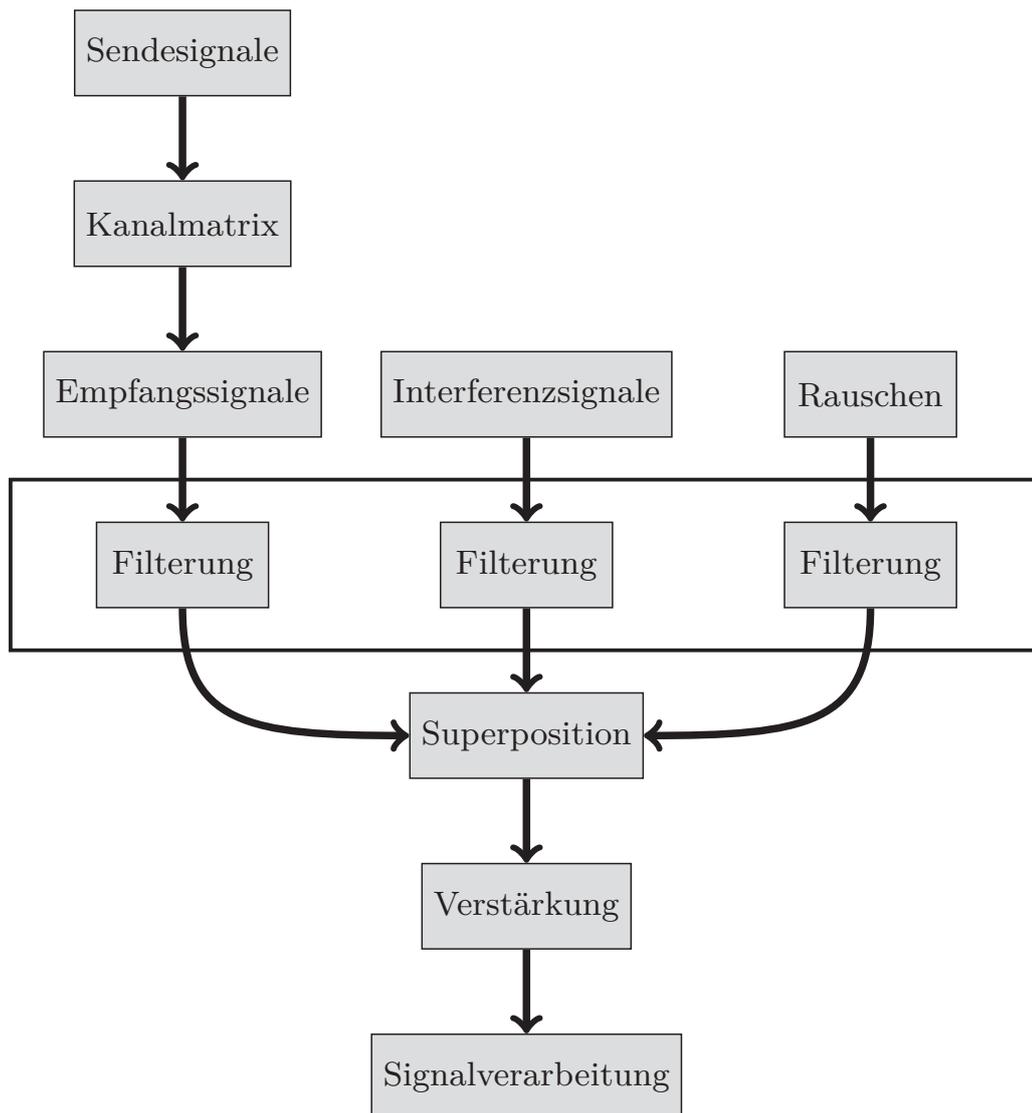
1. Die analoge Signalverarbeitung bis zum ZF-Signal  $s_I(t)$ .
2. Die Analog-Digital-Wandlung, die aus dem zeitkontinuierlichen Signal  $s_I(t)$  ein zeitdiskretes und quantisiertes Signal  $s_I[k]$  erzeugt.
3. Die digitale Signalverarbeitung, die das Zeitsignal entsprechend transformiert, sodass Informationen über die Umgebung daraus abgeleitet werden können (die eigentliche Radar-Signalverarbeitung).

Im Folgenden soll im Detail auf die realitätsnahe Implementierung dieser drei Blöcke für die Nutz-, Interferenz- und Rauschsignale eingegangen werden.

### 4.1.1 Simulation der Zwischenfrequenzsignale

Radarsensoren arbeiten mit sehr breitbandigen Signalen bei einer hohen Frequenz. Dies bedeutet, dass eine direkte Simulation der Hochfrequenzsignale extrem viele Abtastpunkte und damit Speicher benötigen würde. So würde ein Signal bei 77 GHz mit einer Dauer von 10 ms etwa  $1,6 \cdot 10^9$  Abtastpunkte benötigen. Bei Verwendung doppelt genauer Fließkommazahlen (mit einem Speicherbedarf von 8 Byte) entspräche dies einem Gesamtspeicherbedarf von beinahe 13 GB. Bei Transformation des gesamten zugeteilten Frequenzbereichs von 76 GHz bis 81 GHz ins Basisband reduziert sich der Speicherbedarf auf etwa 800 MB, was auf einem Desktop-Rechner immer noch schwer zu verarbeiten ist, da jedes Zwischenergebnis dieselbe Größe hat und damit der verfügbare Speicher schnell knapp wird. Durch Berechnung des demodulierten Basisbandsignals kann die in der Simulation benötigte Abtastrate auf denselben Wert wie in einem realen Sensor reduziert werden. Damit kann eine Rate von mehreren 10 MHz gewählt werden. Der Speicherbedarf bewegt sich damit für einen Messzyklus deutlich unterhalb 100 MB, was eine Simulation ohne Großrechner ermöglicht.

Durch die Implementierung mit Matlab [69] liegen die Signale von Beginn an als diskrete Folge von Werten vor. Daraus ergeben sich einige Änderungen hinsichtlich der Anwendung der Signalverarbeitungsblöcke. Das Blockschaltsbild der Signalerzeugung zeigt Abbildung 4.2. Um den Speicherverbrauch und die Simulationszeit gering zu halten, werden alle Signale bereits im Tiefpassbereich erzeugt, jedoch mit vergrößerter Bandbreite  $B_{\text{Sim}} = \frac{1}{T_s}$ , mit der Abtastperiode  $T_s$ , im Vergleich zur eigentlichen ZF-Bandbreite  $B$  des zu simulierenden Radarsensors. Das bedeutet gleichzeitig, dass ein Interferenzsignal nicht in seiner vollständigen HF-Bandbreite erfasst werden kann. Da die für die Signalverarbeitung relevante Bandbreite auch bei realen Sensoren durch ein Tiefpassfilter



**Abbildung 4.2:** Blockschaltbild der in der Simulationsumgebung implementierten Signalerzeugung. In der Kanalmatrix sind die Reflexionen des Sendesignals an den Punktzielen abgebildet.

mit dem Frequenzgang  $H(f)$  und der Impulsantwort  $h(t)$  begrenzt wird, ist dies keine praktisch relevante Einschränkung.

### Simulation der Nutzsignale

Die eigentliche Simulation der Nutzsignale reduziert sich auf die Auswertung der vorgestellten Gleichung (2.2.5) für jeden Empfangskanal  $i = 1 \dots N$ :

$$s_i(t) = L(r_i, \sigma) s_{\text{TX}}(t) * \delta\left(t - \frac{2r_i}{c}\right) \cdot e^{j2\pi \frac{2v_{\text{rel}}}{\lambda} t}. \quad (4.1.1)$$

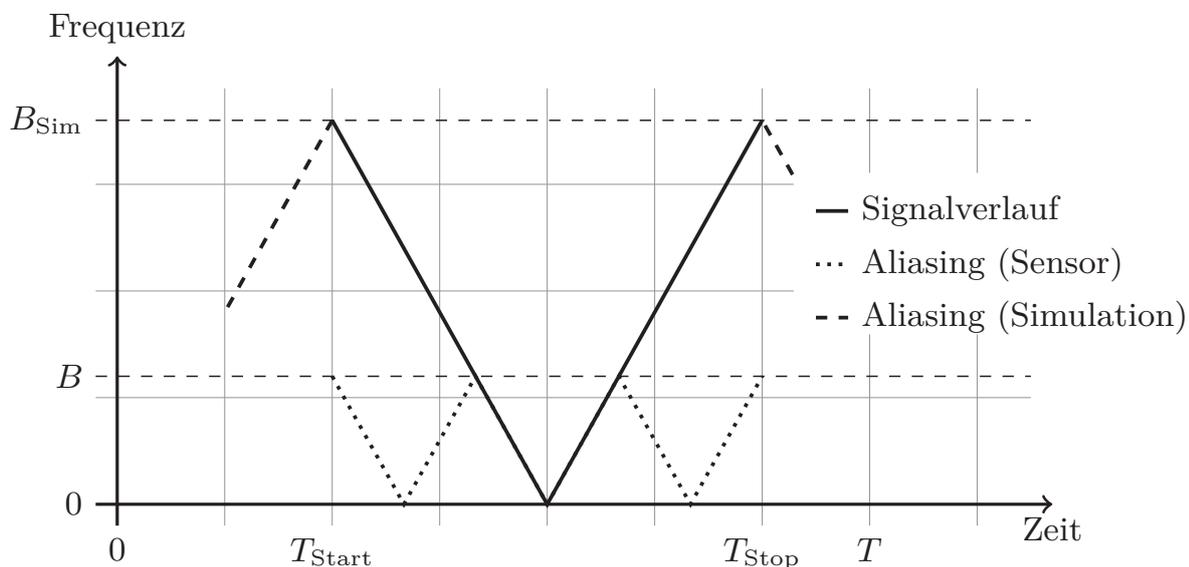
Da es sich dabei um ein monofrequentes Signal handelt, kann auch hier die Dämpfung des Tiefpassfilters durch eine Skalierung um den von der Frequenz des Nutzsignals  $f_N$  abhängigen Faktor  $H(f_N)$  erfolgen.

### Simulation der Interferenzsignale

Um den Einfluss interferierender Signale auf das Nutzsignal mit dem vorgestellten Verfahren im ZF-Bereich untersuchen zu können, muss für diese Signale ebenfalls eine Darstellung im ZF-Bereich gefunden werden. Dazu werden diese Signale entsprechend dem FMCW-Verfahren demoduliert:

$$s_{\text{I, BB}}[k] = \cos\left(2\pi\left(f_{\text{I, HF}}[k] - f_{\text{N, HF}}[k]\right)kT_s\right). \quad (4.1.2)$$

Da zu erwarten ist, dass die aus direkter Einstrahlung resultierenden Signale eine hohe Amplitude haben, müssen dabei die Frequenzgänge der ZF-Filter und



**Abbildung 4.3:** Darstellung der zur Simulation verwendeten eindeutigen Frequenzbereiche mit dem Frequenzverlauf eines beispielhaften Interferenzsignals und der Aliasing-Produkte.

Aliasing-Effekte durch die Abtastung der Signale berücksichtigt werden. Dazu wird die Momentanfrequenz des Interferenzsignals

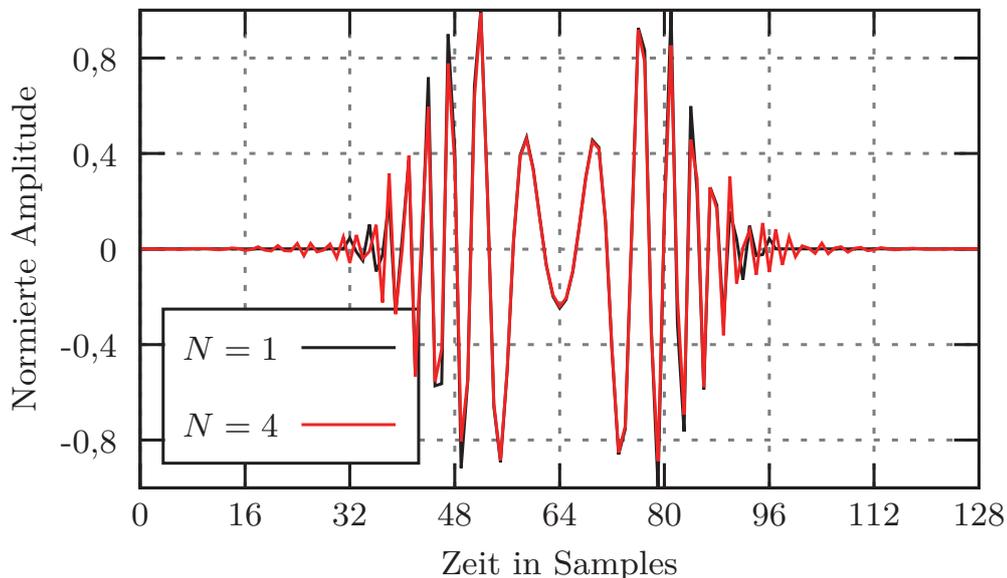
$$f_I [k] = f_{I, HF} [k] - f_{N, HF} [k] \quad (4.1.3)$$

an das Filter übergeben. Mit der Übertragungsfunktion  $H(f)$  wird das gefilterte Interferenzsignal bestimmt:

$$s_I [k] = H (f_I [k]) s_I [k] , \quad (4.1.4)$$

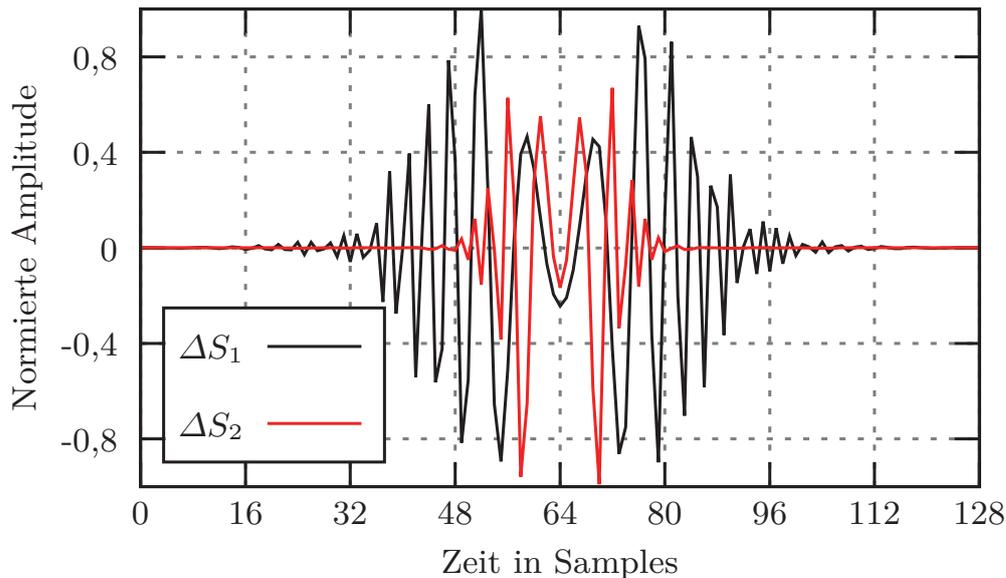
$$= H (f_I [k]) \cos (2\pi f_I [k] T_s) . \quad (4.1.5)$$

Mit dieser Methode wird die Frequenzänderung des Signals während der Abtastperiode  $T_s$  vernachlässigt. Dies resultiert in einem Phasenfehler  $\Delta\varphi$ , der jedoch in der Praxis vernachlässigt werden kann, da dieser Effekt bei realen Sensoren gleichermaßen auftritt. Abbildung 4.3 stellt die verwendeten Bandbreiten graphisch dar:  $B_{Sim}$  ist dabei die Bandbreite der Simulationsumgebung und  $B$  ist die ZF-Bandbreite des simulierten Sensors. Das Interferenzsignal selbst wird dabei lediglich von  $T_{Start}$  bis  $T_{Stop}$  simuliert, sodass keine Aliasing-Effekte durch die Simulationsumgebung auftreten. Damit dies nicht zu einer Verfälschung der Ergebnisse führt, muss das Anti-Aliasing-Filter des nachgebildeten Sensors bei der maximalen simulierten Frequenz  $B_{Sim}$  eine ausreichende



**Abbildung 4.4:** Amplitudenverlauf eines simulierten Interferenzsignals ohne Überabtastung und mit Überabtastung um den Faktor 4.

Dämpfung aufweisen. Umgekehrt muss die Überabtastung so gewählt sein, damit Aliasing-Effekte im ZF-Bereich des Sensors korrekt nachgebildet werden. Ein Beispiel dafür ist in Abbildung 4.4 dargestellt. Dort ist zu beobachten, dass beide Signale im mittleren niederfrequenten Teil übereinstimmen. Zu höheren Frequenzen hin werden die Abweichungen jedoch größer und das überabgetastete Signal weist eine deutlich längere Abklingzeit auf.



**Abbildung 4.5:** Simulierter Amplitudenverlauf zweier Interferenzsignale mit den Steigungen  $\Delta S_1$  und  $\Delta S_2 = 2,5\Delta S_1$  relativ zum Nutzsignal, mit Überabtastung um den Faktor 4.

Ein weiterer Parameter, der die Zeitdauer eines Interferenzsignals maßgeblich beeinflusst, ist seine Steigung. In Abbildung 4.5 ist dies dargestellt. Wie zu erwarten war, besitzt das Interferenzsignal mit geringerer Steigung  $\Delta S_1$  ein breiteres Zeitsignal als das Interferenzsignal mit der größeren Steigung  $\Delta S_2 = 2,5\Delta S_1$ , da das Signal mit geringer Steigung für längere Zeit in der Bandbreite des ZF-Tiefpasses bleibt.

### Simulation weiterer Einflüsse

Das Rauschsignal  $n[k]$  wird über die temperaturabhängige Rauschleistungsdichte  $k_B T$  und die Bandbreite  $B_{\text{Sim}}$  mit anschließender Tiefpassfilterung durch Faltung des Rauschsignals mit dem Filterkernel  $\mathbf{h}$  bestimmt:

$$\mathbf{n} = \mathbf{h} * (k_B T B_{\text{Sim}} \text{rand}_N) , \quad (4.1.6)$$

mit der Boltzmannkonstante  $k_B$  und der Zufallsfunktion  $\text{rand}_N$ , die einen Vektor der Länge  $N$  mit gaußverteilten Zufallszahlen der Standardabweichung 1 erzeugt.

Für die Untersuchung des Einflusses von Nichtlinearitäten wurde im Anschluss an die Überlagerung der einzeln berechneten Nutz-, Interferenz- und Rauschsignale ein nichtlinearer Verstärker eingefügt. Die Kennlinie des Verstärkers wurde nach dem Rapp-Modell bestimmt (vgl. Kapitel 3.2.4, S. 44). Der Verstärker wurde so parametrisiert, dass die Überlagerung aus Nutzsignal und Rauschen etwa 3 dB unterhalb der maximalen Amplitude lag.

### 4.1.2 Abtastung und Quantisierung des Zwischenfrequenzsignals

Zusätzlich zu der Tiefpass-Filterung erfolgt eine Reduzierung der Abtastrate entsprechend dem zu simulierenden Sensor. Damit wird die simulierte Bandbreite auf die ZF-Bandbreite des Sensors begrenzt. Hierbei können durch starke Signale Aliasing-Effekte hervorgerufen werden, die für eine realistische Simulation nicht vernachlässigt werden dürfen, da sie ebenso in einem realen Sensor auftreten können. Nach diesem Schritt kann zusätzlich noch eine Rundung der Signale vom Fließkomma- auf das Festkomma-Format erfolgen. Dies repräsentiert die endliche Auflösung des in einem realen Sensor eingesetzten Analog-Digital-Wandlers (AD-Wandler). Dadurch wird gleichzeitig die darstellbare Dynamik und das SNR des Zeitsignals entsprechend den Gleichungen (2.4.1) und (2.4.2) begrenzt. Typische Werte für die Quantisierungsbreite des Zeitsignals liegen im Bereich 8 bis 14 bit [23].

### 4.1.3 Radar-Signalverarbeitung des abgetasteten Zeitsignals

Nach den Schritten zur Erzeugung des digitalisierten Zeitsignals kann die weitere Signalverarbeitung entsprechend der in Kapitel 2.2.2, S. 10, vorgestellten Gleichungen implementiert werden. Der Vorteil ist, dass die Signale aus den vorgestellten Blöcken der Simulationsumgebung oder aus den aufgezeichneten Messungen mit einem realen Radarsensor kommen können. Damit sind die Simulationsergebnisse direkt mit den Messergebnissen vergleichbar, da sie beide dieselbe Signalverarbeitung durchlaufen. Etwaige Abweichungen sind somit direkt auf die Signalerzeugung beziehungsweise nichtideale analoge Baugruppen zurückzuführen.

### 4.1.4 Verifikation der Simulationsumgebung

Die erstellte Simulationsumgebung wurde anhand unterschiedlicher Szenarien verifiziert. Unter anderem wurden Ziele an verschiedenen Positionen und

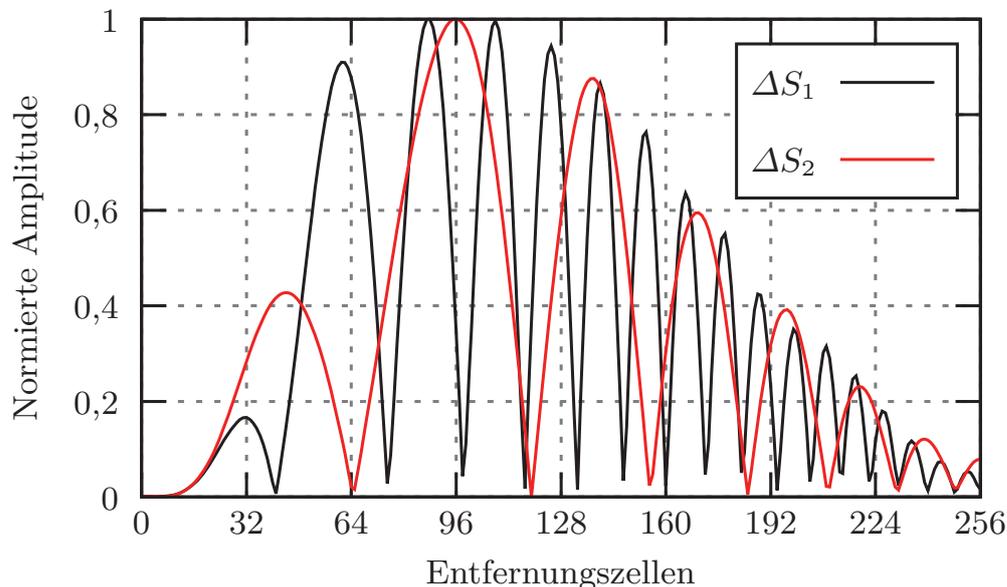
mit unterschiedlichen Geschwindigkeiten simuliert und die resultierenden Ausgangssignale untersucht. Dabei hat sich gezeigt, dass die erzielten Ergebnisse für verschiedenste Szenarien mit den theoretisch zu erwartenden Resultaten übereinstimmen. Im weiteren Verlauf der Untersuchungen konnte ebenfalls die Vergleichbarkeit mit Messungen eines den Simulationen entsprechend konfigurierten Experimental-Radars gezeigt werden.

## 4.2 Simulative Untersuchung verschiedener Interferenzsignale

In diesem Kapitel sollen die in Kapitel 3, S. 39ff, theoretisch vorgestellten Phänomene simuliert werden. Dazu werden zuerst die Auswirkungen unerwünschter Signale auf das Ergebnis der Entfernung- und Geschwindigkeitsauswertung dargestellt. Im Anschluss wird auf die Winkelverarbeitung mit klassischen und hochauflösenden Verfahren eingegangen.

### 4.2.1 Simulation des Interferenzsignals im Zwischenfrequenzbereich

#### Untersuchung des Entfernungsspektrums eines Interferenzsignals



**Abbildung 4.6:** Entfernungsspektrum zweier simulierter Interferenzsignale mit den Steigungen  $\Delta S_1$  und  $\Delta S_2$  relativ zum Nutzsignal, mit Überabtastung um den Faktor 4 (entsprechend Abbildung 4.5).

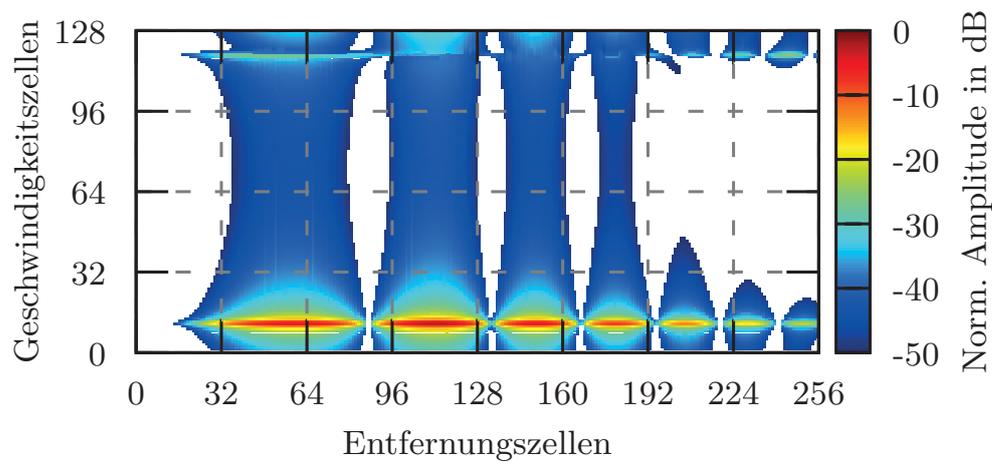
Das Entfernungsspektrum eines Interferenzsignals kann mit Gleichung (2.5.3) direkt aus dem demodulierten Zeitsignal einer einzelnen Rampe bestimmt werden. Aus den Eigenschaften der Fourier-Transformation ergibt sich, dass ein Interferenzsignal mit einer großen Steigung relativ zum Nutzsignal und damit einem kurzen Interferenzimpuls ein breitbandiges Entfernungsspektrum erwarten lässt. Den Extremfall stellt ein Interferenzsignal dar, das nur einen Abtastpunkt des ZF-Signals betrifft. Dessen Entfernungsspektrum ist eine Konstante über dem gesamten Entfernungsbereich. Die in dem Abtastpunkt enthaltene Energie wird dabei auf alle Entfernungszellen verteilt. Vergrößert sich die Dauer des Interferenzsignals, so kann sich die im Signal enthaltene Energie in ungünstigen Fällen auf wenige Entfernungszellen konzentrieren und somit zu einer lokalen Störung oder Überdeckung echter Ziele führen.

Abbildung 4.6 zeigt das Entfernungsspektrum der in Abbildung 4.5 dargestellten Zeitsignale. Dabei weist das breitere Zeitsignal mit der Steigung  $\Delta S_1$  den stärker oszillierenden Verlauf auf als das kürzere Zeitsignal. Hinsichtlich der Zieldetektion ist dabei zu beachten, dass bei den breiten Minima des kürzeren Interferenzsignals die CFAR-Schwellen diesen Schwankungen folgen können. Damit ist es möglich schwache Ziele innerhalb der Minima mit größerer Wahrscheinlichkeit zu detektieren. Andererseits besteht die Gefahr, dass die Maxima des resultierenden Spektrums bei ungünstiger Parametrierung des CFAR-Detektors zu Falschzielen führen.

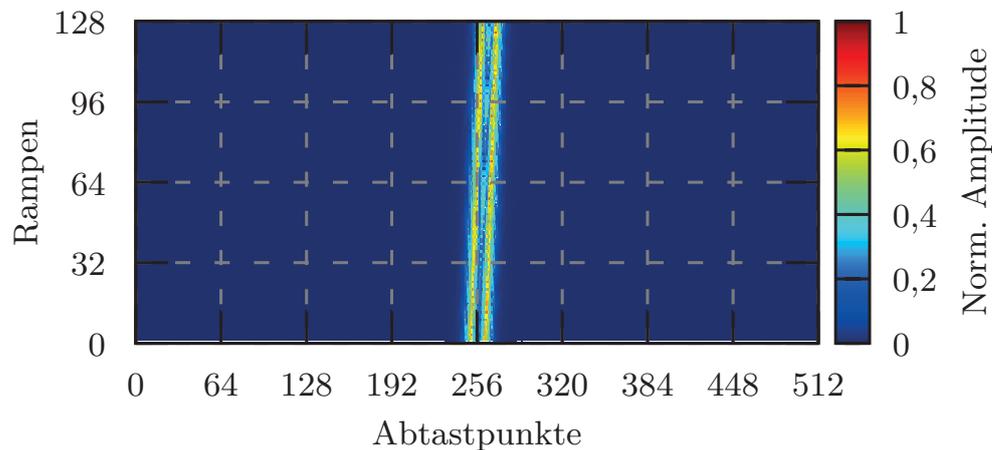
### Untersuchung des Geschwindigkeitsspektrums eines Interferenzsignals

Das Geschwindigkeitsspektrum eines Interferenzsignals hängt mit dem Phasenverlauf über eine Folge von Rampen zusammen. Besteht über mehrere Rampen ein linearer Phasenzusammenhang, so hat das resultierende Spektrum in Geschwindigkeitsrichtung nur eine geringe Ausdehnung, deren Position und Breite vom Betrag der Phasenverschiebung von Rampe zu Rampe abhängt. Bei nichtlinearen oder zufälligen Phasenverhältnissen ergibt sich wie im Entfernungsbereich eine breitbandige Beeinflussung mehrerer Geschwindigkeitszellen oder sogar des gesamten Geschwindigkeitsbereichs.

In den im Folgenden abgebildeten Graphen sind die unterschiedlichen Resultate dargestellt. Abbildung 4.7 stellt den einfachsten Fall eines Interferenzsignals mit konstanter Frequenz und konstanter Phasenbeziehung zwischen den einzelnen Rampen dar. In Geschwindigkeitsrichtung ist zu beobachten, dass nur eine einzelne Geschwindigkeitszelle von dem Interferenzsignal betroffen ist. Dies ist wegen des konstanten Phasenzusammenhangs zu erwarten. In Entfernungsrichtung ist das in Abbildung 4.6 dargestellte Entfernungsspektrum zu erkennen. In diesem sehr einfachen Szenario verhalten sich Entfernung und Geschwindigkeitsspektrum als weitgehend entkoppelt. Wird im nächsten Schritt

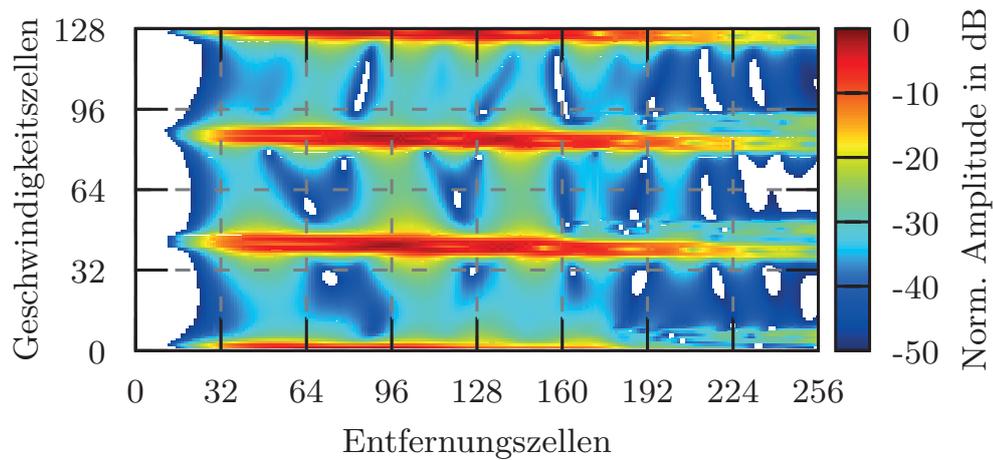


**Abbildung 4.7:** Geschwindigkeitsspektrum des simulierten Interferenzsignals mit konstanter Frequenz.



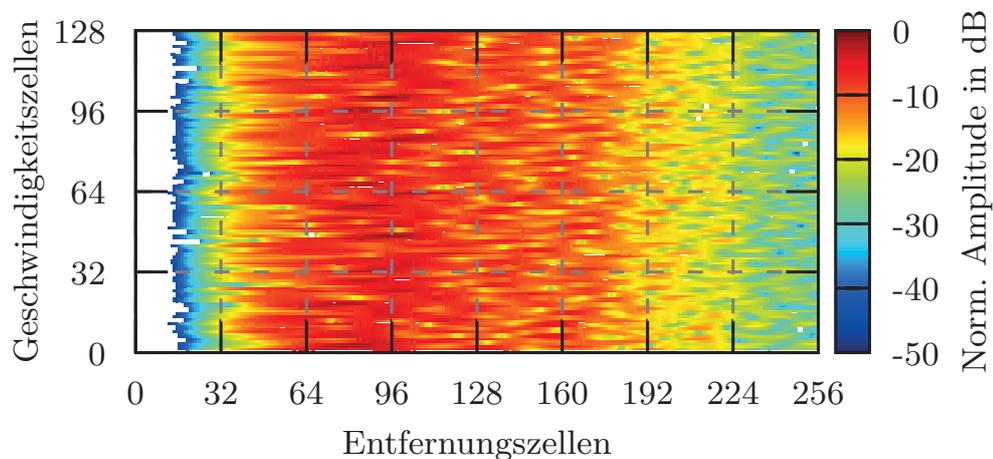
**Abbildung 4.8:** Betrag des Amplitudenverlaufs eines simulierten Interferenzsignals über 128 Rampen. Die Steigung des Interferenzsignals ist  $3,33 \frac{\text{GHz}}{\text{s}}$ , die Rampendauer des Nutzsymbols  $20 \mu\text{s}$  und dessen Bandbreite 500 MHz.

allerdings ein frequenzmoduliertes Interferenzsignal betrachtet, ist dies nicht mehr gegeben. Abbildung 4.8 zeigt exemplarisch den Amplitudenverlauf eines typischen linearen FMCW-Interferenzsignals, das eine vollständige Rampenfolge abdeckt. Abbildung 4.9 zeigt das zugehörige Entfernung-Geschwindigkeitsspektrum. Daran ist zu beobachten, dass trotz veränderlicher Frequenz des Interferenzsignals ein lokal konzentriertes Spektrum mit drei Hauptmaxima in Geschwindigkeits-Richtung und einer breitbandigen Verteilung in Entfernungsrichtung entsteht. Die im vorigen Fall zu beobachtenden Minima in



**Abbildung 4.9:** Geschwindigkeitsspektrum des simulierten Interferenzsignals wie in Abbildung 4.8 dargestellt.

Entfernungsrichtung sind verschwunden und die durch das Interferenzsignal betroffenen Geschwindigkeitszellen verändern sich leicht mit der Entfernung (am besten zu sehen bei Geschwindigkeitszelle 0 und 128). Zusätzlich ist bei großen Entfernungen der Einfluss des Aliasing zu beobachten.



**Abbildung 4.10:** Geschwindigkeitsspektrum des simulierten Interferenzsignals mit einer Steigung von  $3,37 \frac{\text{GHz}}{\text{s}}$ .

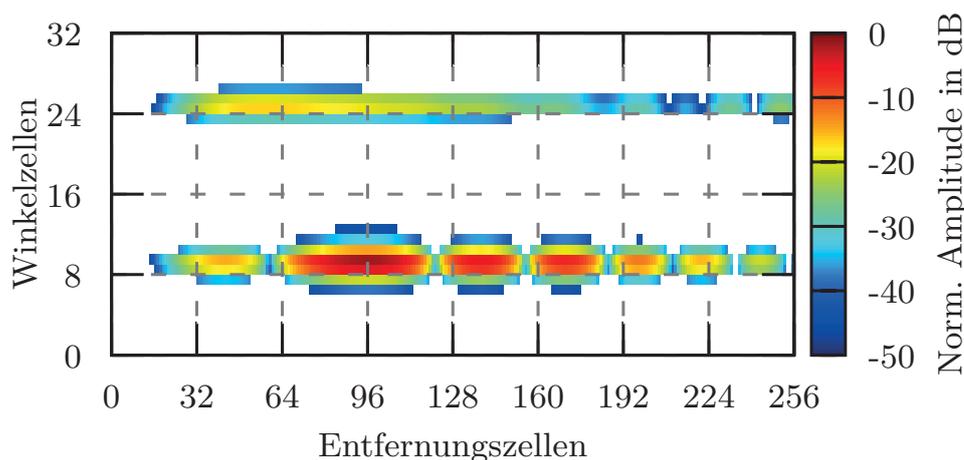
Abbildung 4.10 zeigt das Spektrum eines Interferenzsignals mit im Vergleich zu Abbildung 4.9 von  $3,33 \frac{\text{GHz}}{\text{s}}$  auf  $3,37 \frac{\text{GHz}}{\text{s}}$  nur leicht veränderter Steigung. Das Spektrum selbst hat dagegen eine vollkommen andere Form. Weder in Entfernungs- noch in Geschwindigkeitsrichtung sind signifikante Maxima oder Minima festzustellen. Der generelle Amplitudenverlauf folgt dem des ZF-Filters

und sieht rauschähnlich aus. Durch die breitbandige Verteilung des Spektrums ist die Interferenzenergie ebenfalls breitbandig verteilt und trägt in jeder Entfernung-Geschwindigkeitszelle beinahe gleichförmig zum Grundrauschen bei. Dadurch wird durch dieses Signal im ungünstigsten Fall die Detektionsschwelle erhöht. Fehldetektionen sind jedoch nicht zu erwarten.

Das sehr unterschiedliche Verhalten der drei gezeigten Beispiele für Interferenzsignale lässt darauf schließen, dass in einem realen Radarsensor sehr viele verschiedene Interferenzfälle beachtet werden müssen und nicht nur der in der letzten Grafik dargestellte Fall für inkohärente und breitbandige Signale. Insbesondere Interferenzsignale, deren Energie sich bei der Signalverarbeitung auf einzelne Auflösungszellen konzentriert und damit zu Fehldetektionen führen können, müssen zuverlässig detektiert und durch geeignete Wahl der Parameter des eigenen Sendesignals soweit wie möglich unterdrückt werden.

### Untersuchung des Winkelspektrums eines Interferenzsignals

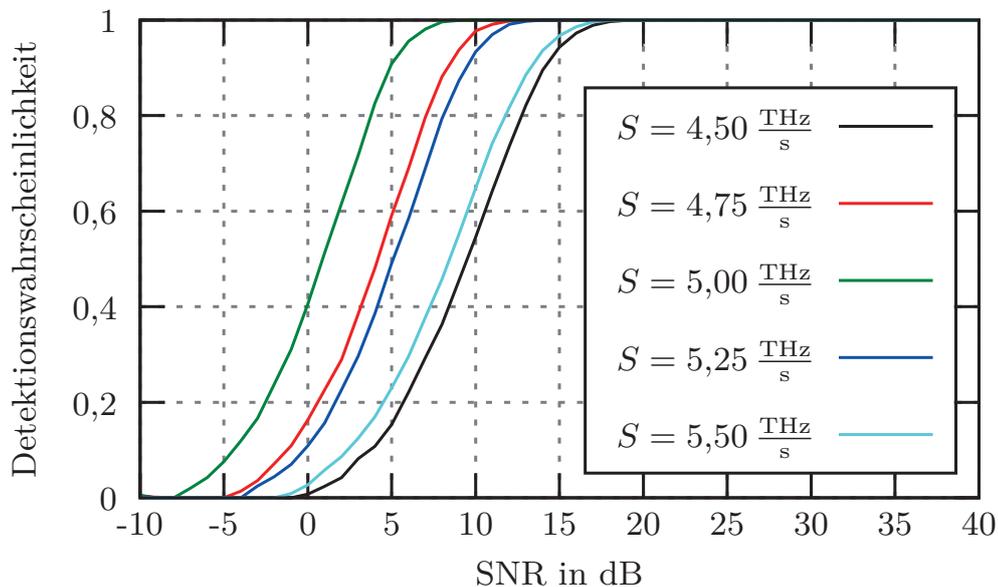
Im Gegensatz zum Entfernung- und Geschwindigkeitsspektrum eines Interferenzsignals ist das Winkelspektrum grundsätzlich unabhängig von dem Signal und dessen zeitlichem Verlauf. Es hängt allein von der Position des Störers relativ zum eigenen Sensor ab. Im Umkehrschluss bedeutet dies, dass ein Interferenzsignal über seine Richtung von Nutzsignalen aus anderen Richtungen getrennt werden kann, was schon in vorausgehenden Kapiteln angesprochen wurde. Abbildung 4.11 zeigt das Winkelspektrum eines Interferenzsignals mit konstanter Frequenz. Für diese Simulation wurden 32 Empfänger mit Ele-



**Abbildung 4.11:** Winkelspektrum des simulierten Interferenzsignals mit konstanter Frequenz. Bei der Transformation in Winkelrichtung wurde ein Hann-Fenster verwendet.

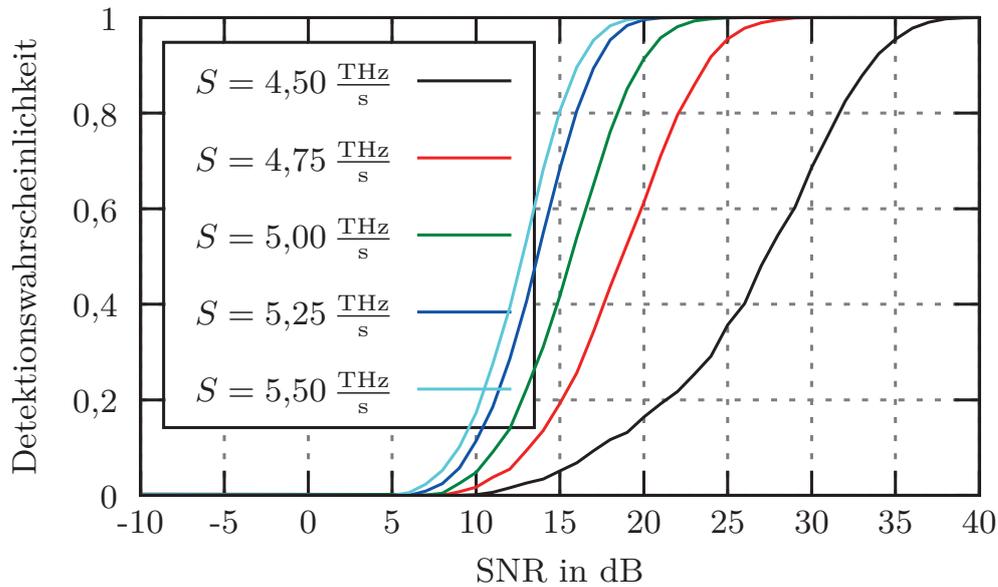
mentabstand  $\frac{\lambda}{2}$  verwendet. In Entfernungsrichtung ist das charakteristische oszillierende Muster aus Abbildung 4.6 zu erkennen. In Winkelrichtung sind die Nebenkeulen durch Verwendung eines Hann-Fensters stark unterdrückt. Wie beim Dopplerspektrum in Abbildung 4.7 sind neben der Hauptkeule bei Winkelzellen 8 und 9 weitere Einflüsse des Interferenzsignals bei den Zellen 24 und 25 vorhanden, die gegenüber der Hauptkeule um etwa 15 dB gedämpft sind.

#### 4.2.2 Detektion der simulierten Interferenzsignale



**Abbildung 4.12:** Simulierte Detektionswahrscheinlichkeit eines Interferenzsignals bei Verwendung eines *Matched Filters* mit Referenzsignalen unterschiedlicher Steigung.

Zur effektiven Unterdrückung eines im ZF-Signal vorhandenen Interferenzsignals muss dieses zuerst detektiert werden. Dazu können die in Kapitel 3.3, S. 48ff, vorgestellten Verfahren verwendet werden. Insbesondere vor dem Hintergrund der Absicherung von Fehlfunktionen ist die zuverlässige Detektion von Interferenzsignalen und die Abschätzung ihres Potenzials, die aktuelle Messung zu beeinflussen, von entscheidender Bedeutung. Hierbei ist vor allem die Schwelle, ab der ein unerwünschtes Signal als solches erkannt werden kann, von Interesse. Dazu wurden Simulationen mit unterschiedlichen Steigungen von  $-500 \text{ MHz}$  bis  $500 \text{ MHz}$  für das Interferenzsignal mit einer Dauer von  $1 \text{ ms}$  durchgeführt (dies entspricht einer Steigung von  $\pm 0,5 \frac{\text{THz}}{\text{s}}$ ). Als Nutzsignal wurde eine Rampe mit  $100 \text{ MHz}$  Bandbreite und  $20 \mu\text{s}$  Dauer (dies entspricht



**Abbildung 4.13:** Simulierte Detektionswahrscheinlichkeit eines Interferenzsignals bei Verwendung eines Energiedetektors mit Referenzsignalen unterschiedlicher Steigung.

einer Steigung von  $5 \frac{\text{THz}}{\text{s}}$ ) verwendet. Die Parameter wurden so gewählt, weil sie die ungünstigste Wertekombination für aktuell produzierte Sensoren (nach [23]) darstellen und damit eine große relative Änderung in der Steigung der Rampen erzielt werden kann. Für die Detektion über ein *Matched Filter* bedeutet dies, dass die vorkommenden Signale besonders stark vom angepassten (*matched*) Signal abweichen.

Abbildung 4.12 zeigt das Ergebnis der Simulation für ein *Matched Filter*. Wie zu erwarten war, ist die Detektionsleistung für den Fall, auf den das Filter entworfen wurde, am besten und für die stark abweichenden Werte am schlechtesten. Dagegen ist beim Ergebnis des Energiedetektors in Abbildung 4.13 ein anderes Verhalten zu beobachten: Die Detektionsleistung nimmt mit der Steigung zu. Dies ist mit der abnehmenden Länge des Interferenzsignals zu begründen. Bei einem langen Interferenzsignal fallen nicht alle Abtastwerte in den Integrationszeitraum der Energiedetektion. Für die kürzeren Signale verbessert sich durch die Konzentration der Signalenergie auf wenige Abtastwerte das lokale SNR, was sich positiv auf die Detektionsleistung auswirkt. Im Vergleich zu dem *Matched Filter* ist die Detektionsleistung des Energiedetektors ca. 5 dB schlechter, das heißt ein Interferenzsignal muss bei Detektion mit dem Energiedetektor 5 dB stärker sein, um mit derselben Wahrscheinlichkeit detek-

tiert zu werden, als bei der Detektion über das *Matched Filter*. Zusätzlich ist die Schwankungsbreite deutlich höher. Während die Kurven beim *Matched Filter* für eine Detektionswahrscheinlichkeit von 80 % im Bereich 4 dB bis 13 dB liegen, erstreckt sich der Bereich für dieselbe Detektionswahrscheinlichkeit von 10 dB bis 26 dB. Für einen praktischen Einsatz ist dieser Zusammenhang besonders negativ, da hier eine möglichst konstante Detektionswahrscheinlichkeit erwünscht ist.

Zusammenfassend kann gefolgert werden, dass das *Matched Filter* zur Detektion verschiedener Signale eingesetzt werden kann, solange die Abweichung nicht zu groß wird (im in Abbildung 4.12 und 4.13 gezeigten Beispiel  $\pm 10\%$ ). Der Energiedetektor weist dagegen eine durchweg schlechtere Detektionsleistung auf, die selbst bei richtiger Wahl der Parameter mindestens 5 dB unter der des *Matched Filter* liegt. Insbesondere bei Signalen, deren Dauer über die Integrationszeit des Energiedetektors hinausgeht, ist die Detektionsleistung deutlich reduziert.

### 4.2.3 Einfluss eines nichtlinearen Verstärkers auf einfache Szenarien

Im Folgenden sollen die Einflüsse von Nichtlinearitäten im Empfangszweig eines Radars, das nach dem Schnelle-Rampen-Verfahren arbeitet, dargestellt werden. Hierzu werden verschiedene simulierte Signale nichtlinear verstärkt und die Auswirkungen auf die Entfernungs-, Doppler- und Winkelverarbeitung untersucht. Das verwendete Simulationsmodell ist das in Kapitel 3.2.4, S. 44, vorgestellte Rapp-Modell.

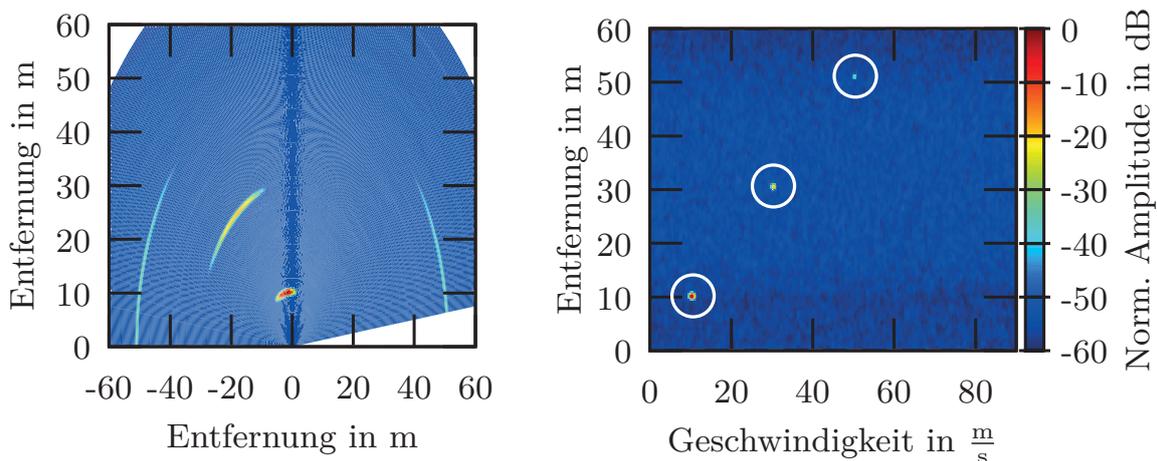
#### Auswirkung von Übersteuerung bei einem Ziel

Wird nur ein einzelnes Ziel in der Entfernung  $r$ , mit der Geschwindigkeit  $v$  und der Winkelablage  $\varphi$  betrachtet, entstehen durch die nichtlineare Verstärkung Oberwellen, die darauf zurückzuführen sind, dass das Ausgangssignal sich mit wachsender Amplitude des Eingangssignals immer mehr einem Rechtecksignal annähert. Die Fourier-Zerlegung eines Rechtecksignals mit der Frequenz  $f_0$

$$\sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{2n+1} \sin(2\pi f_0 t (2n+1)) \quad (4.2.1)$$

zeigt, dass alle ungeraden Vielfachen der Grundfrequenz enthalten sind. Die Amplitude der Oberwellen fällt dabei nur langsam ab. Da die in den Oberwellen enthaltene Leistung proportional zum Quadrat der Amplitude ist, ist die enthaltene Leistung der ersten auftretenden Oberwelle mit der dreifachen Frequenz (die zweite Oberwelle oder dritte Harmonische der Grundfrequenz)

um 9,5 dB geringer als die Leistung der Grundwelle. Die in der fünften Harmonischen enthaltenen Leistung ist entsprechend um 14,0 dB und die der siebten Harmonischen um 16,9 dB geringer. Da bei einem nach dem Schnelle-Rampen-Verfahren arbeitenden Radarsensor die Messgrößen Entfernung, Geschwindigkeit und Winkel in der Frequenz (beziehungsweise Ortsfrequenz für den Winkel) des Empfangssignals enthalten sind, stellen die Oberwellen neue Ziele dar, deren Parameter entsprechend Vielfache der Grundfrequenz sind. Weil Entfernung und Geschwindigkeit proportional zur Frequenz sind, befinden sich die durch die Oberwellen hervorgerufenen Falschziele bei der entsprechend vielfachen Entfernung und Geschwindigkeit (im jeweiligen Eindeutigkeitsbereich). Reale Verstärker sind nicht perfekt symmetrisch bezüglich der Verstärkung der oberen und unteren Halbwellen der Signale. Aus diesem Grund sind bei realen Verstärkern auch geradzahlige Vielfache der Grundfrequenz in einem verzerrten Ausgangssignal enthalten. Diese Tatsache wurde in dem verwendeten Modell vernachlässigt.

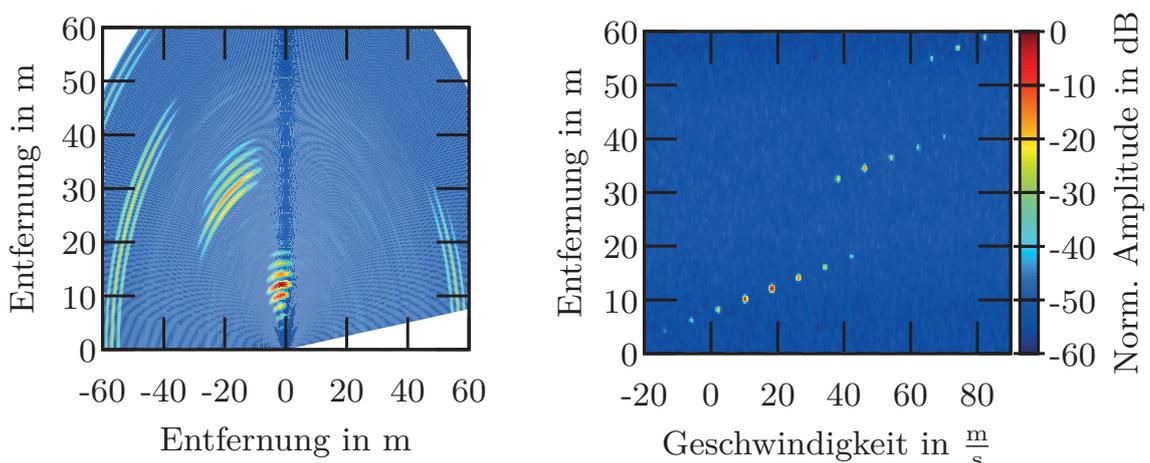


**Abbildung 4.14:** Simuliertes Entfernungs-Winkel- (kartesisch aufgetragen, links) und Entfernungs-Geschwindigkeits-Spektrum (rechts) eines stark verzerrten Zielsignals. Das simulierte Ziel befindet sich an der Position  $x = -2$  m und  $y = 10$  m und hat die Geschwindigkeit  $v = 10 \frac{\text{m}}{\text{s}}$ . Die durch die Oberwellen hervorgerufenen Falschziele befinden sich bei der drei- und fünffachen Entfernung.

In Abbildung 4.14 ist das Simulationsergebnis für ein Ziel mit stark verzerrtem Empfangssignal dargestellt. Die durch die Oberwellen hervorgerufenen Falschziele sind bei der drei- und fünffachen Entfernung zu erkennen. Ebenfalls zu beobachten ist die größere Geschwindigkeit und Winkelablage der Falschziele.

### Auswirkung von Übersteuerung bei zwei Zielen

Wird die Simulation um ein Ziel erweitert, so können neben den Oberwellen auch Intermodulationsprodukte beobachtet werden. Abbildung 4.15 zeigt das Simulationsergebnis. Das erste Ziel hat dieselben Parameter wie in der Simulation mit einem Ziel ( $x = -2$  m,  $y = 10$  m und  $v = 10 \frac{\text{m}}{\text{s}}$ ). Das zweite Ziel befindet sich an der Position  $x = -2$  m und  $y = 12$  m mit der Geschwindigkeit  $v = 18 \frac{\text{m}}{\text{s}}$ . Es ist zu sehen, dass die Intermodulationsprodukte in der Umgebung der realen Ziele mit verringerter Amplitude auftreten. Die Positionen der Intermodulationsprodukte ergeben sich aus den in Gleichung (3.2.13) dargestellten Frequenzen (dort  $2\omega_1 - \omega_2$  beziehungsweise  $2\omega_2 - \omega_1$ ). Da das hier verwendete Modell auch Terme höherer Ordnung enthält, ergeben sich die Frequenzen der Intermodulationsprodukte aus Gleichung (3.2.15). Zu beachten ist, dass die Intermodulationsprodukte nur in Entfernung und Doppler auftreten. Im Entfernungs-Winkel-Spektrum zeigen sich nur die Intermodulationsprodukte in Entfernungsrichtung, im Winkel sind dagegen keine zusätzlichen Falschziele oder Nebenkeulen zu erkennen. Dies kann damit erklärt werden, dass die Winkelverarbeitung nach der Entfernungs- und Dopplerverarbeitung erfolgt. Durch diese vorgelagerten Verarbeitungsschritte werden die Auswirkungen der Verzerrung auf die Zielsignale vermindert. Dies geschieht durch die Zerlegung der übersteuerten Schwingung in ihre spektralen Bestandteile bei der Dopplerbeziehungsweise Entfernungsverarbeitung. Bei der Winkelverarbeitung enthalten die Signale also keine Oberwellen mehr und es treten keine zusätzlichen Falschziele auf.



**Abbildung 4.15:** Simuliertes Entfernungs-Winkel- (kartesisch aufgetragen, links) und Entfernungs-Geschwindigkeits-Spektrum (rechts) eines Szenarios mit zwei Zielsignalen und stark nichtlinearem Verstärker.

### Auswirkung von Übersteuerung durch ein anderes Radar

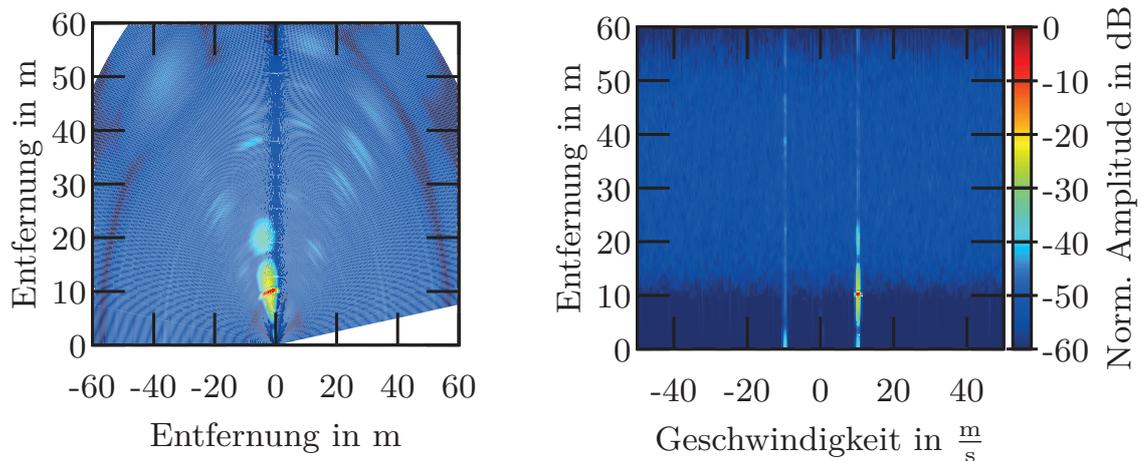
Die Übersteuerung des eigenen Sensors durch Zielsignale kann durch eine geeignete Auslegung der Eingangsstufen weitgehend vermieden werden. Die Übersteuerung durch ein fremdes Radar ist wegen der sehr großen auftretenden Signalpegel in der Praxis nicht zu vermeiden. Aus diesem Grund müssen die dabei auftretenden Effekte bei der Signalauswertung berücksichtigt werden, um bei einer auftretenden Störung keine Falschziele zu erzeugen. Da die Auswirkungen der Interferenzsignale in den vorigen Kapiteln dargestellt wurden, soll hier nur auf die Auswirkungen der Übersteuerung eingegangen werden. Hierzu wurde in den folgenden Simulationen das Interferenzsignal nur zur Berechnung der Verstärkung verwendet und diese Verstärkung auf das Zielsignal angewendet. Gleichung (3.2.16) wird mit der Amplitude des Nutzsignals  $a$ , der des Interferenzsignals  $a_I$  und der maximalen Amplitude am Ausgang  $a_{\max}$ ,

$$a_{\text{aus}}(a, a_I) = \frac{G \cdot a}{\left[ 1 + \left( \frac{G \cdot |a + a_I|}{a_{\max}} \right)^{2p} \right]^{\frac{1}{2p}}} \quad (4.2.2)$$

modifiziert. Im Spektrum kann dies so interpretiert werden, dass die Frequenzen  $\omega_1$  und  $\omega_2$  weit genug auseinander liegen, um alle entstehenden Intermodulationsprodukte ausfiltern zu können. Damit bleibt nur noch der Kreuzmodulationsterm nach Gleichung (3.2.12) als Einfluss auf das Signal.

Im Folgenden wurde ein Punktziel an der Position  $x = -2$  m und  $y = 10$  m und mit der Geschwindigkeit  $v = 10 \frac{\text{m}}{\text{s}}$ , das ein Interferenzsignal aussendet, simuliert. Das Interferenzsignal wurde als CW-, FMCW- und CS-Signal simuliert. Die Amplitude des Ziels beziehungsweise des Interferenzsignals am Empfangereingang sind für alle Wellenformen gleich. Die Amplitude des Zielsignals wurde so gewählt, dass es sich im linearen Bereich des Empfangsverstärkers befindet. Die Übersteuerung und damit auch die Kreuzmodulation erfolgte allein durch die Störpulse, die auftraten, wenn sich das Interferenzsignal im Empfangsfilter befand. Zu diesen Zeitpunkten wurde der Verstärker so weit in Sättigung getrieben, dass das Nutzsignal weniger Verstärkung erfuhr und entsprechend der in Gleichung (4.2.2) angegebenen Abhängigkeit amplitudenmoduliert wurde.

Abbildung 4.16 zeigt das Entfernungs- und Doppler-Spektrum eines einzelnen Ziels, dessen ZF-Signal durch ein starkes CW-Signal beeinflusst wird. Da sich das demodulierte CW-Signal immer zum selben Zeitpunkt, bezogen auf den Start des Nutzsignals, im Durchlassband des ZF-Filters befindet, wird die Amplitude des Nutzsignals periodisch reduziert. Dies führt zu den Effekten, die in der Abbildung beobachtet werden können: Die Zielsignatur verbreitert sich in

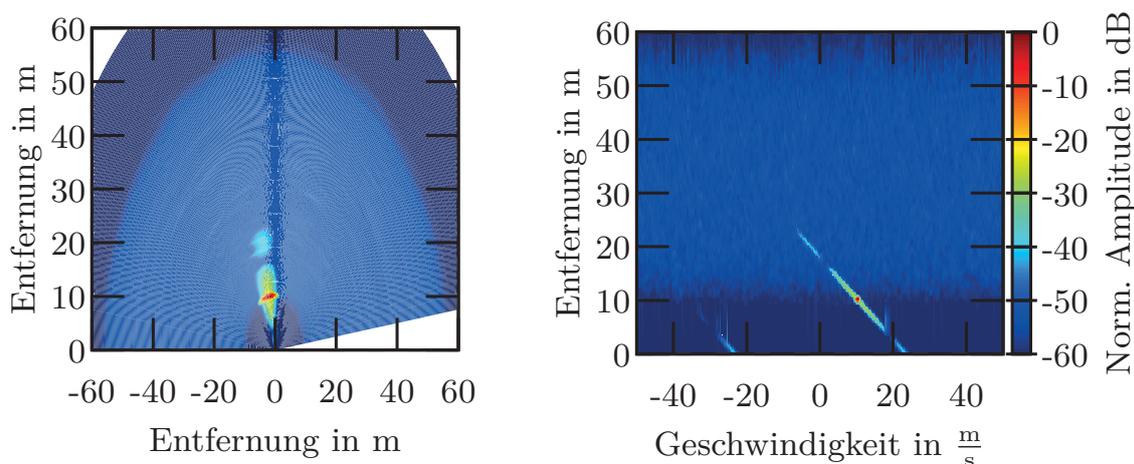


**Abbildung 4.16:** Simuliertes Entfernungs-Winkel- (kathesisch aufgetragen, links) und Entfernungs-Geschwindigkeits-Spektrum (rechts) eines Szenarios mit einem Ziel, einem fremden CW-Interferenzsignal und nichtlinearem Verstärker.

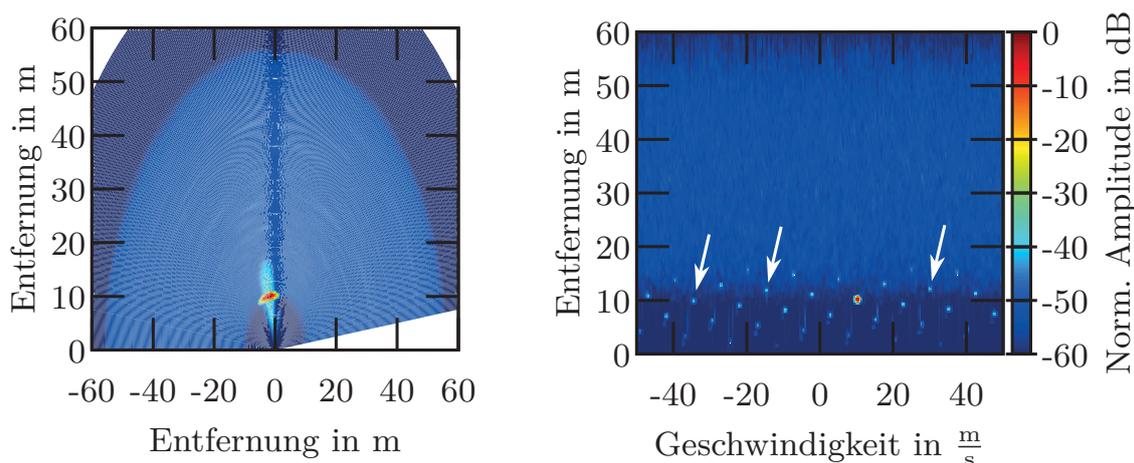
Entfernungsrichtung und bei der negativen Geschwindigkeit treten Nebenlinien auf. Gleichzeitig entstehen in Winkelrichtung beim doppelten Winkel und beim negativen Zielwinkel Nebenmaxima. Diese entstehen, weil das Interferenzsignal unter einem Winkel ungleich  $0^\circ$  auf die simulierte Apertur auftrifft und so die einzelnen Empfangskanäle zu einem Zeitpunkt unterschiedlich stark beeinflusst werden. Gleichzeitig konzentriert sich die Beeinflussung aufgrund des über die Rampen konstanten Interferenzsignals auf eine Geschwindigkeitszelle.

Das Simulationsergebnis für ein typisches FMCW-Interferenzsignal mit einem Frequenzhub von 1 GHz über 3 ms Rampendauer ist in Abbildung 4.17 dargestellt. Es ist zu erkennen, dass das Ziel im Entfernungs-Winkel-Spektrum einen Rauschsockel hat, der mit dem bei einem CW-Interferenzsignal vergleichbar ist, jedoch eine geringere Amplitude aufweist. Im Entfernungs-Doppler-Spektrum ist zu sehen, dass sich der Rauschsockel in Dopplerrichtung weiter ausdehnt als beim CW-Interferenzsignal.

In Abbildung 4.18 ist das Simulationsergebnis für ein CS-Interferenzsignal mit einem Frequenzhub von 1 GHz über  $16,6 \mu\text{s}$  Rampendauer dargestellt. Das Ergebnis der Amplitudenmodulation durch das Interferenzsignal kann vor allem im Entfernungs-Doppler-Spektrum beobachtet werden: Das Zielsignal tritt entsprechend der Rampenwiederholfrequenz des Interferenzsignals in der Geschwindigkeit mehrfach auf. In Entfernungsrichtung ist der Effekt weniger ausgeprägt, da das Interferenzsignal dort durch das ZF-Filter gedämpft wurde. Dieser hat eine Fensterwirkung, die das Signal bandbegrenzt. Im Entfernungs-Winkel-Spektrum ist zu sehen, dass sich alle Kreuzmodulationsprodukte im gleichen



**Abbildung 4.17:** Simuliertes Entfernungs-Winkel- (kartesisch aufgetragen, links) und Entfernungs-Geschwindigkeits-Spektrum (rechts) eines Szenarios mit einem Ziel, einem fremden FMCW-Interferenzsignal und nichtlinearem Verstärker.



**Abbildung 4.18:** Simuliertes Entfernungs-Winkel- (kartesisch aufgetragen, links) und Entfernungs-Geschwindigkeits-Spektrum (rechts) eines Szenarios mit einem Ziel, einem fremden Schnelle-Rampen-Interferenzsignal und nichtlinearem Verstärker. Drei Falschziele wurden exemplarisch mit einem Pfeil markiert.

Winkel befinden und einen Rauschsockel in Entfernungsrichtung um das Ziel bilden. Durch die scharfe Abgrenzung der Falschziele in Entfernungs- und Geschwindigkeitsrichtung ist davon auszugehen, dass diese Falschziele durch den CFAR-Detektor detektiert werden. Wenn diese Situation über mehrere Sen-

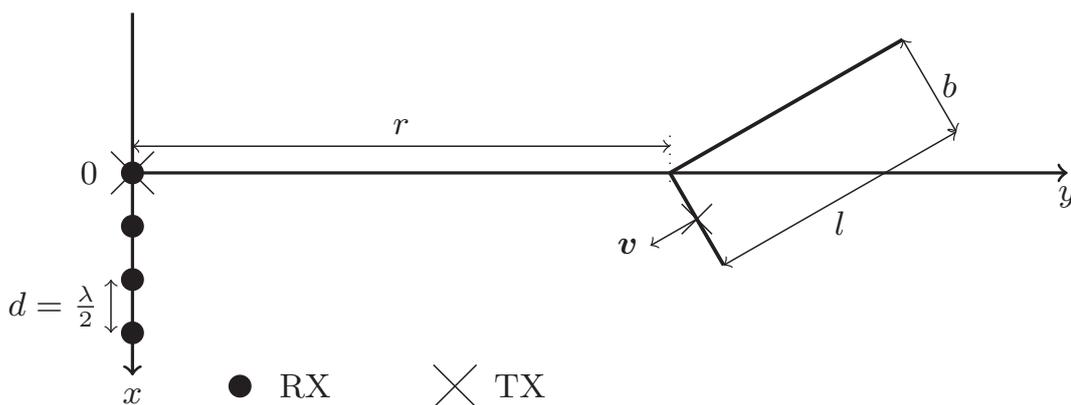
dezyklen bestehen bleibt, gibt es durch die große Anzahl an Falschzielen die Möglichkeit, dass ein Falschtrack aufgesetzt wird. Dem kann begegnet werden, indem während durch Kreuzmodulation beeinflussten Messungen keine neuen Ziele in die Verfolgung aufgenommen werden dürfen.

#### 4.2.4 Simulation komplexer Szenarien

In diesem Kapitel sollen die in Kapitel 3.5, S. 55, vorgestellten Gegenmaßnahmen zusammen mit den im vorigen Kapitel untersuchten Detektionsverfahren betrachtet werden. Da in der Simulation im Gegensatz zur Messung das unbeeinflusste Signal bekannt ist, kann hier eine quantitative Beurteilung der Leistungsfähigkeit der Algorithmen abgegeben werden. Als Referenz für die verwendeten Störunterdrückungsverfahren wird das Nullsetzen einzelner als gestört detektierter Abtastwerte verwendet (vgl. Kapitel 3.5.1, S. 56). Dieses Verfahren hat den geringsten Signalverarbeitungsaufwand und kann damit auch in Sensoren mit geringer Rechenleistung eingesetzt werden. Nichtlineare Effekte werden im Folgenden nicht simuliert, das heißt die Signalverarbeitungskette ist vollständig linear.

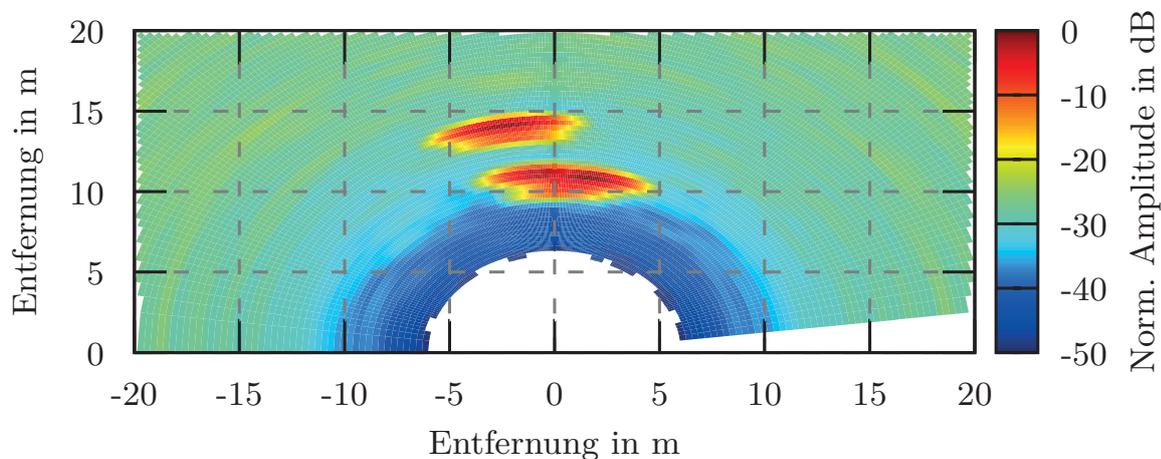
#### Das Szenario

Als zu erfassendes Szenario wird eine L-förmige Anordnung von idealen Punktreflektoren verwendet (siehe Abbildung 4.19). Diese Anordnung kommt einem querenden Fahrzeug sehr nahe. Die Abmessungen des L-förmigen Ziels betragen  $b = 2\text{ m}$  und  $l = 5\text{ m}$ . Der Winkel zur  $x$ -Achse beträgt  $30^\circ$  und die Entfernung vom simulierten Sensor zum Eck des L-förmigen Ziels beträgt  $r =$



**Abbildung 4.19:** Schematische Darstellung des simulierten Szenarios (nicht im Maßstab) mit einem Sender (TX) und vier Empfängern (RX).

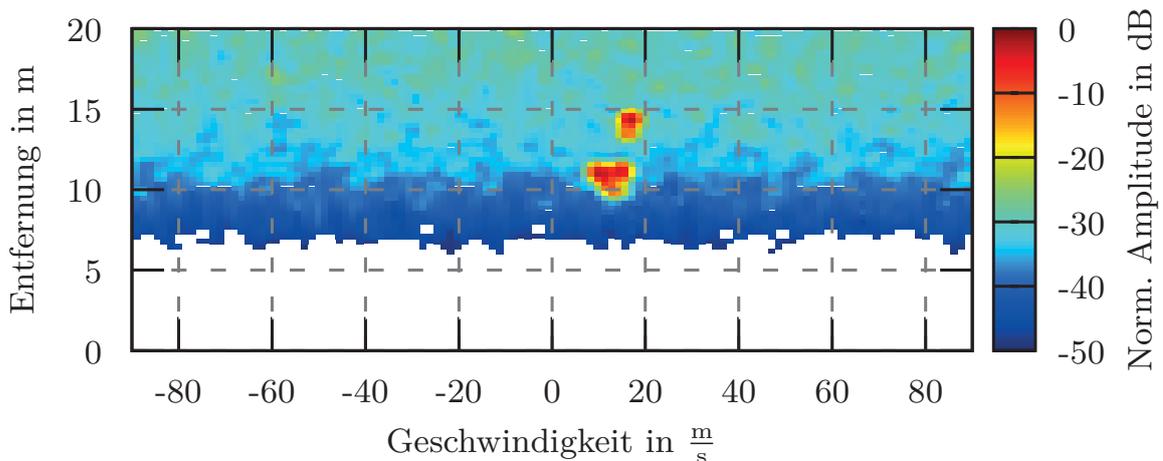
10 m. Zusätzlich befindet sich in der Mitte der kurzen Seite des L-förmigen Ziels ein Radarsensor, der Interferenzsignale aussendet. Hierfür werden verschiedene CW-Wellenformen verwendet. Der eigene Radarsensor arbeitet nach dem Schnelle-Rampen-Verfahren mit 128 Rampen, von denen jede eine Dauer von  $20,48 \mu\text{s}$  und eine Bandbreite von 500 MHz hat. Der Sensor besitzt einen Sender und 16 Empfänger. Die Abtastrate der Analog-Digital-Wandler (AD-Wandler) beträgt 50 MHz bei einer Auflösung von 12 bit. Für die Simulation wurde entsprechend der Überlegungen in Kapitel 3.2.1, S. 41 ein SNR von 0 dB vor der Signalverarbeitungskette in jedem Kanal gewählt. Durch die 512 Abtastwerte für jede der 128 Rampen und 16 Empfänger ergibt sich ein Verarbeitungsgewinn von etwa 60 dB.



**Abbildung 4.20:** Simuliertes Radarbild eines querenden Fahrzeugs (Ausschnitt) entsprechend dem Szenario in Abbildung 4.19.

Abbildung 4.20 zeigt das Ergebnis der Simulation des Szenarios ohne Interferenzsignal. In Abbildung 4.21 ist das zugehörige Entfernungs-Geschwindigkeits-Spektrum dargestellt. Die Abbildungen wurden auf das Maximum normiert und auf 50 dB Dynamik begrenzt. Die Quantisierung wurde ebenfalls auf maximale Aussteuerung ausgelegt. In der praktischen Anwendung kann dies so nicht umgesetzt werden. Dort müssen die Verstärkungsfaktoren im Voraus auf einen Wert festgelegt werden, bei dem in den abzudeckenden Fällen keine Übersteuerung zu erwarten ist.

Im kartesisch in  $x$ - und  $y$ -Richtung dargestellten Amplitudendiagramm in Abbildung 4.20 sind die Auswirkungen der breiten Antennenkeulen sehr gut zu erkennen. Charakteristisch ist ebenfalls der breite Bereich mit hoher Amplitude bei der vorderen Kante des L-förmigen Ziels, die durch die Überlagerung der Reflexionen an den Enden der Schenkel des L-förmigen Ziels zustande kommen. Da die Schenkel des L-förmigen Ziels durch einzelne Punktreflektoren simuliert

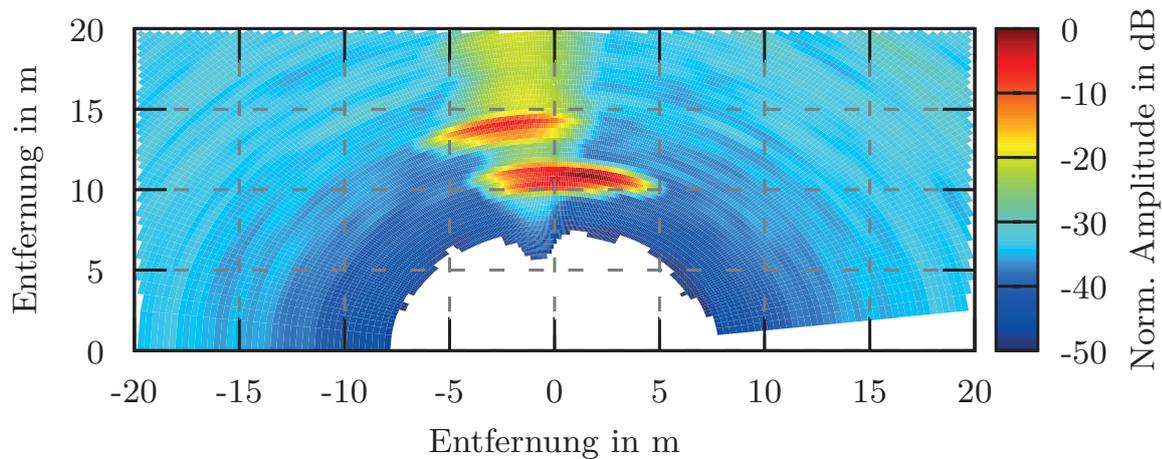


**Abbildung 4.21:** Simuliertes Entfernungs-Geschwindigkeits-Spektrum eines querenden Fahrzeugs (Ausschnitt) entsprechend dem Szenario in Abbildung 4.19.

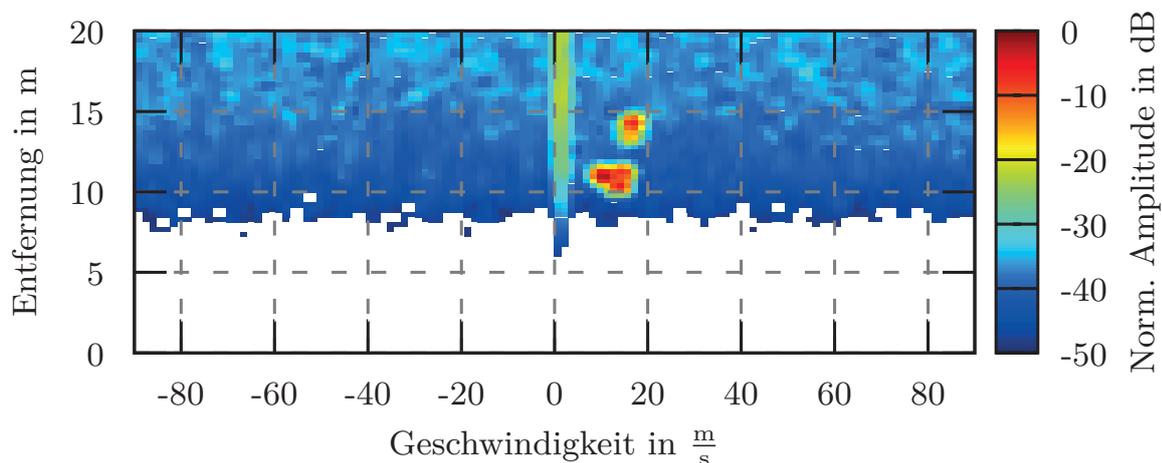
werden, tritt in großen Bereichen destruktive Interferenz auf, und es ist auch am langen Schenkel nur das Ende als deutliche Reflexion zu sehen. Dieses Verhalten der Simulation bildet aber durchaus die realen Verhältnisse nach [70].

In Abbildung 4.21 ist die Amplitude über der radialen Entfernung und Geschwindigkeit dargestellt. Durch die feine Geschwindigkeitsdiskretisierung und die räumliche Ausdehnung des Objektes werden mehrere Geschwindigkeitszellen belegt. Die hintere Kante des L-förmigen Ziels erscheint dabei als einzelnes Teilobjekt. Ebenfalls gut zu erkennen ist der Rauschanstieg durch den Frequenzgang des ZF-Filters, der zur Kompensierung der  $r^4$ -Abhängigkeit der Zielamplitude ausgelegt wurde.

In Abbildung 4.22 ist das Radarbild mit einem CW-Interferenzsignal dargestellt. Der Anstieg des Grundrauschens in Richtung des Interferenzsignals ist deutlich zu erkennen. Der charakteristische Verlauf der CW-Interferenz in Geschwindigkeitsrichtung ist in Abbildung 4.23 zu sehen. Die Energie des Interferenzsignals konzentriert sich auf einige wenige Geschwindigkeitszellen um  $0 \frac{\text{m}}{\text{s}}$ . Gleichzeitig ist zu erkennen, dass das eigentliche Ziel aufgrund seiner Eigengeschwindigkeit gut von dem Interferenzsignal zu trennen ist. Für diese Signalform wäre also vor allem für langsame Ziele, wie zum Beispiel Fußgänger, eine reduzierte Detektionsleistung zu erwarten. Im Vergleich zum Referenzszenario ohne Interferenzsignal ist in dem Bereich, der von der Interferenz betroffen ist, eine maximale Erhöhung des Grundrauschens von etwa 5 dB abzulesen.

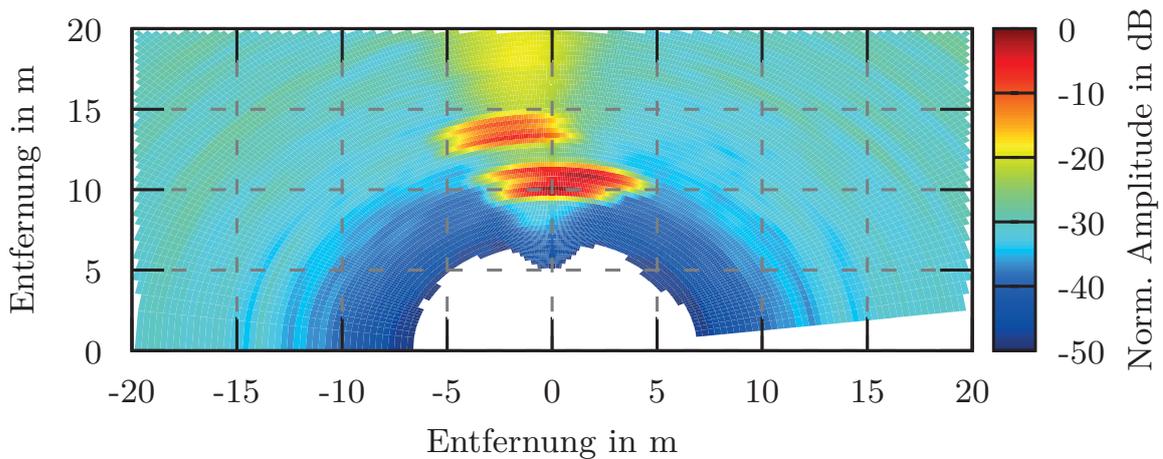


**Abbildung 4.22:** Simuliertes Radarbild eines querenden Fahrzeugs mit CW Interferenzsignal (Ausschnitt).

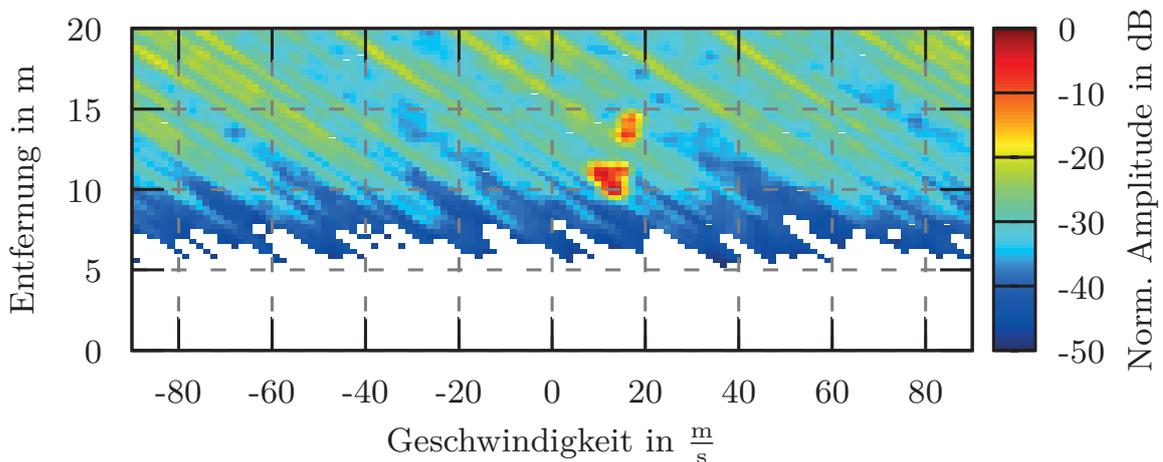


**Abbildung 4.23:** Simuliertes Entfernungs-Geschwindigkeits-Spektrum eines querenden Fahrzeugs mit CW Interferenzsignal (Ausschnitt, vgl. Abbildung 4.20).

In Abbildung 4.24 ist das Radarbild mit einem FMCW-Interferenzsignal dargestellt (Frequenzhub 1 GHz, Rampendauer 1 ms). In dieser Darstellung ist das Ergebnis der Simulation wenig von dem in Abbildung 4.22 dargestellten Resultat der CW-Interferenz zu unterscheiden. In der Entfernungs-Geschwindigkeits-Darstellung in Abbildung 4.25 ist der Unterschied allerdings deutlich zu erkennen. Das FMCW-Signal sorgt für charakteristische Streifen im Spektrum, die sich über alle Geschwindigkeitszellen erstrecken. Dadurch ist das Ziel trotz Eigengeschwindigkeit nicht mehr von dem Interferenzsignal zu trennen. Da die



**Abbildung 4.24:** Simuliertes Radarbild eines querenden Fahrzeugs mit FMCW-Interferenzsignal (Ausschnitt).

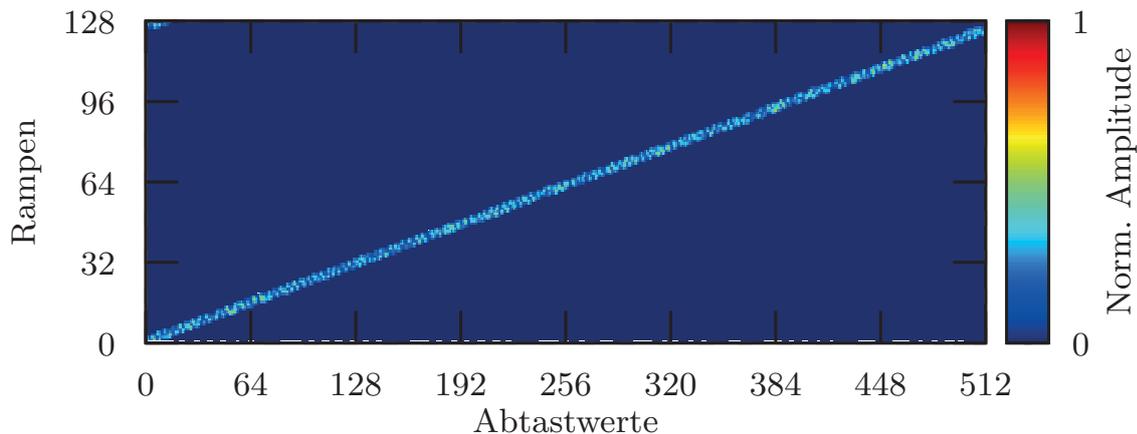


**Abbildung 4.25:** Simuliertes Entfernungs-Geschwindigkeits-Spektrum eines querenden Fahrzeugs mit FMCW-Interferenzsignal (Ausschnitt, vgl. Abbildung 4.20).

Amplitude des Interferenzsignals in diesem Beispiel deutlich unter der des Ziels beziehungsweise nur leicht über dem Rauschpegel liegt, ist auch hier nur eine geringe Beeinträchtigung der Detektionsleistung zu erwarten.

#### 4.2.5 Unterdrückung des detektierten Interferenzsignals

Im Folgenden sollen die unterschiedlichen Interferenzminimierungsverfahren auf das simulierte Szenario mit FMCW-Interferenz angewandt und verglichen werden. Das Szenario mit CW-Interferenz wird hier nicht weiter aufgeführt, weil

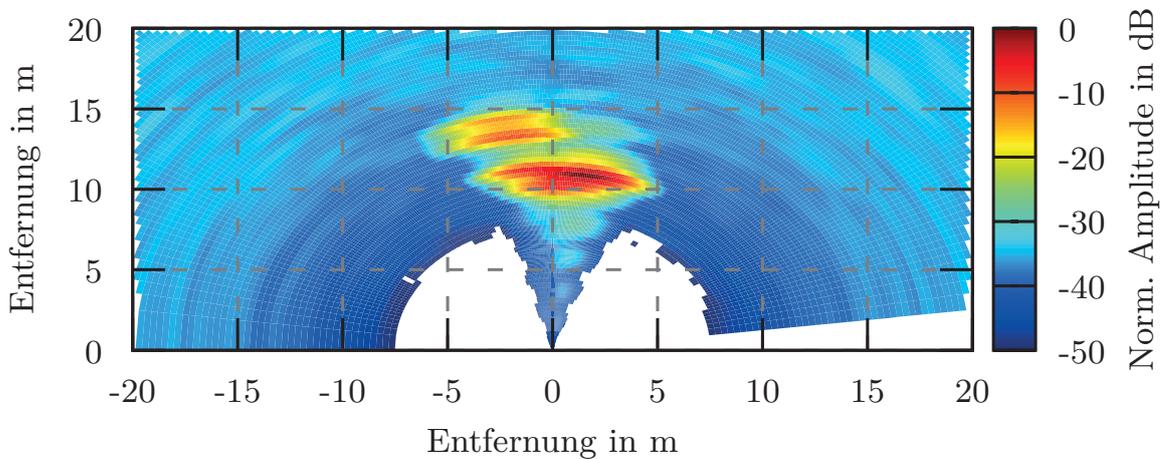


**Abbildung 4.26:** Amplitudendarstellung des simulierten FMCW-Interferenzsignals nach der Detektion. Abtastwerte, die nicht von Interferenz beeinflusst sind, wurden zu null gesetzt.

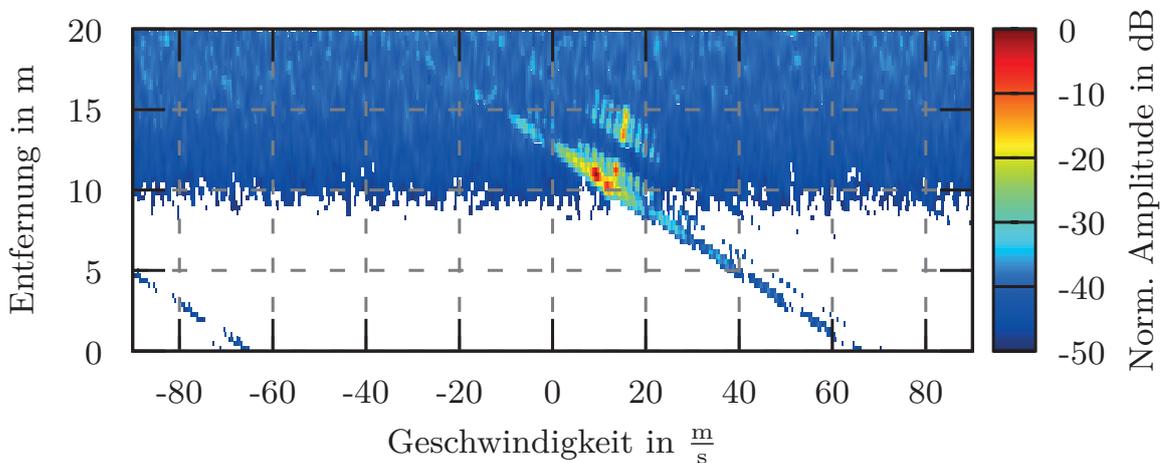
es im Vergleich zur FMCW-Interferenz sehr ähnlich ist und keine weiteren Erkenntnisse verspricht. Aufgrund des hohen lokalen SNR des Interferenzsignals wurde ein einfacher Energiedetektor zur Detektion der durch das Interferenzsignal beeinflussten Abtastwerte verwendet. Das Ergebnis der Detektion ist in Abbildung 4.26 dargestellt. Dort sind alle Abtastwerte, die nicht als von Interferenz beeinflusst detektiert sind, zu null gesetzt. Der gewählte Signalverlauf der linearen FMCW-Rampe ist über den gesamten Bereich der Abtastwerte sehr gut zu erkennen. Detektionslücken sind nicht vorhanden.

### Nullsetzen der betroffenen Abtastwerte

Zur Unterdrückung des Interferenzsignals wurden zuerst die als beeinflusst detektierten Abtastwerte zu null gesetzt. Das Resultat der anschließenden Signalverarbeitung ist in den Abbildungen 4.27 und 4.28 dargestellt. Im Entfernungsbereich wie auch im Entfernung-Geschwindigkeits-Bereich ist eine deutliche Verbreiterung des Sockels um die Zielantworten zu beobachten. Diese Verbreiterung fällt so deutlich aus, da das Interferenzsignal nur wenige Abtastwerte beeinflusst. Aus der schmalen zeitlichen Beeinflussung folgt seine große spektrale Ausdehnung. Abgesehen von dieser Verbreiterung sind jedoch keine weiteren Einflüsse des Interferenzsignals zu erkennen. Der zu beobachtende Effekt ist direkt vergleichbar mit der in Kapitel 4.2.3, S. 83 dargestellten Kreuzmodulation. Im Fall des Nullsetzens verschwindet das Interferenz- wie auch das Nutzsignal im betroffenen Bereich völlig, wohingegen es bei der Kreuzmodulation nur (unter Umständen sehr stark) gedämpft wird.

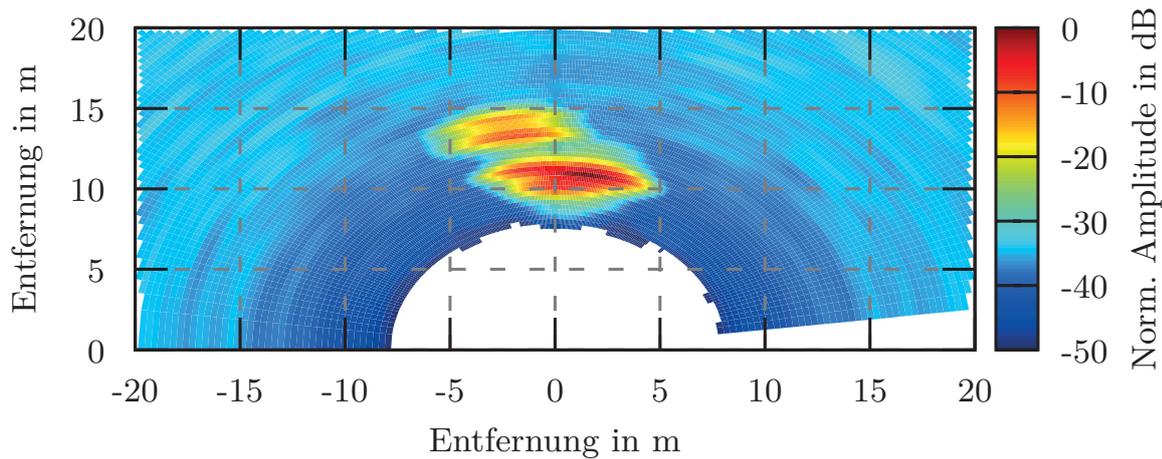


**Abbildung 4.27:** Simuliertes Radarbild eines querenden Fahrzeugs mit durch Nullsetzen beeinflusster Abtastwerte unterdrücktem FMCW-Interferenzsignal (Ausschnitt).

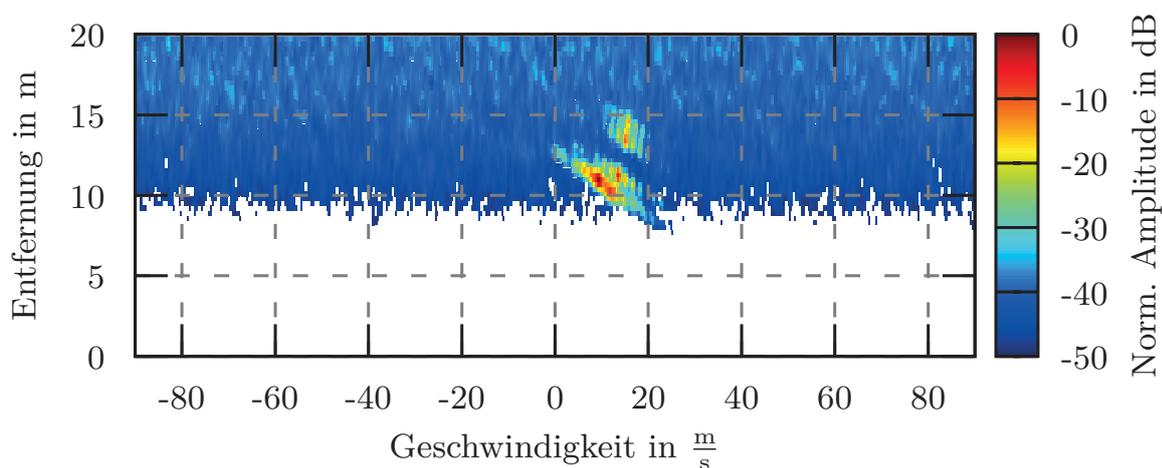


**Abbildung 4.28:** Simuliertes Entfernungs-Geschwindigkeits-Spektrum eines querenden Fahrzeugs mit durch Nullsetzen beeinflusster Abtastwerte unterdrücktem FMCW-Interferenzsignal (Ausschnitt).

Abbildungen 4.29 und 4.30 zeigen ein Simulationsergebnis, bei dem die Kanten des null gesetzten Bereichs mit einer Fensterfunktion (genauer: einem Hann-Fenster) abgerundet wurden. Es ist deutlich zu erkennen, dass die Verbreiterung des Sockels um die Ziele geringer wird. Im Entfernungs-Geschwindigkeits-Spektrum ist allerdings die durch das breitere Fenster reduzierte Auflösung zu erkennen. Diese macht sich durch die stärker aufgeweiteten Ziele bemerkbar.

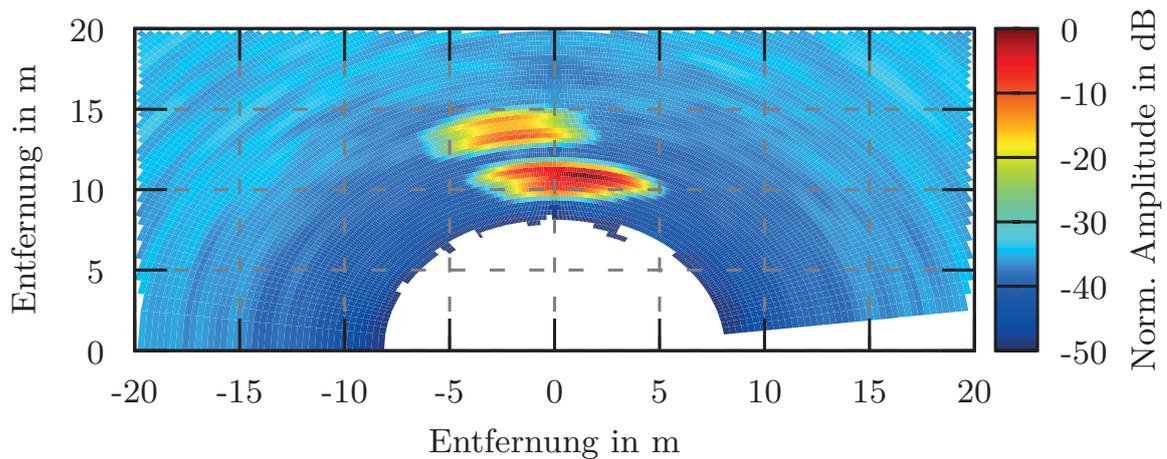


**Abbildung 4.29:** Simuliertes Radarbild eines querenden Fahrzeugs mit durch Nullsetzen beeinflusster Abtastwerte mit Fensterfunktion unterdrücktem FMCW-Interferenzsignal (Ausschnitt).



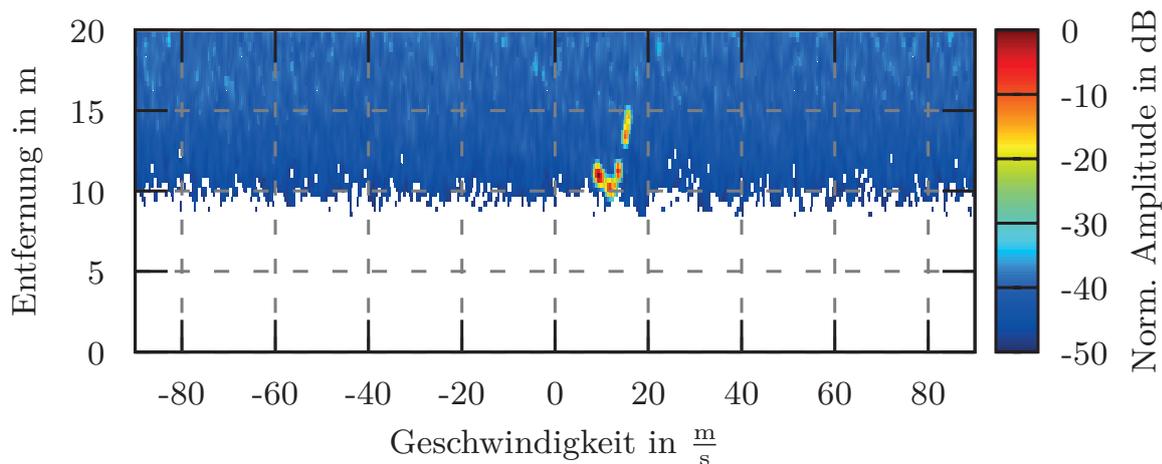
**Abbildung 4.30:** Simuliertes Entfernungs-Geschwindigkeits-Spektrum eines querenden Fahrzeugs mit durch Nullsetzen beeinflusster Abtastwerte mit Fensterfunktion unterdrücktem FMCW-Interferenzsignal (Ausschnitt).

Im subjektiven Vergleich ist das Nullsetzen mit Fensterfunktion aufgrund der deutlich geringeren Nebenkeulen zu bevorzugen. Durch die effektive Verbreiterung des Fensters wird ebenfalls das SNR des Ziels reduziert. Beim reinen Nullsetzen wird das SNR eines Nutzsignals nach Gleichung (2.3.6) um 0,7 dB verringert. Zusammen mit der Fensterfunktion steigt der SNR-Verlust auf 1,0 dB. Dies liegt deutlich unter den Spitzen der Rauscherhöhung durch das Interferenzsignal von etwa 5 dB.



**Abbildung 4.31:** Simuliertes Radarbild eines querenden Fahrzeugs mit durch gewichtetes Nullsetzen unterdrücktem FMCW-Interferenzsignal (Ausschnitt) und dualer Apodisation.

In den Abbildungen 4.31 und 4.32 wurde das Ergebnis, das mit gewichtetem Nullsetzen erzielt wurde, durch duale Apodisation mit dem ohne Interferenzunterdrückung verarbeiteten Empfangssignal kombiniert. Es ist zu erkennen, dass die Sockel um die Ziele gut unterdrückt wurden und auch die Ausdehnung der Ziele vergleichbar mit der in den Abbildungen 4.20 und 4.21 dargestellten Simulation ohne Interferenzsignale ist.

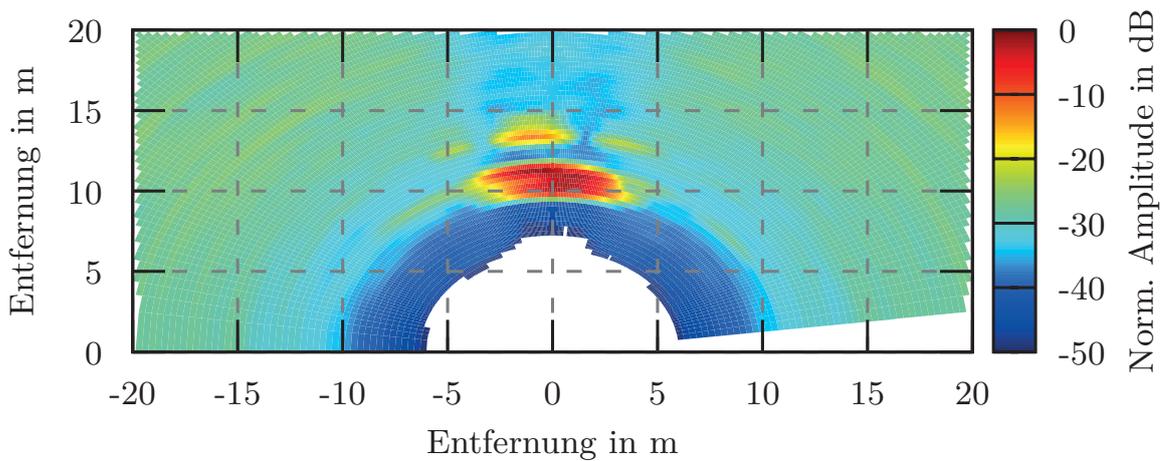


**Abbildung 4.32:** Simuliertes Entfernungs-Geschwindigkeits-Spektrum eines querenden Fahrzeugs mit durch gewichtetes Nullsetzen unterdrücktem FMCW-Interferenzsignal (Ausschnitt) und dualer Apodisation.

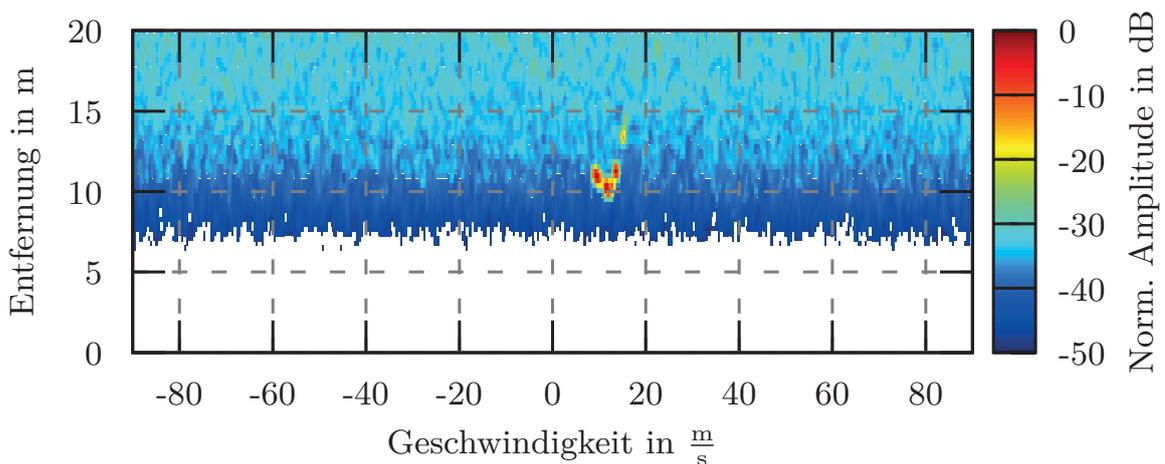
### Adaptives Beamforming

In Kapitel 3.5.2 wurden verschiedene adaptive Verfahren zur Interferenzunterdrückung vorgestellt. Diese wurden mit denselben simulierten Interferenzsignalen wie das einfache Nullsetzen im vorigen Kapitel untersucht. Dabei zeigen die Verfahren charakteristische Unterschiede, wie in den folgenden Abbildungen zu sehen ist. Die Quelle des Interferenzsignals befindet sich in der Mitte des kurzen Schenkels des L-förmigen Ziels.

In den Abbildungen 4.33 und 4.34 wird die über die gesamte Dauer des Interferenzsignals ermittelte Kovarianzmatrix zur Berechnung der Beamformingkoeffizienten verwendet (*Sample Matrix Inversion*, SMI) und durch *Diagonal Loading* verändert (vgl. Kapitel 3.5.2, S. 58). Dieses bewirkt, dass die Nutzsingale im Vergleich zum Interferenzsignal in der Unterdrückung weniger Einfluss haben. Darum fallen die Nebenkeulen deutlich geringer aus als ohne *Diagonal Loading*. Im Entfernungs-Doppler-Bereich ist das Ergebnis nicht vom ungestörten Fall zu unterscheiden.

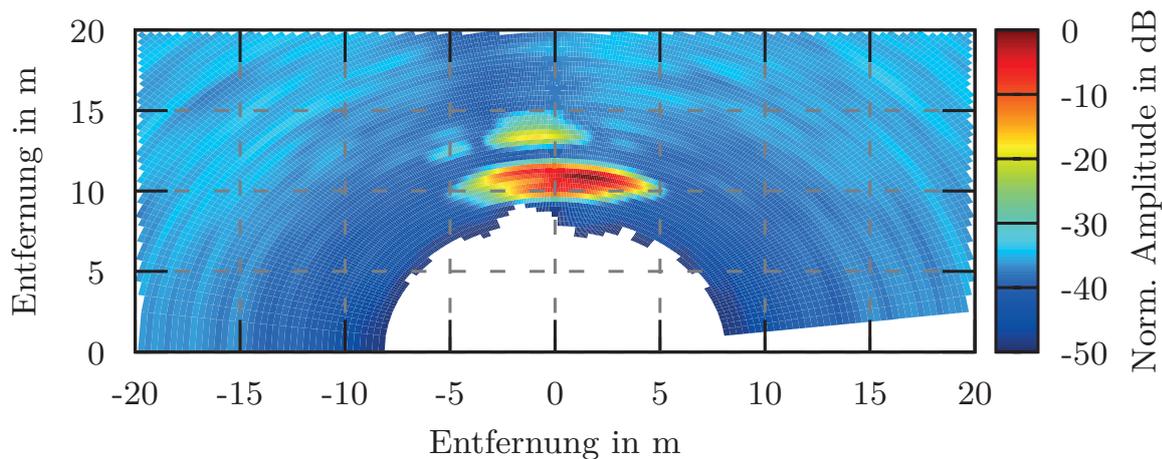


**Abbildung 4.33:** Simuliertes Radarbild eines querenden Fahrzeugs mit FMCW-Interferenzsignal und Unterdrückung mittels SMI und *Diagonal Loading* (Ausschnitt).

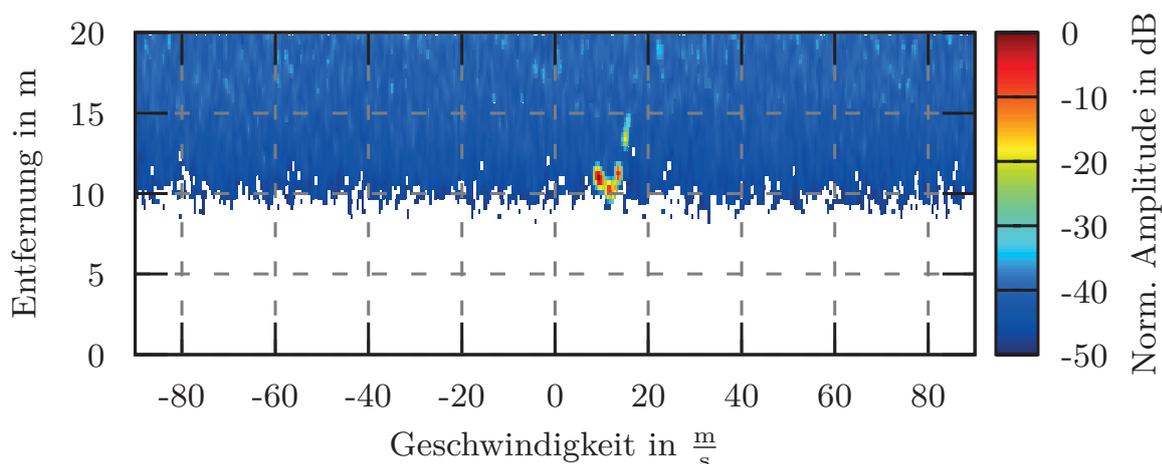


**Abbildung 4.34:** Simuliertes Entfernungs-Geschwindigkeits-Spektrum eines querenden Fahrzeugs mit FMCW-Interferenzsignal und Unterdrückung mittels SMI und *Diagonal Loading* (Ausschnitt).

In den Abbildungen 4.35 und 4.36 wird nur der stärkste Eigenwert der Kovarianzmatrix zur Berechnung der Beamformingkoeffizienten verwendet. Somit haben die Eigenwerte der Nutzsignale keinen Einfluss mehr auf die Interferenzunterdrückung. Dies kann in beiden Abbildungen gesehen werden: Es sind keine Nebenkeulen vorhanden und auch im Entfernungs-Doppler-Bereich findet keine Rauscherhöhung statt.

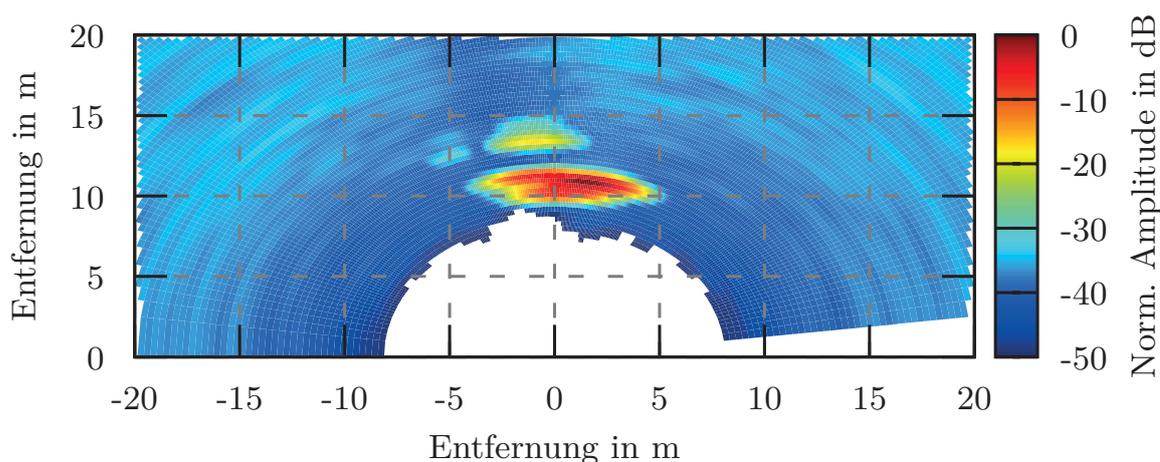


**Abbildung 4.35:** Simuliertes Radarbild eines querenden Fahrzeugs mit FMCW-Interferenzsignal und Unterdrückung mittels Invertierung des größten Eigenwerts (Ausschnitt).

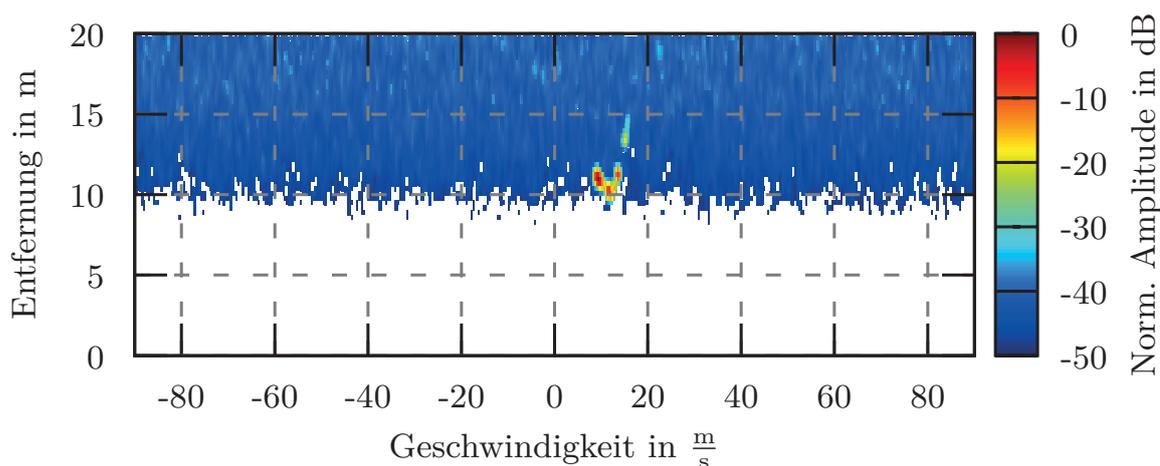


**Abbildung 4.36:** Simuliertes Entfernungs-Geschwindigkeits-Spektrum eines querenden Fahrzeugs mit FMCW-Interferenzsignal und Unterdrückung mittels Invertierung des größten Eigenwerts (Ausschnitt).

In den Abbildungen 4.37 und 4.38 wurde mit der dualen Apodisation (vgl. Kapitel 2.5.1, S. 29) das Ergebnis nach Unterdrückung des stärksten Eigenwerts mit dem unveränderten Eingangssignal kombiniert, um eine schmale Hauptkeule mit einer guten Nebenkeulen- und Interferenzunterdrückung zu kombinieren. In den Abbildungen ist jedoch zu erkennen, dass sich durch die duale Apodisation keine weitere Verbesserung des Antennendiagramms ergibt.



**Abbildung 4.37:** Simuliertes Radarbild eines querenden Fahrzeugs mit FMCW-Interferenzsignal und Unterdrückung mittels Invertierung des größten Eigenwerts und dualer Apodisation (Ausschnitt).



**Abbildung 4.38:** Simuliertes Entfernungs-Geschwindigkeits-Spektrum eines querenden Fahrzeugs mit FMCW-Interferenzsignal und Unterdrückung mittels Invertierung des größten Eigenwerts und dualer Apodisation (Ausschnitt).

### 4.3 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurden die theoretisch zu erwartenden Effekte anhand einer erstellten Simulationsumgebung untersucht. Dabei haben die grundlegenden Untersuchungen gezeigt, dass Interferenzsignale, die sich in ihren Parametern kaum unterscheiden, sehr unterschiedliche Auswirkungen auf die verarbeiteten

Entfernungs-Doppler-Spektren haben können. Die Auswirkungen bewegen sich dabei zwischen einer gleichmäßigen Rauschanhebung bis hin zur Konzentration der Energie des Interferenzsignals auf einen engen Bereich im Dopplerspektrum. In diesem Bereich wird die Detektionsschwelle stark angehoben, was im ungünstigsten Fall schwache Ziele überdecken kann. Aus diesem Grund ist es notwendig, mögliche Interferenzsignale zuverlässig zu detektieren, was in der Simulationsumgebung ebenfalls gezeigt werden konnte. Auf die so detektierten Signale wurden die unterschiedlichen Interferenzunterdrückungsverfahren angewendet. Dabei hat sich gezeigt, dass Nullsetzen in Kombination mit einer Fensterfunktion bereits gute Resultate erzielt. Die Mehrkanal-Verfahren haben im Entfernungs-Doppler-Spektrum ebenfalls einheitlich gute Ergebnisse gezeigt. Durch die große Verzerrung der Winkelinformation ist *Sample Matrix Inversion* alleine jedoch nicht zu verwenden. Durch *Diagonal Loading* konnten die Nebenkeulen reduziert, aber nicht vollständig unterdrückt, werden. Wurde nach einer Singulärwertzerlegung der Kovarianzmatrix nur der stärkste Eigenwert verwendet, konnte das Resultat soweit verbessert werden, dass die Nebenkeulen auf einem für die Weiterverarbeitung akzeptablen Niveau waren. Dieses Ergebnis konnte auch nicht durch die Anwendung von dualer Apodisation verbessert werden.

Ebenfalls wurde der Einfluss eines nichtlinearen Verstärkers in der Empfangskette untersucht. Neben den bekannten Übersteuerungen bei einem einzelnen Signal und Intermodulationseffekten bei zwei CW-Signalen mit großer Amplitude wurden Kreuzmodulationen von Nutz- und Interferenzsignal simuliert und untersucht. Dabei hat sich gezeigt, dass insbesondere bei Interferenzsignalen von einem nach dem Schnelle-Rampen-Verfahren arbeitenden Radarsensor Kreuzmodulation auftreten kann, die zu einer Vielzahl von Falschzielen führt (vgl. Abbildung 4.18). Da diese im praktischen Einsatz schwer zu erkennen sein können, wird im folgenden Kapitel untersucht, ob diese Falschziele auch in realen Szenarien auftreten.



## KAPITEL 5

---

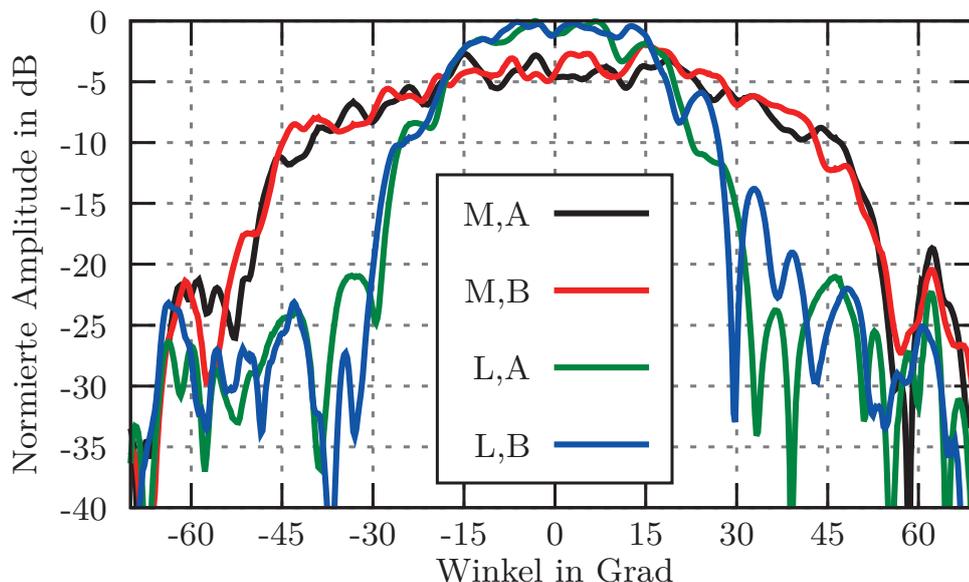
### Experimentelle Untersuchungen

---

#### 5.1 Vorstellung des verwendeten Sensors

##### 5.1.1 Technische Daten

Der für die Messungen verwendete Sensor ist ein flexibel konfigurierbares Experimentalradar mit den in Tabelle 5.1 angegebenen Parametern. Der Sensor wurde von einem externen Zulieferer zur Verfügung gestellt. Aus diesem Grund konnten die durchgeführten Versuche nur im Rahmen der Möglichkeiten, die die bereitgestellte Software bot, durchgeführt werden. Mit der Software war die flexible Konfiguration der üblichen Radarparameter möglich (Anzahl der verwendeten Rampen, Bandbreite und verwendete Sendeantennen). Die Anzahl der verwendeten Abtastwerte pro Rampe konnte jedoch nicht eingestellt werden. Da in der Praxis in der Regel in die Entfernungsbereiche Nah-, Mittel- und Fernbereich unterschieden wird, wurden diese Bereiche mit entsprechenden Parametern, die in Tabelle 5.2 angegeben sind, nachgebildet. Die aus den Betriebsparametern resultierenden Leistungsdaten sind in Tabelle 5.3 angegeben. Die unterschiedlichen Eindeutigkeitsbereiche in der Geschwindigkeit resultieren aus der abwechselnden Verwendung der beiden Sendeantennen, um eine synthetische Vergrößerung der Antennenapertur um beinahe Faktor 2 zu erreichen (vgl. Kapitel 2.3.3, S. 21, und [30]). Die vermessenen Zwei-Wege-Richtdiagramme der unterschiedlichen Sendeantennen sind in Abbildung 5.1 dargestellt.



**Abbildung 5.1:** Beispielhafte Darstellung verschiedener vermessener Zwei-Wege-Richtdiagramme des verwendeten Experimentalsensors. Die Diagramme L,A und L,B mit schmaler Keule gehören zu einem Fernbereichs-Element in Kombination mit den Sendekanälen A und B. Die Diagramme M,A und M,B mit großem Öffnungswinkel gehören zu einem Nahbereichs-Element, ebenfalls in Kombination mit beiden Sendeelementen.

Sendenantennen	4
Empfangsantennen	16
Frequenzband	76 GHz
Sendebandbreite	bis 1 GHz
Rampen pro Zyklus	1 bis 512
Rampendauer	27 $\mu$ s
Samples pro Rampe	512
Abtastrate	25 MHz
Antennenabstand	2,15 mm

**Tabelle 5.1:** Parameter des verwendeten Experimentalradars.

	#TX	#RX	#Rampen	Bandbreite
Long Range	2	16	256	123 MHz
Medium Range	2	10	256	298 MHz
Short Range	1	10	128	596 MHz

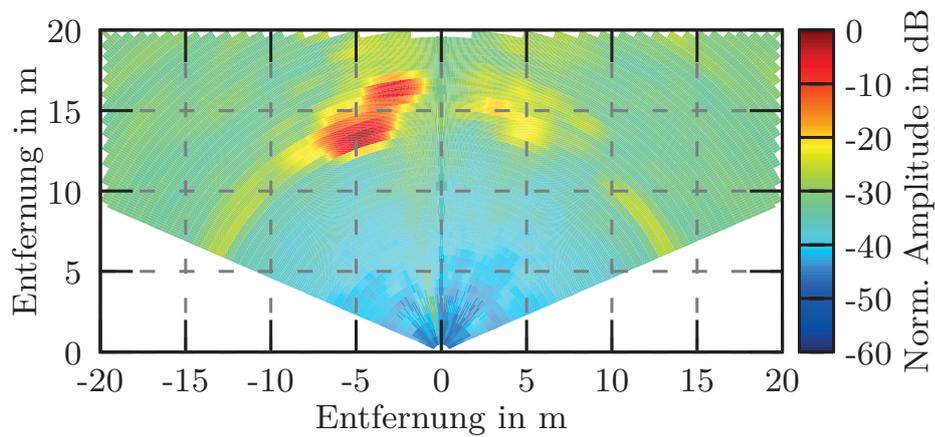
**Tabelle 5.2:** Parameter der unterschiedlichen Modi, um die verschiedenen Anwendungsfälle abzudecken.

	Long Range	Medium Range	Short Range
Eindeutigkeit (Entfernung)	300 m	120 m	60 m
Entfernungsquantisierung	1,2 m	0,5 m	0,25 m
Eindeutigkeit (Geschwindigkeit)	$36 \frac{\text{m}}{\text{s}}$	$36 \frac{\text{m}}{\text{s}}$	$72 \frac{\text{m}}{\text{s}}$
Geschwindigkeitsquantisierung	$0,28 \frac{\text{m}}{\text{s}}$	$0,28 \frac{\text{m}}{\text{s}}$	$0,56 \frac{\text{m}}{\text{s}}$

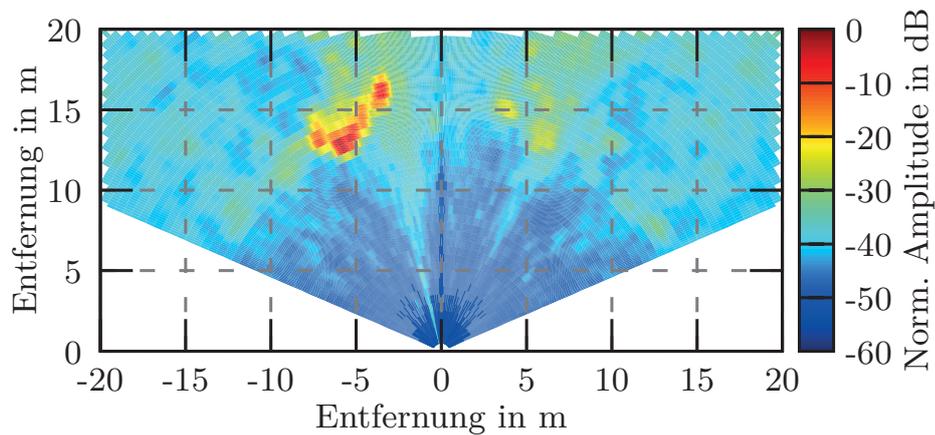
**Tabelle 5.3:** Leistungsdaten der unterschiedlichen Modi.

### 5.1.2 Experimentelle Anwendung von Hochauflösungsverfahren

Da einige verwendete Störunterdrückungsverfahren wie auch Hochauflösungsverfahren die Kovarianzmatrix der Empfangssignale verwenden, wurde bei einem exemplarisch aufgenommenen Szenario Hochauflösungsverfahren auf die Messdaten angewendet. Eine detaillierte Auswertung ist dabei nicht angestrebt, da dies den Rahmen dieser Arbeit sprengen würde (vgl. aber [70–73]). Die Abbildungen 5.2 und 5.3 zeigen eine Aufnahme eines abbiegenden Fahrzeugs, die mit unterschiedlichen Winkelverarbeitungsverfahren verarbeitet wurde. Um einen höheren Kontrast zu erzielen, wurden die stehenden Ziele ausgeblendet. Das Fahrzeug ist in beiden Diagrammen deutlich an seiner hohen Amplitude um die Position  $x=-5$  m und  $y=15$  m zu erkennen. Die in Abbildung 5.2 dargestellten Daten wurden mit einem *Delay-and-Sum*-Strahlformer verarbeitet. Dort sind von dem Fahrzeug vor allem zwei Streuzentren zu sehen. Aus diesen kann jedoch nur grob auf die Ausdehnung des Fahrzeugs geschlossen werden. In der Signalverarbeitung für die in Abbildung 5.3 dargestellten Daten wurde lineare Prädiktion (vgl. [73]) verwendet, um die Winkelauflösung zu verbessern. Die Kanten der Fahrzeugkontur sind dort sehr gut zu erkennen und die Aus-



**Abbildung 5.2:** Aufnahme eines abbiegenden Fahrzeugs an der Position  $x = -5$  m und  $y = 15$  m (stehende Objekte wurden ausgeblendet).



**Abbildung 5.3:** Aufnahme eines abbiegenden Fahrzeugs an der Position  $x = -5$  m und  $y = 15$  m mit linearer Prädiktion in der Winkelverarbeitung (stehende Objekte wurden ausgeblendet).

wertung der Abmessungen stimmt im Rahmen der Entfernungsquantisierung mit den tatsächlichen Abmessungen überein.

## 5.2 Vorstellung der vermessenen Szenarien

In diesem Kapitel sollen die unterschiedlichen Interferenzsignale dargestellt werden, die im Rahmen der Arbeit vermessen wurden. Dabei wurde der in Kapitel 5.1 vorgestellte Sensor in einer reflexionsarmen Messkammer betrieben und von Signalen gestört, die mit einem Signalgenerator erzeugt wurden. Wei-

terhin wurden mit dem gleichen Sensor auch Messungen im Freifeld gemacht. Bei diesen Messungen wurden Interferenzsignale von in Fahrzeugen verbauten Sensoren aufgenommen.

### 5.2.1 Untersuchung verschiedener Interferenzeinflüsse mit einem Signalgenerator

Zur Untersuchung verschiedener Radar-Wellenformen als Interferenzsignal stand ein Signalgenerator zur Verfügung [74], der in vier unterschiedlichen Modi betrieben werden konnte. Für jeden dieser Modi wurde in einem abgeschirmten und reflexionsarmen Raum eine Radarmessung mit dem Experimentalsensor aufgezeichnet. Aus diesen Messungen wurden die Parameter der darstellbaren Modi bestimmt. Sie sind in Tabelle 5.4 angegeben. Die Steigungen der darstellbaren Interferenzsignale bilden den im Automobilradar typischen Bereich ab. Die Steigung des Modus FMCW 4 kann von dem Signalgenerator jedoch nicht mehr in einer linearen Rampe dargestellt werden. Das Ausgangssignal entartet zu einem sinusförmig modulierten CW-Signal.

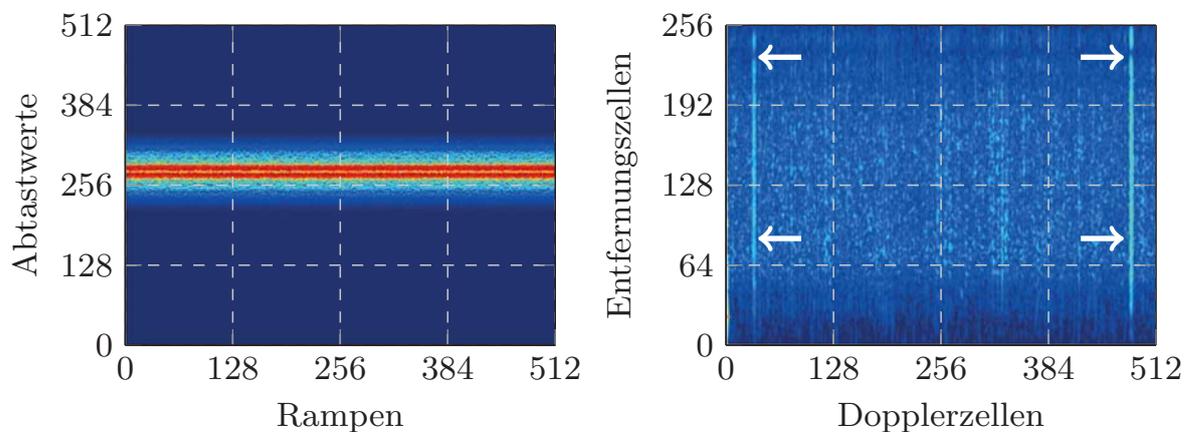
Im folgenden Abschnitt sollen die einzelnen mit dem Signalgenerator darstellbaren Interferenzsignale und ihre Auswirkungen auf den eigenen Experimentalsensor untersucht werden. Dazu wurde der Experimentalsensor in einem reflexionsarmen Raum in 5 m Entfernung zum Signalgenerator aufgestellt. Das Interferenzsignal wurde mit einer effektiven Strahlungsleistung von 20 dBm EIRP ausgesendet. Da zum Experimentalsensor keine Angaben über den Antennengewinn zur Verfügung standen, kann der Signalpegel am Empfängereingang nur sehr grob mit  $-54$  dBm abgeschätzt werden (Annahmen: 84 dB Ausbreitungsdämpfung bei 77 GHz und 10 dB empfangsseitiger Antennengewinn). Die Frontplatte des Signalgenerators stellt gleichzeitig das einzige Ziel in diesem Aufbau dar. Der Experimentalsensor wurde im Nahbereichs-Modus betrieben (596 MHz Frequenzhub mit 128 Rampen, siehe Tabelle 5.2). Zur besseren Erkennbarkeit

	CW	FMCW 1	FMCW 2	FMCW 3	FMCW 4
$B$	$\lesssim 300$ Hz	251 MHz	257 MHz	372 MHz	257 MHz
$T$	-	10,0 ms	260 $\mu$ s	200 $\mu$ s	23 $\mu$ s
$S$	-	0,25 $\frac{\text{THz}}{\text{s}}$	1,0 $\frac{\text{THz}}{\text{s}}$	1,9 $\frac{\text{THz}}{\text{s}}$	11 $\frac{\text{THz}}{\text{s}}$
Rampenform	CW	Dreieck	Dreieck	Sägezahn	Sinus

**Tabelle 5.4:** Mit dem Signalgenerator [74] dargestellte Wellenformen und deren Parameter Frequenzhub  $B$ , Rampendauer  $T$  und daraus resultierende Rampensteigung  $S$  (aus Messungen ermittelt).

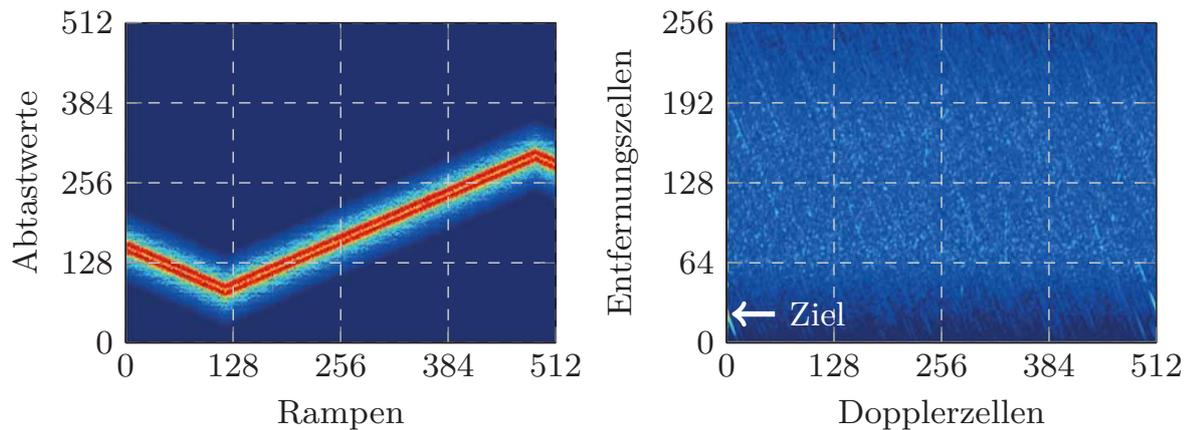
des Interferenzsignals in der zeitlichen Darstellung wurde das Signal mit dem in Kapitel 3.3, S. 48, vorgestellten Energiedetektor detektiert und rampenweise mit einem Hann-Fenster aus dem übrigen Zeitsignal ausgeschnitten. Die Entfernungsgeschwindigkeitsverarbeitung wurde hingegen über das vollständige Empfangssignal vorgenommen.

### Beispielhafte Darstellung der einzelnen Interferenzsignale des Signalgenerators



**Abbildung 5.4:** Aufgenommenes Zeitsignal des Interferenzsignals CW des Signalgenerators (links). Rechts ist das Entfernung-Doppler-Spektrum der Aufnahme dargestellt. Die Störlinien wurden im Entfernung-Doppler-Spektrum mit Pfeilen markiert.

Abbildung 5.4 zeigt eine exemplarische Aufnahme des CW-Signals des Signalgenerators. Das Zeitsignal lässt die beiden Seitenbänder des Zwischenfrequenzfilters erkennen. Im Entfernung-Geschwindigkeits-Spektrum zeigen sich die in Geschwindigkeitsrichtung symmetrischen Pegelanhebungen über den gesamten Entfernungsbereich um die Dopplerzellen 32 und 482 mit einer Breite von etwa 4 Zellen. Die Rauschanhebung um Zelle 482 beträgt bis zu 8 dB relativ zum Grundrauschen. Das Signal und die beiden Linien im Spektrum entsprechen weitgehend den Simulationsergebnissen aus Kapitel 4.2, S. 73. Die Tatsache, dass sich die Rauschanhebung über etwa vier Dopplerzellen erstreckt, lässt auf eine tatsächliche HF-Bandbreite des CW-Signals von etwa 300 Hz schließen (die Breite einer Dopplerzelle beträgt etwa 75 Hz). Diese Abschätzung geht von einem idealen Radarempfänger aus, sodass die tatsächliche Signalbandbreite durchaus geringer sein kann.

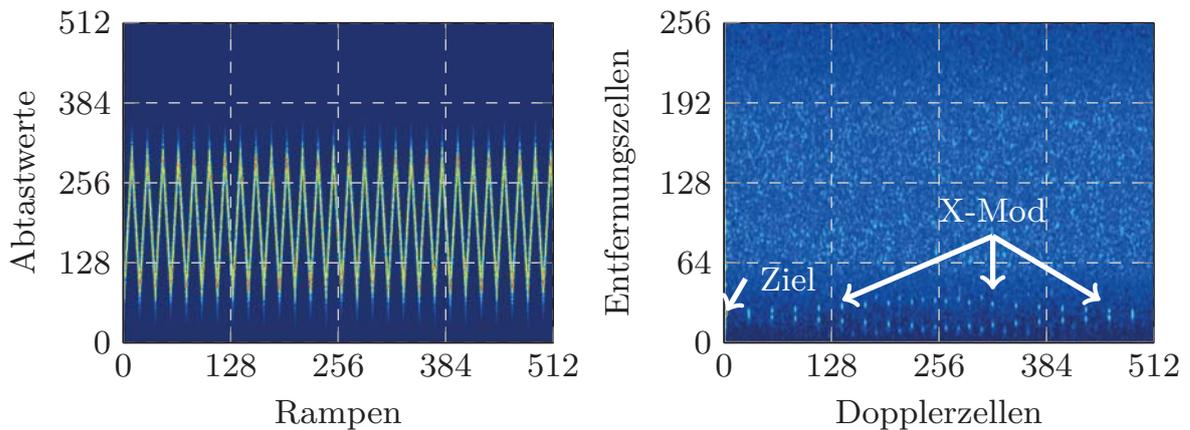


**Abbildung 5.5:** Aufgenommenes Zeitsignal des Interferenzsignals FMCW 1 des Signalgenerators (links). Rechts ist das Entfernungs-Doppler-Spektrum der Aufnahme dargestellt. Das stehende Ziel wurde im Entfernungs-Doppler-Spektrum mit einem Pfeil markiert.

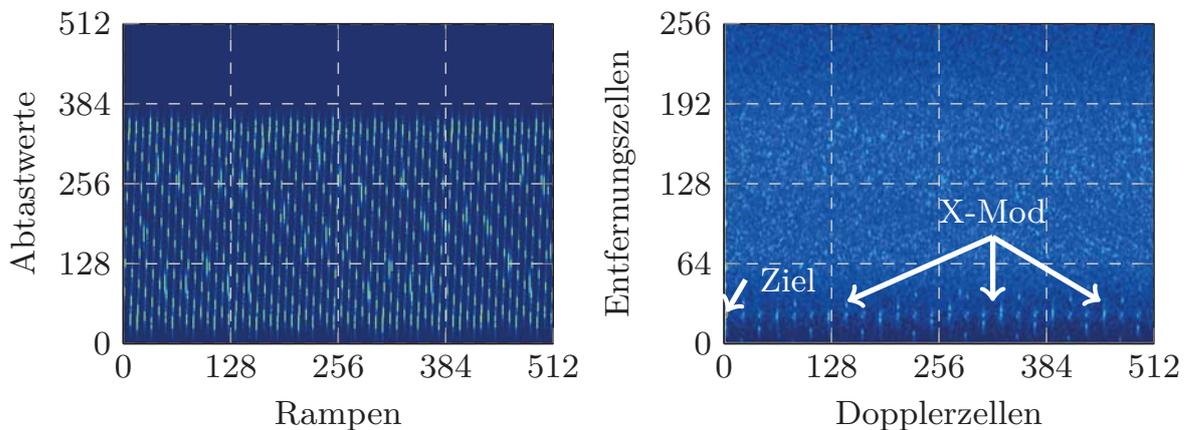
In Abbildung 5.5 ist das Zeitsignal des Signalgenerators in Modus FMCW 1 dargestellt. Im Entfernungs-Doppler-Spektrum sind die typischen aus Kapitel 4.2, S. 73, bekannten Querlinien zu sehen. Die Amplitude der Querlinien ist jedoch im Gegensatz zu den Interferenzlinien bei der CW-Interferenz sehr gering, das heißt unter 1 dB bezogen auf das Hintergrundrauschen. Im Bereich des Ziels bei Entfernungszelle 20 und Dopplerzelle 0 ist jedoch eine Verbreiterung der Zielantwort zu beobachten. Diese kann auf die Kreuzmodulation des Zielsignals mit dem starken Interferenzsignal zurückgeführt werden (vgl. Kapitel 3.2.4, S. 44).

Der in Abbildung 5.6 gezeigte Modus FMCW 2 des Signalgenerators weist eine deutlich kürzere Rampendauer auf als der vorige Modus (260  $\mu$ s im Vergleich zu 10 ms). Entsprechend sind im Entfernungs-Doppler-Spektrum keine direkten Merkmale des Interferenzsignals zu erkennen. Die Kreuzmodulationsprodukte von Zielsignal und Interferenzsignal in Form einer in Geschwindigkeitsrichtung ausgedehnten Kette an Maxima treten jedoch sehr deutlich hervor (bei Entfernungszelle 30 über den gesamten Dopplerbereich).

Das Interferenzsignal in Modus FMCW 3, dessen Messung in Abbildung 5.7 dargestellt ist, ruft im Entfernungs-Geschwindigkeits-Spektrum qualitativ dieselben Effekte hervor wie das Interferenzsignal in Modus FMCW 2. Allerdings sind die Kreuzmodulationsprodukte von Zielsignal und Interferenzsignal im Entfernungs-Geschwindigkeits-Spektrum nicht mehr so klar definiert und in Entfernungsrichtung verwischt. Dies resultiert aus der Tatsache, dass der Si-



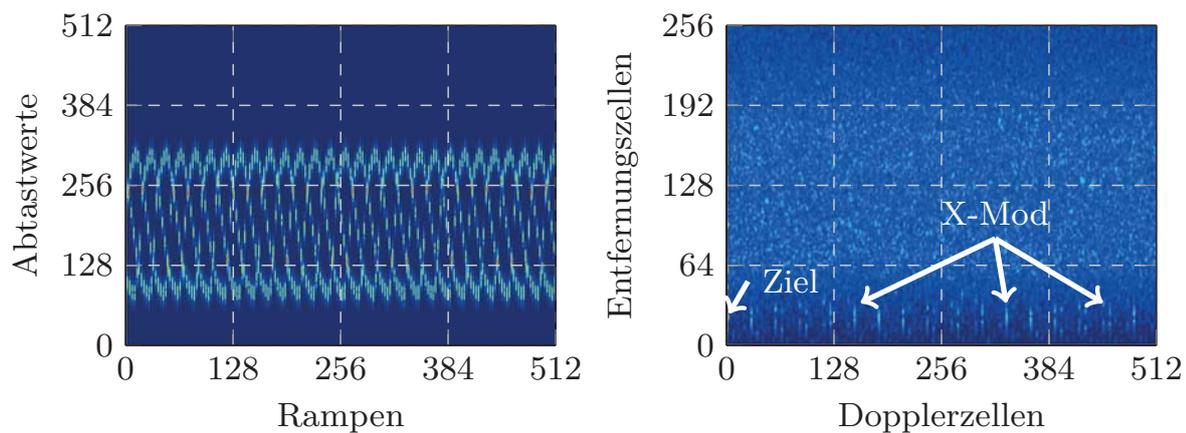
**Abbildung 5.6:** Aufgenommenes Zeitsignal des Interferenzsignals FMCW 2 des Signalgenerators (links). Rechts ist das Entfernung-Doppler-Spektrum der Aufnahme dargestellt. Das stehende Ziel und der Bereich der Kreuzmodulationsprodukte (X-Mod) wurden im Entfernung-Doppler-Spektrum mit Pfeilen markiert.



**Abbildung 5.7:** Aufgenommenes Zeitsignal des Interferenzsignals FMCW 3 des Signalgenerators (links). Rechts ist das Entfernung-Doppler-Spektrum der Aufnahme dargestellt. Das stehende Ziel und der Bereich der Kreuzmodulationsprodukte (X-Mod) wurden im Entfernung-Doppler-Spektrum mit Pfeilen markiert.

Signalgenerator bei der eingestellten Steigung keine linearen, sondern sinusförmige Rampen generiert. Da die Steigung des Interferenzsignals zu den Eckfre-

quenzen hin abnimmt, vergrößert sich die Länge der im Nutzsignal sichtbaren Teile des Interferenzsignals. Bei genauer Auswertung des Zeitsignals ist folgendes festzustellen: Im zentralen Teil (um Abtastpunkt 200) sind die Signale etwa doppelt so lang wie in den Randbereichen (Abtastpunkt 30 bzw. 360). Zusätzlich sind im Zeitsignal neben den regelmäßig verteilten Rampen auch Rampenrücksprünge des Interferenzsignals zu finden. Da diese keinem erkennbaren Muster folgen, tragen sie weiter zur spektralen Verbreiterung der Kreuzmodulationsprodukte bei.



**Abbildung 5.8:** Aufgenommenes Zeitsignal des Interferenzsignals FMCW 4 des Signalgenerators (links). Rechts ist das Entfernung-Doppler-Spektrum der Aufnahme dargestellt. Das stehende Ziel und der Bereich der Kreuzmodulationsprodukte (X-Mod) wurden im Entfernung-Doppler-Spektrum mit Pfeilen markiert.

Im Modus FMCW 4 des Signalgenerators ist die spektrale Verbreiterung der Kreuzmodulationsprodukte noch stärker ausgeprägt, wie in Abbildung 5.8 zu sehen ist. In diesem Modus sind die Rampen des Signalgenerators zu den Bandgrenzen hin stark abgeflacht. Da die Rampendauer des Interferenzsignals mit  $23 \mu\text{s}$  im Bereich der des Nutzsignals mit  $27 \mu\text{s}$  liegt, ist im Zeitsignal nur eine unterabgetastete Version des Interferenzsignals zu sehen.

### Zusammenfassung

Mit den Testsignalen des Signalgenerators konnten die theoretischen Überlegungen aus Kapitel 3.2, S. 41, und die Simulationsergebnisse aus Kapitel 4.2, S. 73, bestätigt werden. Die Messungen mit dem CW Signal des Signalgenerators bestätigten, dass sich auch bei realen Sensoren die Energie des Interferenz-

signals auf wenige Doppler-Zellen beschränkt und dort über alle Entfernungszellen verteilt (vgl. Abbildung 4.7, S. 75). Dies bedeutet, dass auch bei realen Sensoren eine ausreichende Kohärenz gegeben ist, damit dieser Effekt auftreten kann.

Weiterhin wurden bei den vorgestellten Simulationsergebnissen Querlinien im Entfernung-Doppler-Spektrum festgestellt, wenn die Rampendauer der Interferenzsignale deutlich größer als die des Nutzsignals war (Größenordnung Faktor 100). Wurden die Simulationen mit nichtlinearen Verstärkern durchgeführt, zeigte sich zusätzlich eine Verbreiterung der Zielantwort im Entfernung-Doppler-Spektrum (vgl. Abbildungen 4.17, S. 85, und 4.25, S. 90). Beide Effekte konnten durch die Messungen mit dem Interferenzsignal FMCW 1 bestätigt werden.

Bei der Simulation von Interferenzeffekten wurde ebenfalls gezeigt, dass sich die Interferenzleistung für bestimmte Verhältnisse der Steigungen von Nutzsingnal und Interferenzsignal quasi gleichförmig über das Entfernung-Doppler-Spektrum verteilen kann (vgl. Abbildung 4.10, S. 76). Dieser Effekt wurde bei den Interferenzsignalen FMCW 2 bis 4 festgestellt. Der Hintergrund des Entfernung-Doppler-Spektrums ist weitgehend durch Rauschen bestimmt und es gibt, abgesehen vom Entfernungsbereich unterhalb Entfernungszelle 64, keine erkennbaren Muster im Hintergrundrauschen. Die periodisch auftretenden Punktziele im Entfernungsbereich eines starken Ziels, wie sie bei den Messungen auftreten, wurden bei der Simulation eines Radarsensors mit nichtlinearem Verstärker ebenfalls beobachtet (vgl. Abbildung 4.18, S. 85). Daraus kann geschlossen werden, dass das Interferenzsignal auch in der realen Messung ausreichend stark ist, um einen ZF-Verstärker nach dem ZF-Filter bis in den nichtlinearen Bereich auszusteuern und damit die beobachteten Kreuzmodulationsprodukte hervorzurufen. Im HF-Bereich und vor dem ZF-Filter hat das Interferenzsignal eine konstante Hüllkurve, weswegen der beobachtete Effekt dort so nicht auftreten kann. Weiterhin kommt Intermodulation in einer der Verstärkerstufen als Erklärung nicht in Frage, weil das Interferenzsignal breitbandig im Vergleich zum Nutzsingnal ist und damit auch die Intermodulationsprodukte breitbandig über den Entfernung-Doppler-Bereich verteilt wären.

### 5.2.2 Darstellung der verschiedenen Interferenzeffekte bei realen Szenarien

Im Rahmen des Projektes MOSARIM [17] wurden verschiedene Messkampagnen durchgeführt, bei denen mit dem Experimentalsensor Szenarien mit Interferenzsignalen von Sensoren unterschiedlicher Hersteller aufgenommen wurden. Diese Messungen dienen vor allem zur Klärung, ob die durch Simulation und im Labor erzielten Ergebnisse auf die Praxis anwendbar sind. Die Parameter der für die Erzeugung der Interferenzsignale verwendeten Sensoren können nicht

angegeben werden. Dies liegt überwiegend daran, dass jeder Sensorhersteller eigene Parametersätze verwendet und diese nicht preisgibt. Andererseits können selbst bei genauer Kenntnis der Parameter eines Sensors und dessen verwendeter Wellenform die Aussendungen nicht genau bekannt sein, da der Sensor sein Verhalten der vorgefundenen Umgebung anpasst. Beispielsweise werden einige Parameter von der Geschwindigkeit des eigenen Fahrzeugs bestimmt. Anhand der Messungen können zumindest die Parameter der verwendeten Wellenformen ausreichend genau abgelesen werden. Anhand dieser Parameter lassen sich die beobachteten Effekte beurteilen.

Im Folgenden sollen die Messergebnisse qualitativ dargestellt werden. Da die Fülle an Daten nicht gänzlich präsentiert werden kann, wurden für die grobe Einordnung der beobachteten Effekte vier typische Messungen ausgewählt. Die für die Messungen verwendeten Parameter des eigenen Sensors und die Wellenformen der Interferenzsignale sind in Tabelle 5.5 angegeben.

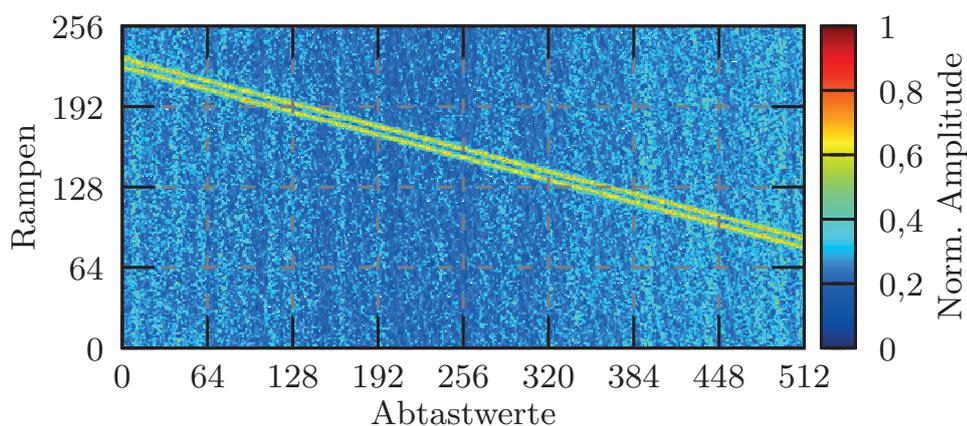
Das Szenario war für alle Messungen gleich. Ein mit einem Radarsensor ausgestattetes Fahrzeug fuhr mit geringer Geschwindigkeit (maximal  $10 \frac{\text{km}}{\text{h}}$ ) unter  $0^\circ$  Ablagewinkel bezogen auf die Blickrichtung des Experimentalsensors auf diesen zu. In 5 m Entfernung unter einem Winkel von etwa  $20^\circ$  zur Blickrichtung des Experimentalsensors befand sich ein stehendes Ziel mit einem Reflexionsquerschnitt von 5 dBsm. Für die Darstellung der Zeitsignale vor der Winkelverarbeitung wurde die Summe des Betrags über alle Empfangskanäle gebildet und auf das Maximum über alle Abtastwerte und Rampen normiert.

### Messung 1: FMCW-Interferenz mit geringer Amplitude

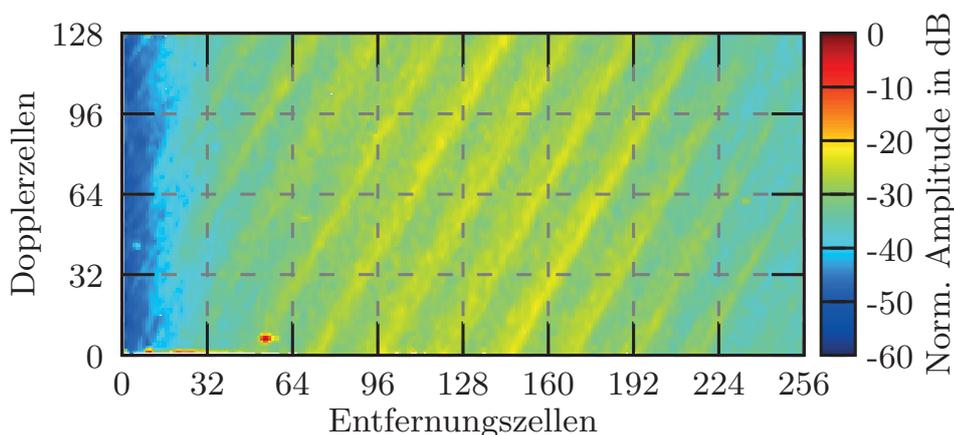
In Abbildung 5.9 ist das Zeitsignal einer Messung mit FMCW-Interferenzsignal dargestellt. Das Interferenzsignal (gelbe Linie) hat die doppelte Amplitude verglichen mit den Nutzsignalen (blau-gelber Hintergrund). Damit liegt es innerhalb des Dynamikbereichs des AD-Wandlers, was sich auch in Abbildung 5.10

	Messung 1	Messung 2	Messung 3	Messung 4
Frequenzhub/MHz	300	125	600	125
Rampen	256	256	128	256
Sender	2	2	1	2
Interferenzsignal	FMCW	FMCW	CW+FMCW	CS

**Tabelle 5.5:** Bei den Messungen verwendete Parameter des Experimentalsensors und Wellenformen des Interferenzsignals. CS steht für das Schnelle-Rampen-Verfahren (*Chirp Sequence*).



**Abbildung 5.9:** Messung 1: Zeitsignal mit FMCW-Interferenzsignal mit einer Amplitude innerhalb des Dynamikbereichs des im Experimentalsensor verwendeten AD-Wandlers.

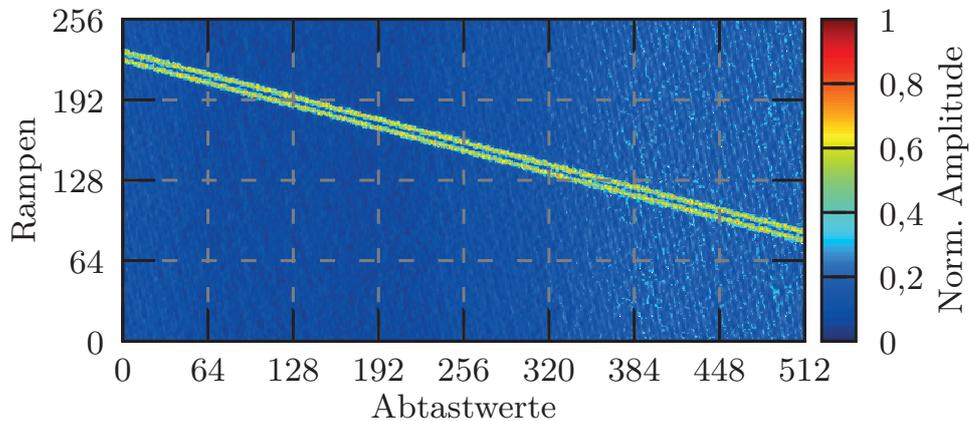


**Abbildung 5.10:** Entfernungs-Doppler-Auswertung des in Abbildung 5.9 dargestellten Zeitsignals: Das durch das Interferenzsignal hervorgerufene Querlinienmuster ist deutlich zu erkennen.

zeigt: Die aus der Simulation erwarteten Querlinien im Entfernungs-Doppler-Spektrum sind wie in der idealen Simulation (vgl. Abbildung 4.25, S. 90) zu sehen. Ebenfalls zu erkennen ist ein Objekt mit Geschwindigkeit ungleich 0 bei Entfernungszelle 50. Dabei handelt sich um das Fahrzeug, auf dem der Radarsensor befestigt ist, der das Interferenzsignal aussendet.

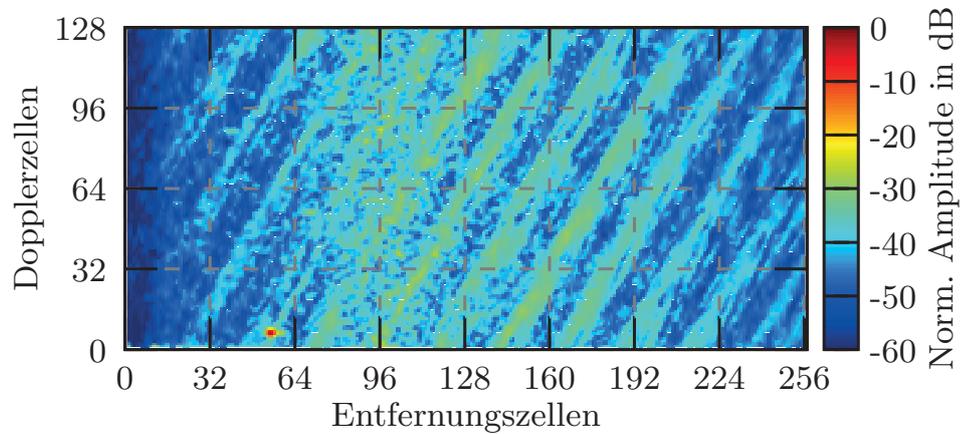
Zur genaueren Untersuchung des Interferenzsignals wurde mittels Strahlformung die Winkelzelle herausgefiltert, in der das Interferenzsignal die maximale Amplitude besitzt. Dort befindet sich gleichzeitig auch das Fahrzeug mit dem das Interferenzsignal aussendenden Sensor. Darum ist in Abbildung 5.11 der

zeitliche Verlauf des Interferenzsignals mit dem Echo des Fahrzeugs überlagert zu sehen. Zu beobachten ist der verbesserte Abstand des Interferenzsignals zum Hintergrund, der aus Rauschen und dem regelmäßigen Muster des Radar-Echos des Fahrzeugs besteht.

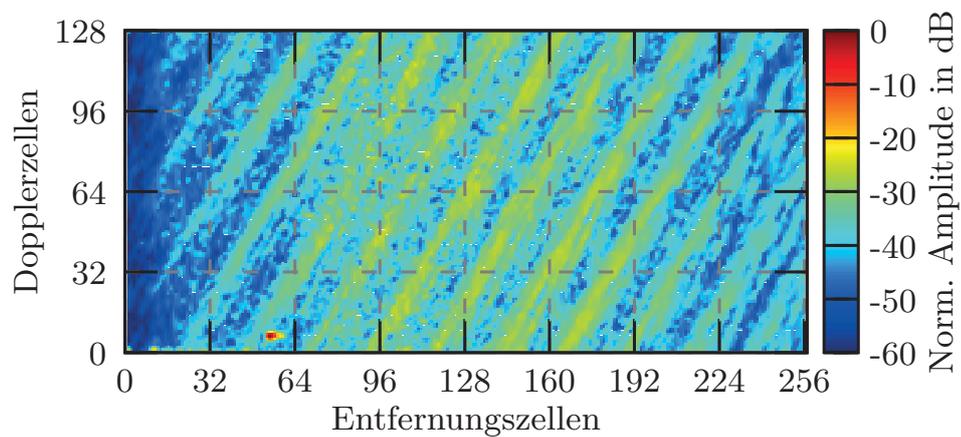


**Abbildung 5.11:** Zeitsignal aus der Winkelzelle mit maximalem Interferenzsignal der Messung aus Abbildung 5.9.

In den Abbildungen 5.12 und 5.13 ist die nach Sendekanälen getrennte Entfernung-Doppler-Auswertung des Zeitsignals dargestellt. In der Entfernung-Doppler-Darstellung der beiden Sendekanäle ist erwartungsgemäß keine signifikante Abweichung zu erkennen. Die durch das Interferenzsignal erzeugten Querlinien sind in beiden Diagrammen mit gleicher Steigung und Wiederholrate zu sehen. Ebenfalls ist das Fahrzeug als Punktziel mit geringer Dopplerverschiebung bei Entfernungszelle 50 vorhanden.

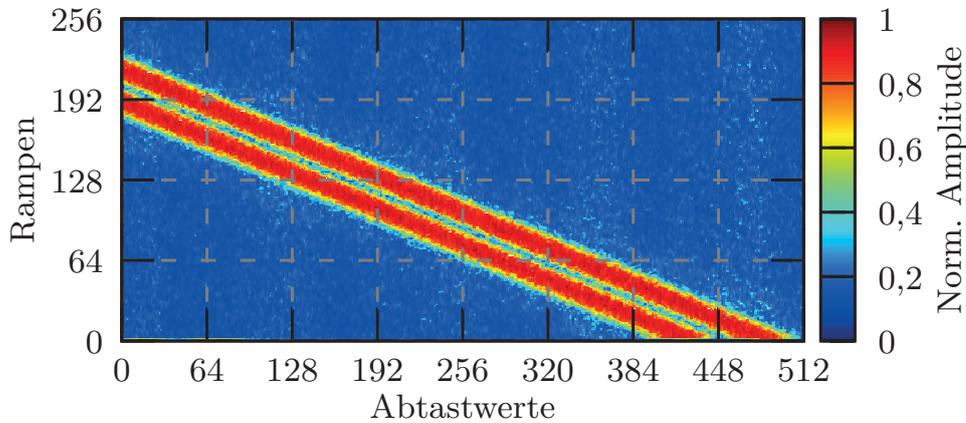


**Abbildung 5.12:** Entfernung-Doppler-Auswertung des in Abbildung 5.11 dargestellten Zeitsignals (Sender 1; Rampen 1, 3, ... 255).

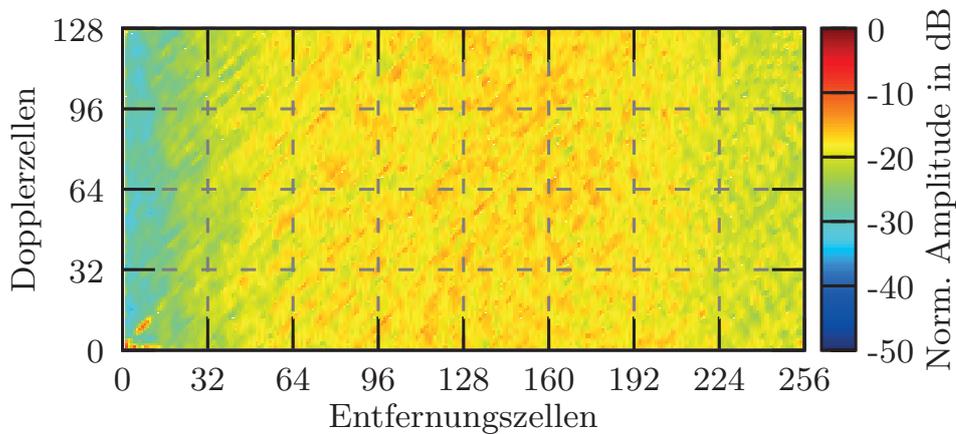


**Abbildung 5.13:** Entfernung-Doppler-Auswertung des in Abbildung 5.11 dargestellten Zeitsignals (Sender 2; Rampen 2, 4, ... 256).

**Messung 2: FMCW-Interferenz mit großer Amplitude**



**Abbildung 5.14:** Messung 2: Zeitsignal mit FMCW-Interferenzsignal. Die Amplitude des Interferenzsignals wird durch den Dynamikbereich des AD-Wandlers begrenzt.

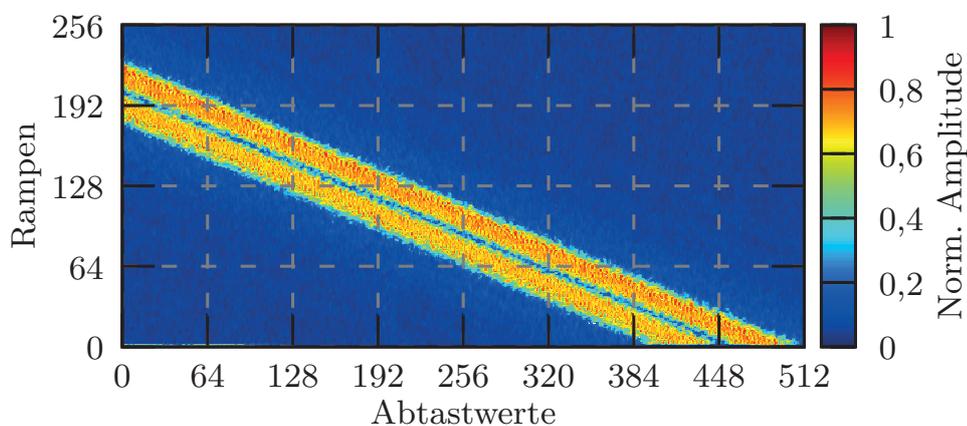


**Abbildung 5.15:** Entfernungs-Doppler-Auswertung des in Abbildung 5.14 dargestellten Zeitsignals: Die in der Simulation aufgetretenen Querlinien sind gut zu erkennen. Durch die Dynamikbegrenzung wirkt das Linienmuster sehr unregelmäßig.

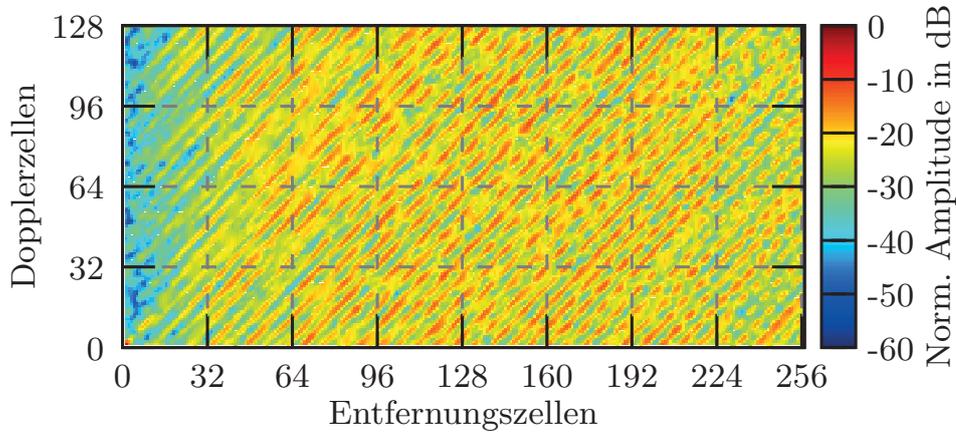
In Abbildung 5.14 ist eine Messung dargestellt, bei der das Nutzsignal durch ein sehr starkes FMCW-Interferenzsignal überlagert ist. Die Amplitude des Interferenzsignals überschreitet dabei den Dynamikbereich des AD-Wandlers und führt im Entfernungs-Doppler-Spektrum in Abbildung 5.15 zu einem stark fluktuierenden Interferenzbild. Die charakteristischen Querlinien sind weiterhin

zu erkennen, allerdings sind diese sehr unregelmäßig und weisen starke Amplitudenschwankungen auf. Im Vergleich zu Abbildung 5.9 ist die Breite des Interferenzsignals stark vergrößert. Dieser Umstand resultiert aus dem veränderten Frequenzhub des Nutzsignals. In Messung 1 wurden etwa 300 MHz Hub verwendet. Da die Empfänger-Bandbreite im Basisband fest bei etwa 10 MHz liegt, kann die Dauer eines CW-Signals mit  $512 \cdot 2 \frac{10}{300} = 34$  Samples abgeschätzt werden. Dieser Wert beschreibt die Zeit, in der sich das Interferenzsignal innerhalb der ZF-Bandbreite des gestörten Sensors befindet. Bei dem in dieser Messung verwendeten Frequenzhub von 123 MHz kann die Zeit für die sich ein CW-Signal in der ZF-Bandbreite befindet, mit etwa 83 Samples abgeschätzt werden. Durch die endlich steilen ZF-Filter und die große Amplitude des Interferenzsignals ist die beobachtete Dauer etwas größer.

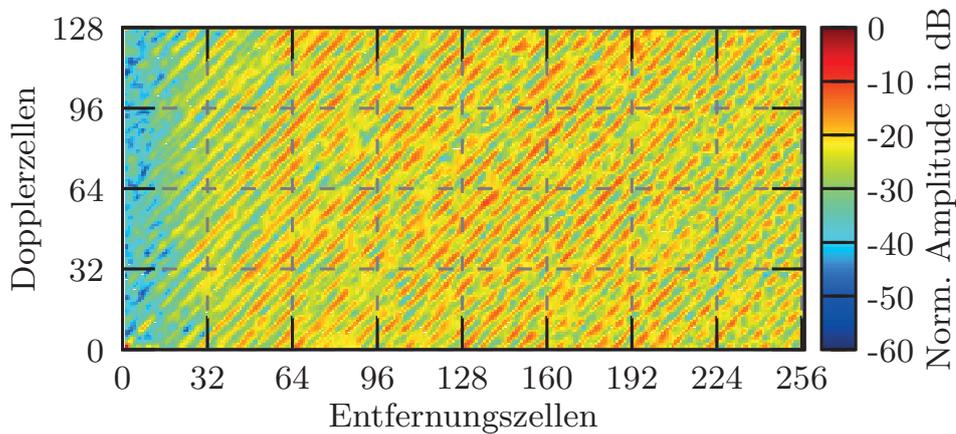
In Abbildung 5.16 ist das Zeitsignal aus der Winkelzelle dargestellt, in der das Interferenzsignal die maximale Amplitude besitzt. In den Entfernungs-Doppler-Spektren in den Abbildungen 5.17 und 5.18 sind die typischen Querlinien deutlich klarer zu erkennen als in Abbildung 5.15. Im Vergleich zur vorigen Messung sind die Amplituden der Interferenzlinien vergleichbar stark zu dem Ziel, von dem das Interferenzsignal ausgeht (etwa bei Entfernungs- und Geschwindigkeitsindex 10). Dies bedeutet nicht, dass das Ziel allgemein nicht zu detektieren wäre, sondern spiegelt nur die Verhältnisse der gewählten Winkelzelle wieder. Abgesehen davon lässt sich der Interferenzabstand des Zielsignals durch die im vorigen Kapitel vorgestellten Maßnahmen weiter verbessern.



**Abbildung 5.16:** Zeitsignal aus der Winkelzelle mit maximalem Interferenzsignal der Messung aus Abbildung 5.14

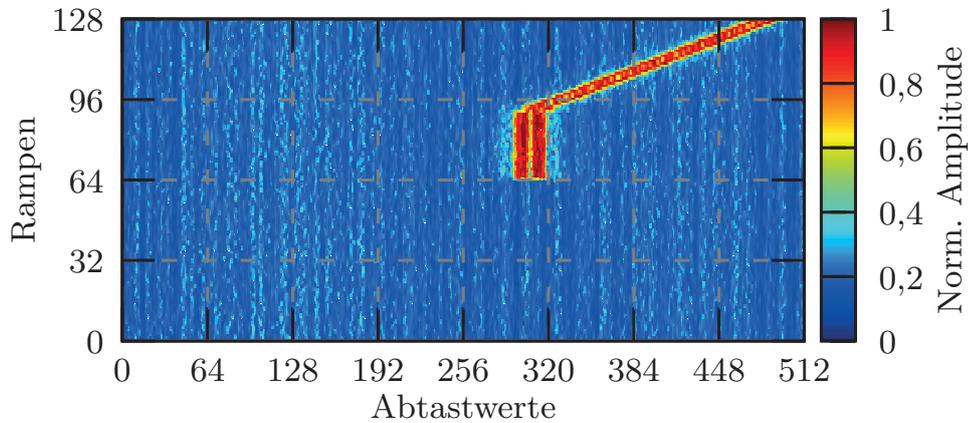


**Abbildung 5.17:** Entfernung-Doppler-Auswertung des in Abbildung 5.16 dargestellten Zeitsignals (Sender 1; Rampen 1, 3, ... 255).

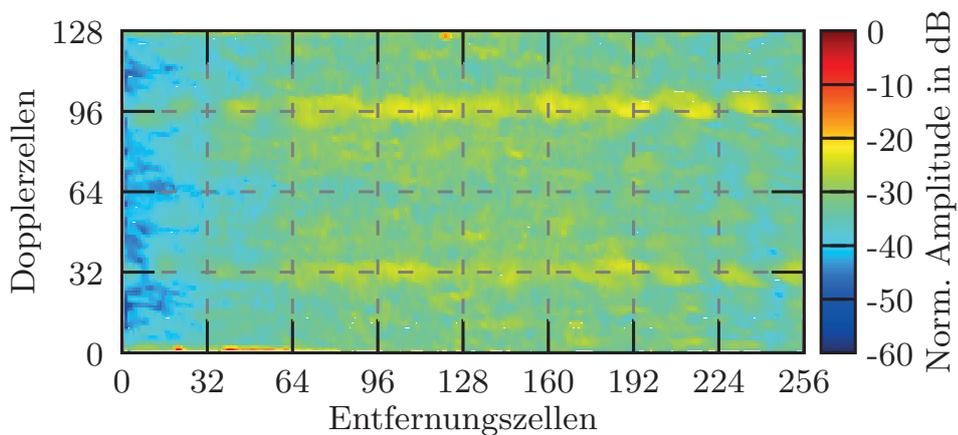


**Abbildung 5.18:** Entfernung-Doppler-Auswertung des in Abbildung 5.16 dargestellten Zeitsignals (Sender 2; Rampen 2, 4, ... 256).

**Messung 3: FMCW-Interferenz mit großer Amplitude und CW-Anteil**



**Abbildung 5.19:** Messung 3: Zeitsignal mit Interferenzsignal mit CW- und FMCW-Anteil.

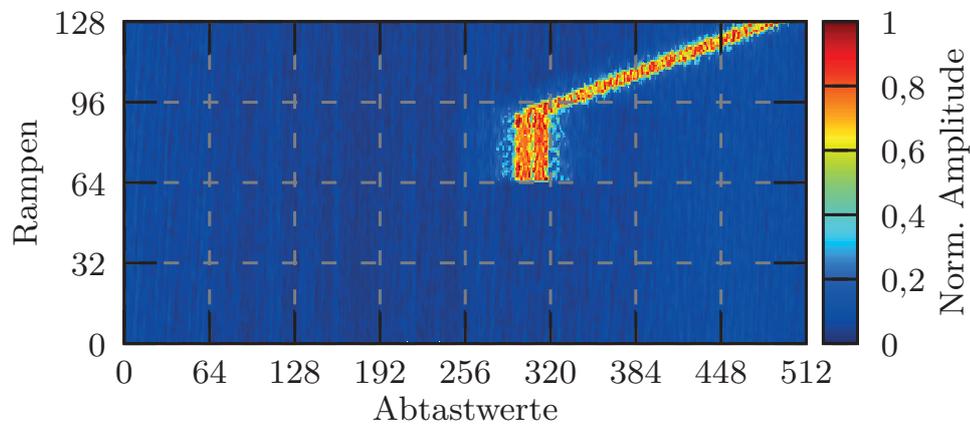


**Abbildung 5.20:** Entfernungs-Doppler-Auswertung des in Abbildung 5.19 dargestellten Zeitsignals: Durch das CW-Signal werden bestimmte Dopplerzellen (im Bereich der Zellen 32 und 96 über den gesamten Entfernungsbereich) verstärkt beeinflusst.

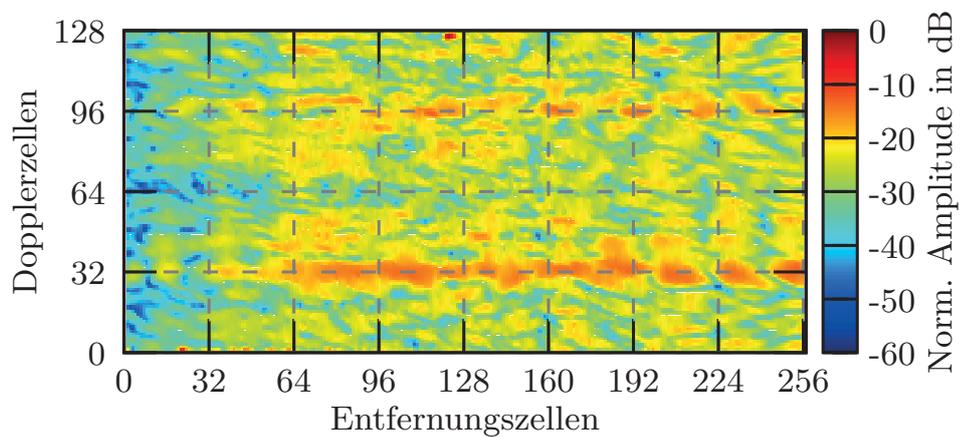
In Abbildung 5.19 ist das aufgenommene Zeitsignal einer Messung dargestellt, die ein Interferenzsignal mit FMCW-Rampe und CW-Anteil enthält. Die Amplitude des Interferenzsignals (rote Linien ab Rampe 64) liegt um den Faktor 10 über den Nutzsignalen (blauer Hintergrund). Die Amplitude des Interferenzsignals überschreitet den Dynamikbereich des AD-Wandlers, was sich

in dem verarbeiteten Entfernung-Doppler-Spektrum der Messung in Abbildung 5.20 in einem unregelmäßigen Rauschteppich niederschlägt. Die in den Simulationen beobachteten Querlinien einer FMCW-Interferenz sind nicht zu beobachten und der entfernungsunabhängige Anteil der CW-Interferenz (um die Dopplerzellen 32 und 96) fluktuiert stark.

Nach der Strahlformung (siehe Abbildung 5.21) ist die wirkliche Ausdehnung noch deutlicher zu erkennen und auch bei dem FMCW-Anteil des Signals ist eine leichte Verbreiterung festzustellen. In Abbildung 5.22 ist das Ergebnis der Entfernungs-Geschwindigkeits-Verarbeitung dargestellt. Der Einfluss des CW-Anteils wird durch die erhöhte Amplitude in den Dopplerzellen 32 und 96 über den gesamten Entfernungsbereich deutlich. Vom FMCW-Anteil erwartete Querlinien sind nicht zu beobachten.

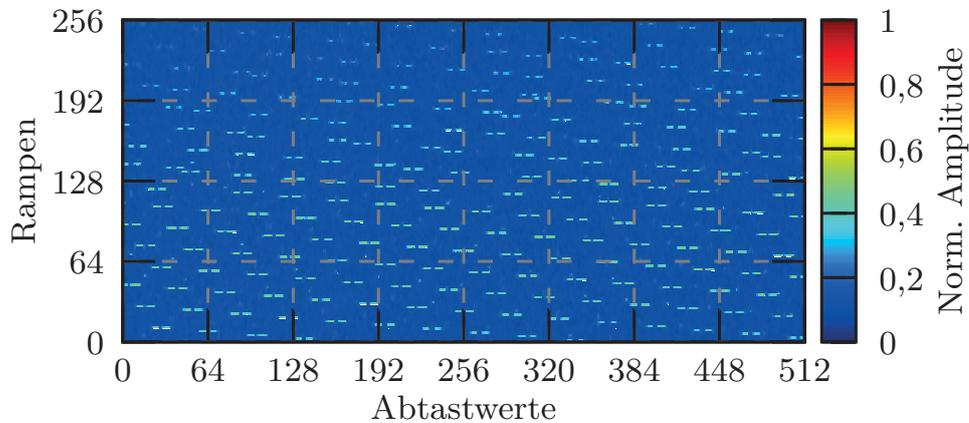


**Abbildung 5.21:** Zeitsignal aus der Winkelzelle mit maximalem Interferenzsignal der Messung aus Abbildung 5.19

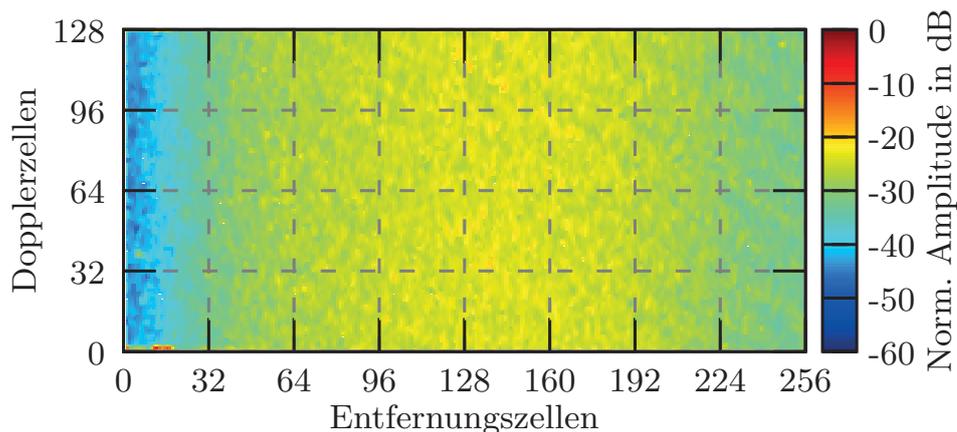


**Abbildung 5.22:** Entfernungs-Doppler-Auswertung des in Abbildung 5.21 dargestellten Zeitsignals.

**Messung 4: Schnelle-Rampen-Interferenz mit geringer Amplitude**



**Abbildung 5.23:** Messung 4: Zeitsignal mit Schnelle-Rampen-Interferenzsignal.

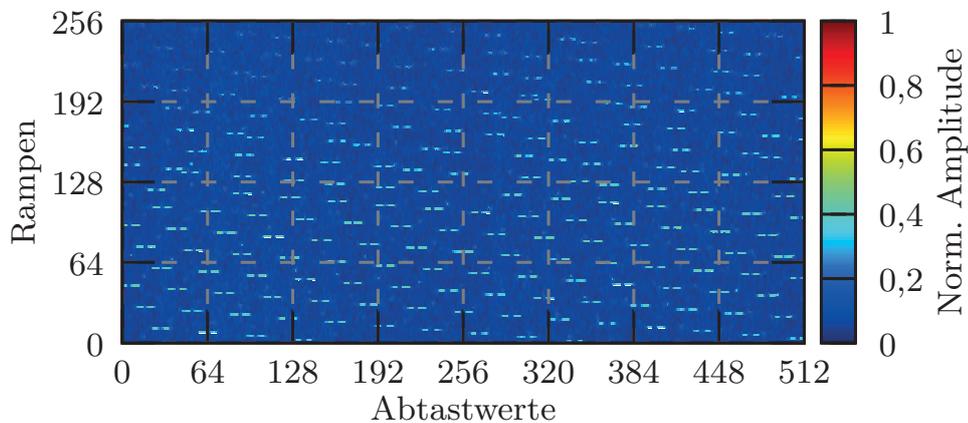


**Abbildung 5.24:** Entfernungs-Doppler-Auswertung des in Abbildung 5.23 dargestellten Zeitsignals: Die Auswirkungen des Interferenzsignals sind nur sehr schwach bei großen Entfernungen zu erkennen.

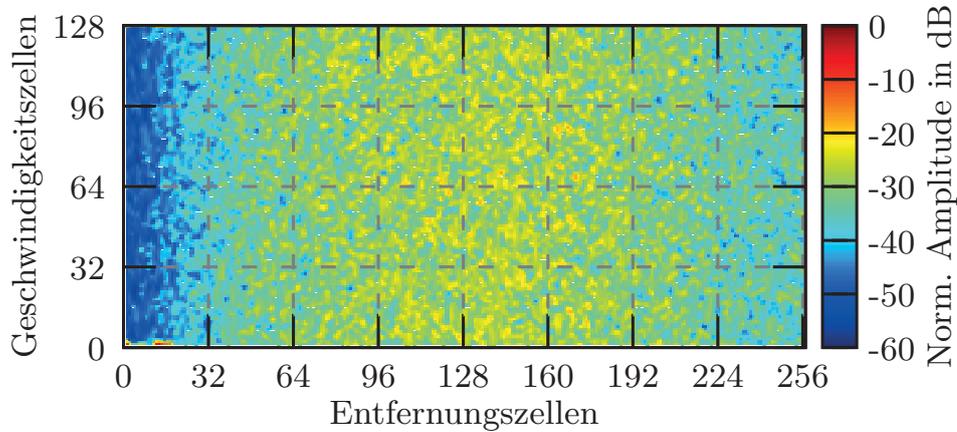
Abbildung 5.23 zeigt ein aufgenommenes Zeitsignal mit überlagertem Interferenzsignal, das von einem anderen, nach dem Schnelle-Rampen-Verfahren arbeitenden, Sensor stammt. Das Zeitsignal weist eine deutlich von den vorigen Messungen abweichende Charakteristik auf. Es ist keine kontinuierliche Linie zu erkennen, sondern nur einzelne Punkte, die jedoch einem regelmäßigen Muster folgen. Dies resultiert aus den ähnlichen Rampendauern der verwendeten Sensoren (vgl. Kapitel 3.2.3, S. 43). Das verarbeitete Entfernungs-Doppler-Spektrum

in Abbildung 5.24 weist jedoch zur FMCW-Interferenz ähnliche Merkmale auf: Die bekannten Querlinien sind sehr schwach zu beobachten. Die Amplitude der Interferenzeffekte ist vergleichbar mit dem Hintergrundrauschen. Dies ist auf die kurze Dauer der Interferenzsignale im Zeitbereich zurückzuführen. Durch die große relative Steigung des Nutzsignals zum Interferenzsignal befindet sich das Interferenzsignal nur für kurze Zeit im Durchlassbereich des ZF-Filters.

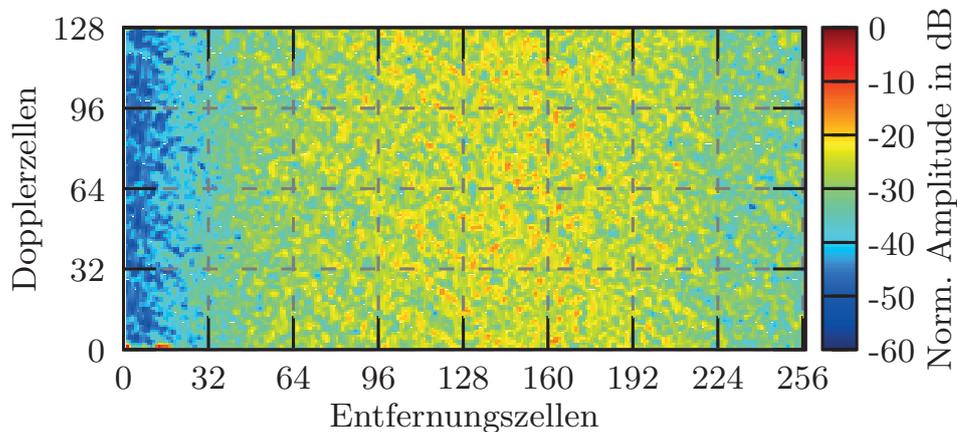
Bei dem in Abbildung 5.25 dargestellten durch Strahlformung gefilterten Zeitsignal ist kein qualitativer Unterschied zum Signal ohne Strahlformung zu erkennen. In den Abbildungen 5.26 und 5.27 ist jedoch eine Abweichung zwischen den beiden Sendern des Experimentalsensors festzustellen. Bei genauer Untersuchung stellt sich heraus, dass diese Abweichung durch die leicht unterschiedlichen Amplitudenverhältnisse des Interferenzsignals in den beiden Kanälen zu erklären ist.



**Abbildung 5.25:** Zeitsignal aus der Winkelzelle mit maximalem Interferenzsignal der Messung aus Abbildung 5.23.



**Abbildung 5.26:** Entfernung-Doppler-Auswertung des in Abbildung 5.25 dargestellten Zeitsignals (Sender 1; Rampen 1, 3, ... 255).

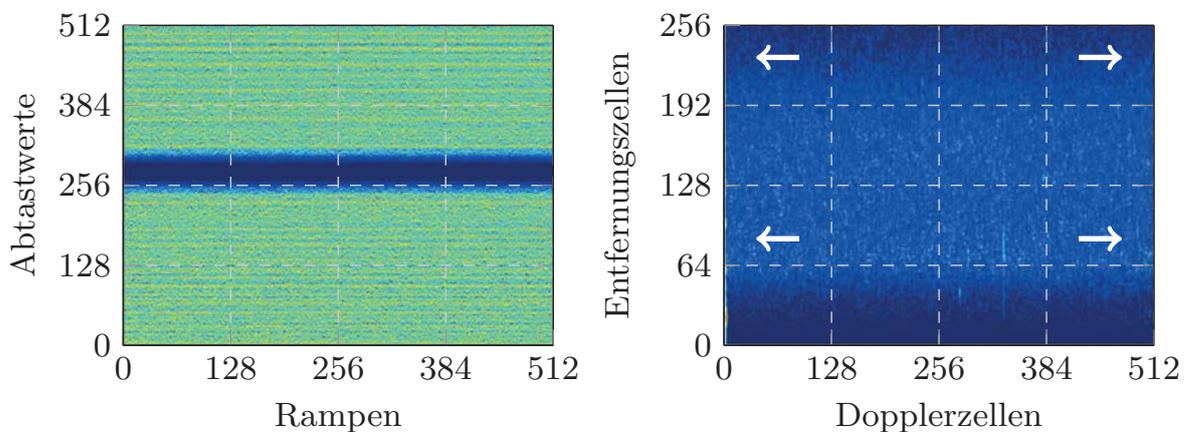


**Abbildung 5.27:** Entfernung-Doppler-Auswertung des in Abbildung 5.25 dargestellten Zeitsignals (Sender 2; Rampen 2, 4, ... 256).

### 5.3 Messtechnische Anwendung der Störunterdrückungsverfahren

In diesem Kapitel sollen anhand der in Kapitel 5.2.1, S. 105, vorgestellten Messungen mit dem *Norm-Interferer* die unterschiedlichen Verfahren zur Interferenzminimierung angewendet werden. Dabei wurden alle in Tabelle 5.4 zusammengefassten Modi des Signalgenerators verwendet.

#### Interferenzminimierung durch Nullsetzen



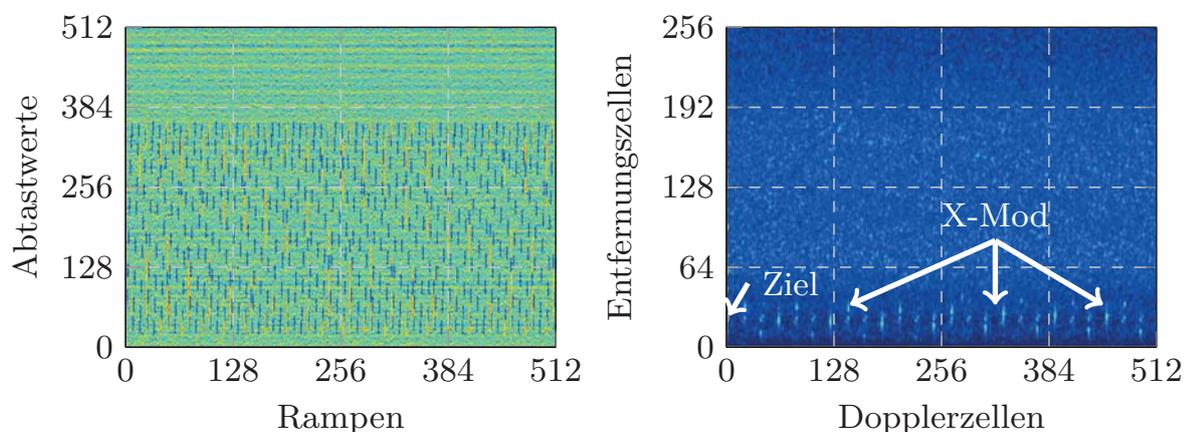
**Abbildung 5.28:** Zeitsignal mit zu null gesetztem CW Interferenzsignal des Signalgenerators (links). Zur Glättung der Kanten wurde ein Hann-Fenster mit 63 Abtastwerten verwendet. Rechts ist das Entfernung-Doppler-Spektrum des Signals dargestellt. Die ursprünglichen Positionen der Störlinien wurden mit Pfeilen markiert.

Tabelle 5.6 zeigt die Verluste, die durch Nullsetzen der durch das Interferenzsignal betroffenen Abtastwerte entstehen. Die zugehörigen Signale wurden

	CW	FMCW 1	FMCW 2	FMCW 3	FMCW 4
$L_0$	0,2 dB				
$L_{0,Win}$	0,4 dB	0,5 dB	2,7 dB	4,4 dB	2,8 dB

**Tabelle 5.6:** SNR-Verlust des Nutzsignals durch Nullsetzen der durch das Interferenzsignal beeinflussten Samples ohne Fenster ( $L_0$ ) und mit zweidimensionalem Hann-Fenster mit Länge  $63 \times 63$  ( $L_{0,Win}$ ).

bereits bei der Vorstellung des Signalgenerators gezeigt (vgl. Kapitel 5.2.1, S. 105). Die Verluste ohne Anwendung einer Fensterfunktion sind konstant, da es sich immer um ein einzelnes Interferenzsignal handelt, das für jede Rampe des Nutzsignals zu maximal einer Kreuzung führt. Bei Anwendung der zwei-dimensionalen Fensterfunktion spielt die Position der Interferenzsignale eine große Rolle. Dies ist in den Abbildungen 5.28 bis 5.30 gut zu erkennen. Bei dem CW-Interferenzsignal liegen die beeinflussten Abtastwerte in Rampenrichtung nebeneinander und die Ausdehnung der Fensterfunktion in diese Richtung wirkt sich nicht auf unbeeinflusste Abtastwerte aus. Bei dem schnellen FMCW-Signal sind die beeinflussten Abtastwerte stärker verteilt und die Ausdehnung der Fensterfunktion in Rampenrichtung fällt deutlich ins Gewicht.

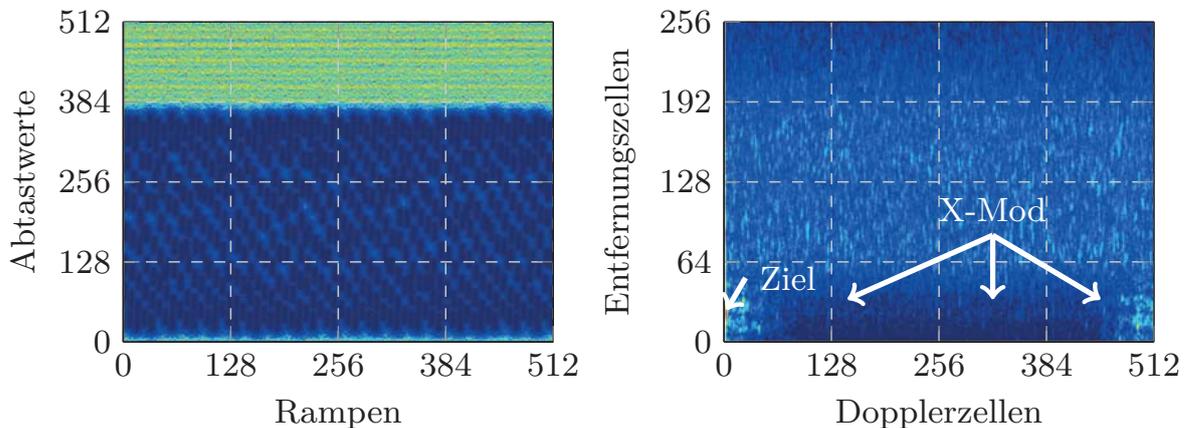


**Abbildung 5.29:** Zeitsignal mit zu null gesetztem FMCW 3 Interferenzsignal des Signalgenerators (links). Es wurde keine Kantenglättung durchgeführt. Rechts ist das Entfernung-Doppler-Spektrum des Signals dargestellt. Das stehende Ziel und der Bereich der Kreuzmodulationsprodukte (X-Mod) wurden im Entfernung-Doppler-Spektrum mit Pfeilen markiert.

In Abbildung 5.28 ist das Unterdrückungsergebnis eines CW-Störers dargestellt. Im Entfernung-Doppler-Spektrum ist zu erkennen, dass die Pegelanhebung in den einzelnen Dopplerzellen nicht mehr vorhanden ist. Im Zeitsignal ist der ausgeblendete Bereich mit dem glatten Übergang der Fensterfunktion gut zu erkennen.

Abbildungen 5.29 und 5.30 zeigen die Zeitsignale und Entfernung-Doppler-Spektren des Interferenzsignals FMCW 3 ohne und mit Anwendung einer Fensterfunktion. Ohne die Fensterfunktion sind die einzelnen unterdrückten Stellen als schmale Streifen zu erkennen. Im Entfernung-Doppler-Spektrum entstehen durch die periodischen Einbrüche des Signals Falschziele über den gesamten

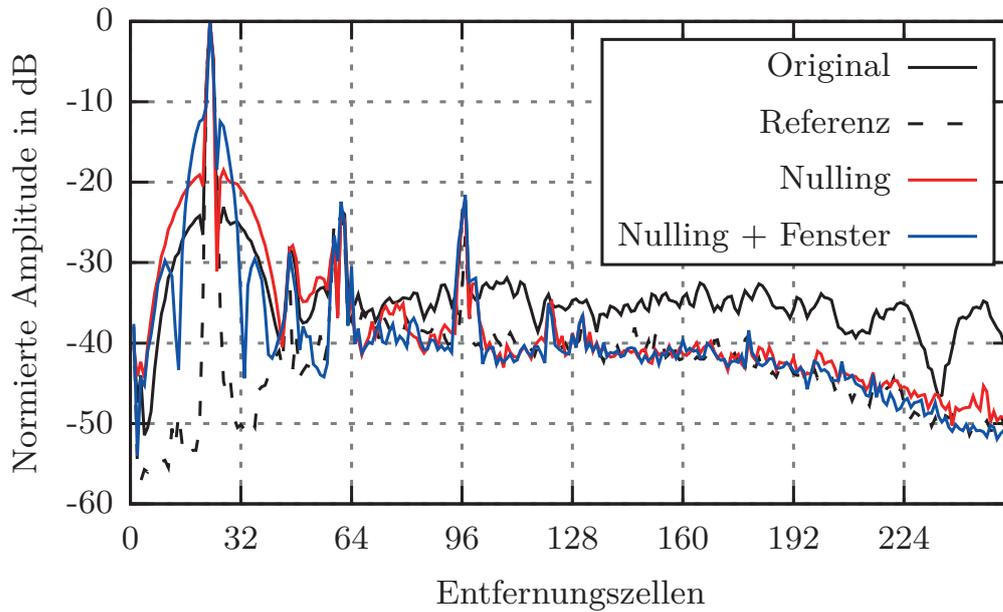
Dopplerbereich. Durch den Einsatz einer Fensterfunktion können diese Falschziele beinahe vollständig unterdrückt werden. Gleichzeitig wird jedoch auch ein Großteil des Nutzsignals entfernt, wie im Zeitsignal zu sehen ist. Dies verbreitert gleichzeitig das Ziel in Entfernungsrichtung.



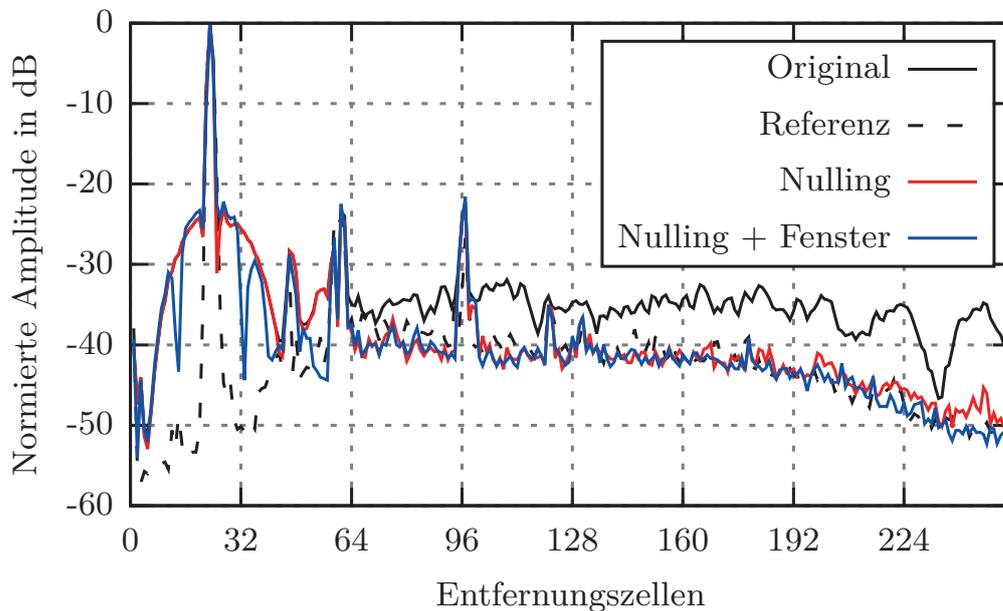
**Abbildung 5.30:** Zeitsignal mit zu null gesetztem FMCW 3-Interferenzsignal des Signalgenerators (links). Zur Glättung der Kanten wurde ein zweidimensionales Hann-Fenster mit  $63 \times 63$  Abtastwerten verwendet. Rechts ist das Entfernung-Doppler-Spektrum des Signals dargestellt. Das stehende Ziel und der ursprüngliche Bereich der Kreuzmodulationsprodukte (X-Mod) wurden im Entfernung-Doppler-Spektrum mit Pfeilen markiert.

Um die Auswirkungen der Unterdrückung in Entfernungsrichtung genauer zu untersuchen, wird in den Abbildungen 5.31 bis 5.34 nur das Entfernungsspektrum in Richtung des Ziels ohne Dopplerinformation (nur stehende Ziele) dargestellt. Das Referenzszenario wurde dabei mit ausgeschaltetem Signalgenerator aufgenommen.

Abbildung 5.31 zeigt das Entfernungsspektrum der Messung mit CW-Interferenzsignal. Die Auswertung ohne Unterdrückung des Interferenzsignals (in der Grafik mit Original bezeichnet) zeigt einen Sockel um das starke Ziel in geringer Entfernung und eine deutliche Pegelanhebung um bis zu 10 dB in großer Entfernung. Durch die Unterdrückung des Interferenzsignals kann diese Pegelanhebung bis auf den ursprünglichen Pegel des Referenzszenarios reduziert werden. Um das starke Ziel sind die Unterschiede des Nullsetzens mit und ohne Fenster deutlich zu sehen. Während die Unterdrückung des Interferenzsignals ohne Fenster eine Anhebung des Sockels um das starke Ziel um etwa 5 dB zur Folge hat, hebt die Fensterfunktion den Sockel in einem schmalen Bereich um

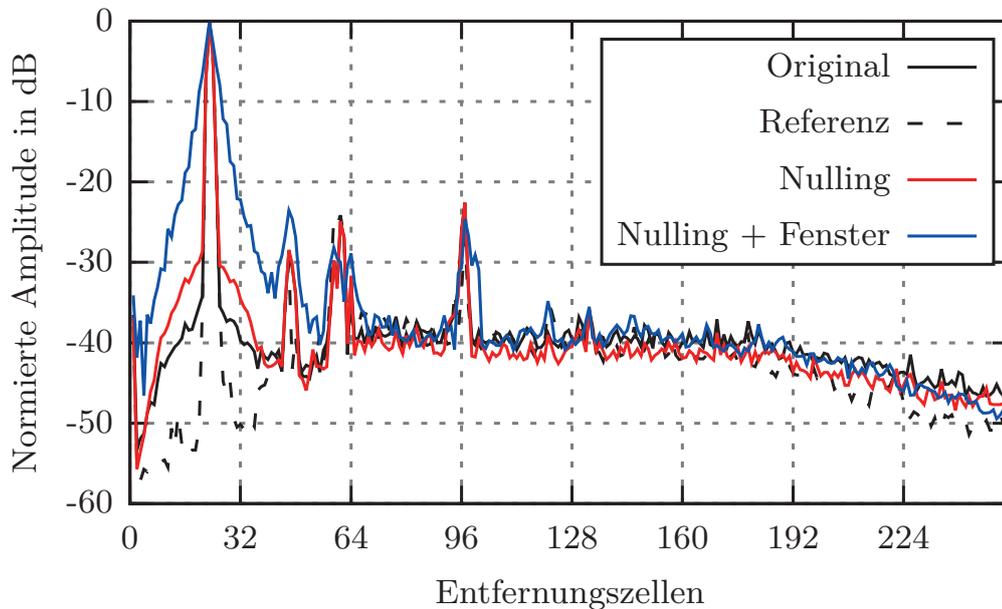


**Abbildung 5.31:** Entfernungsdarstellung der Dopplerzelle 0 der Messung mit CW-Signal.



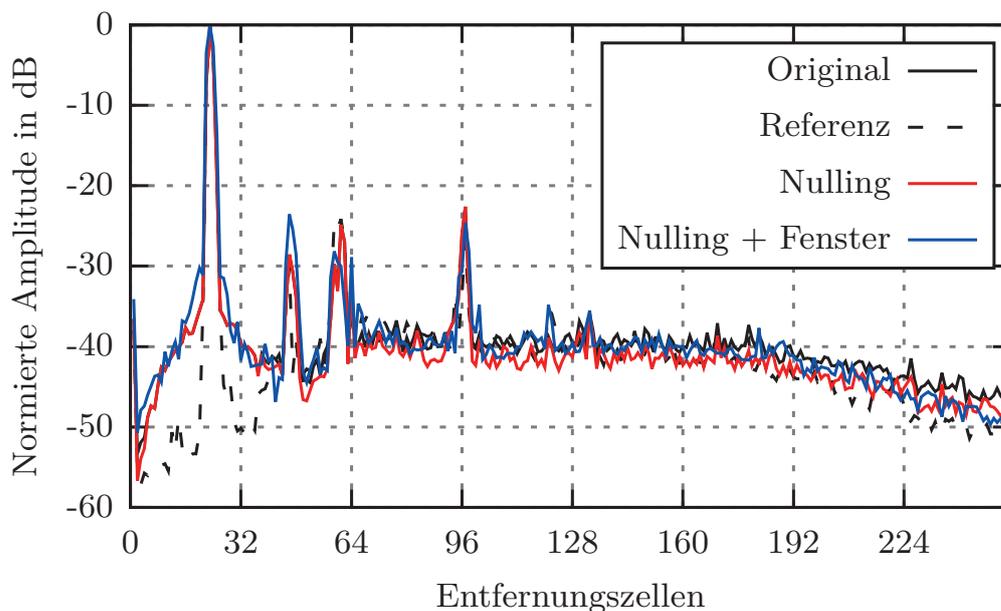
**Abbildung 5.32:** Entfernungsdarstellung der Dopplerzelle 0 der Messung mit CW-Signal (Nullsetzen mit und ohne Fenster erfolgte mit dualer Apodisation).

über 10 dB an. In Abbildung 5.32 erfolgte die gleiche Signalverarbeitung zusammen mit dualer Apodisation (vgl. Kapitel 2.5.1, S. 29). Dabei ist zu erkennen, dass die Nebenkeulen in Entfernungsrichtung insbesondere um das stärkste Ziel signifikant abgesenkt wurden.



**Abbildung 5.33:** Entfernungsdarstellung der Dopplerzelle 0 der Messung mit dem Signal FMCW 3.

Abbildung 5.33 zeigt das Ergebnis der Interferenzunterdrückung durch Nullsetzen bei Signal FMCW 3. Dort ist der deutliche SNR-Verlust bei der Anwendung des Fensters in der Verbreiterung der Ziele gut zu erkennen. Dadurch zeigt sich der Vorteil der dualen Apodisation in Abbildung 5.34 besonders gut. In dieser Abbildung ist die Beeinträchtigung der Signalqualität durch das Nullsetzen nur in unmittelbarer Nähe zum stärksten Ziel zu erkennen. Dort ist der Rauschsockel um etwa 10 dB angehoben. Im weiteren Verlauf des Signals unterscheidet sich das Ergebnis der unterschiedlichen Signalverarbeitungsverfahren nur marginal vom ungestörten Signal.

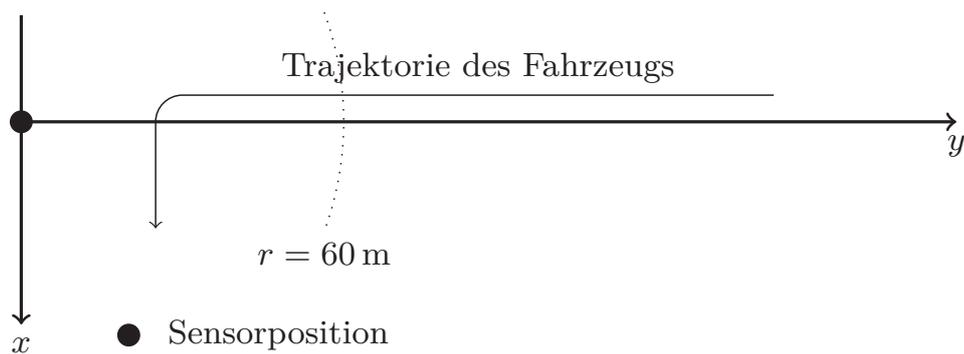


**Abbildung 5.34:** Entfernungsdarstellung der Dopplerzelle 0 der Messung mit dem Signal FMCW 3 (Nullsetzen mit und ohne Fenster erfolgte mit dualer Apodisation).

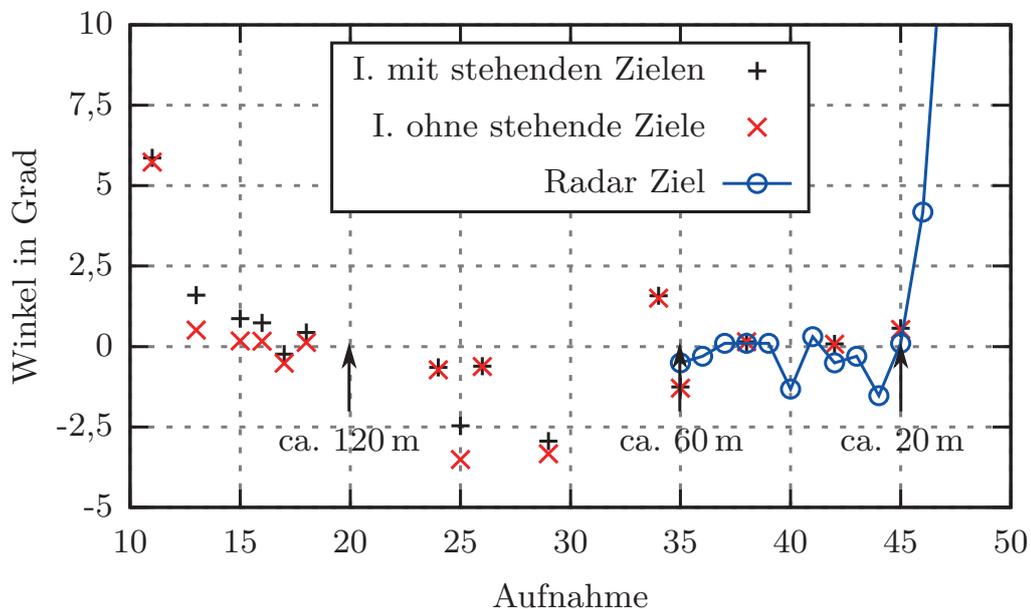
## 5.4 Untersuchungen zur Richtungsbestimmung eines Interferenzsignals

Wie in Kapitel 3.6, S. 61, vorgestellt, kann ein detektiertes Interferenzsignal nicht nur als potenzielle Störquelle betrachtet, sondern auch zur weiteren Informationsgewinnung über die Umgebung herangezogen werden. Insbesondere die Zuordnung eines Signals zu einem Objekt kann zu einer besseren Klassifizierung führen. Zusätzlich ist die Signalamplitude des Interferenzsignals wegen der quadratischen Entfernungabhängigkeit in der Regel größer als das reflektierte Radarsignal. Dadurch kann eine genauere Winkelschätzung des Interferenzsignals erfolgen, und die Zielverfolgung des zugehörigen Objektes kann verbessert werden. In verschiedenen anderen Gebieten ist die Verfolgung von Zielen mit *Angle-only-Tracking* und sogar die Schätzung einer Zielentfernung aus den Winkelmessungen mittels *Passive Ranging* durchaus gebräuchlich [75–77]. Die Übertragung dieser Verfahren auf das Fahrzeugumfeld erscheint jedoch aufgrund der langen Messzeiten und nicht zuletzt der geringen Messgenauigkeit nicht zielführend.

Abbildung 5.35 zeigt das beispielhaft vermessene Szenario. Ein Serienfahrzeug ausgestattet mit einem FMCW-Radar-Sensor kommt aus großer Entfernung (von außerhalb des Sichtbereichs des eigenen Radarsensors) auf das ei-



**Abbildung 5.35:** Schematische Darstellung des vermessenen Szenarios (nicht im Maßstab). Das Fahrzeug bewegt sich auf den Sensor zu. Die Detektionsentfernung beträgt 60 m.



**Abbildung 5.36:** Winkelablage des detektierten Ziels über den Aufnahmen aufgetragen. Bei der Winkelschätzung aus dem Interferenzsignal wurden bei einer Auswertung die stehenden Ziele unterdrückt. Ab Aufnahme 35 ist das Ziel im Detektionsbereich des Radarsensors. Für drei Aufnahmen ist zusätzlich die geschätzte radiale Entfernung des Ziels zum Radarsensor angegeben.

gene Fahrzeug zu, um schließlich nach rechts auszuweichen. In Abbildung 5.36 ist die geschätzte Winkelablage des Interferenzsignals zusammen mit dem aus der klassischen Radarsignalverarbeitung geschätzten Zielwinkel dargestellt. Die

Winkelschätzung der Interferenzsignale erfolgte mit LS-ESPRIT [78], die des Radarziels mit einem *Delay-and-Sum*-Strahlformer.

Da dieses Szenario von stehenden Zielen dominiert wird, wurden die Messungen ein weiteres Mal mit einem Doppler-Null-Filter vor der Winkelschätzung des Interferenzsignals verarbeitet. Dieser Verarbeitungsschritt erfolgte, um den Clutter-Einfluss zu minimieren.

Da der Sensor im Nahbereichsmodus betrieben wurde, ist ab Aufnahme 35 in einer Entfernung von 60 m eine erste Radardetektion des Ziels zu sehen. Die Detektionen des Interferenzsignals beginnen bereits bei Aufnahme 11. Dies entspricht bei dem Szenario einer Zielentfernung von etwa 150 m. Auch in dieser großen Entfernung liegen die geschätzten Winkel des Interferenzsignals im Bereich der Erwartung von etwa  $0^\circ$ . Nur die erste Detektion weicht signifikant von diesem Wert ab, was mit dem schlechten SNR zu erklären ist. Die zusätzliche Anwendung eines Doppler-Null-Filters vor der Winkelschätzung des Interferenzsignals brachte keine signifikante Stabilisierung der Winkelmessungen. In der Abbildung ist zu erkennen, dass die geschätzten Winkel bei großen Entfernungen tendenziell bei kleineren Winkeln liegen, die Ausreißer bei Messung 25 und 29 bleiben jedoch trotzdem bestehen.

## 5.5 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurden die Ergebnisse der Simulationen anhand realer Messungen verifiziert. Dabei wurden die Simulationsergebnisse weitgehend bestätigt. Insbesondere die charakteristischen Spektren der Interferenzsignale stellten sich in Realität so dar wie in den Simulationen. Damit kann davon ausgegangen werden, dass die Ergebnisse aufwändiger Simulationen, wie zum Beispiel in [79] mittels *Ray-Tracing*, zu korrekten Resultaten führen. Für die Fahrzeughersteller bedeutet dies, dass die Simulation bei der Auslegung der Sensorensysteme einen wertvollen Beitrag liefern kann und die Kosten für Messkampagnen minimiert werden können.

Bei der simulativen Anwendung der Interferenzunterdrückungsverfahren in Kapitel 4, S. 65, hat sich gezeigt, dass digitale Strahlformung in den untersuchten Szenarien keine Vorteile brachte. So wurde das Strahlungsdiagramm stark verformt, und auch in Bereichen ohne Interferenzsignal verbreiterten sich die Zielantworten. Dieses Verhalten ließ sich mit dem selektiven Unterdrücken des stärksten Eigenwerts verbessern, das Nebenkeulenniveau war jedoch trotzdem erhöht. Dieses Verhalten zeigte sich ebenfalls bei der Auswertung der Messungen, weswegen auf die Darstellung dieser Resultate verzichtet wurde. Sehr gute Ergebnisse konnten dagegen mit der Anwendung dualer Apodisation in Verbindung mit Nullsetzen erzielt werden. Dabei konnte die schmale Zielant-



## 5 Experimentelle Untersuchungen

---

wort der ursprünglichen Messung mit dem niedrigeren Rauschpegel, der durch Nullsetzen der gestörten Bereiche erreicht wurde, kombiniert werden.

Zum Abschluss wurde untersucht, ob die Richtungsschätzung eines Interferenzsignals mit den Ergebnissen der direkten Schätzung des Zielwinkels übereinstimmt. Dies konnte bestätigt werden. Es wird daher vorgeschlagen zu untersuchen, ob diese zusätzlichen Informationen in zukünftigen Radarsystemen gewinnbringend genutzt werden können.



## KAPITEL 6

---

### Zusammenfassung

---

In dieser Arbeit wurden die grundlegenden Mechanismen von Interferenzen bei Automobilradaren untersucht. Dazu wurde ein grundlegendes Signalmodell entwickelt, das die in der Realität auftretenden Nutzsignale und Interferenzsignale beschreibt. Als Interferenzsignale wurden Modelle für einfache CW-Signale und FMCW-Signale erstellt. Auf die Betrachtung von Pulsradaren wurde verzichtet, da diese im Automobilradarbereich eine immer geringere Bedeutung haben und im Frequenzbereich um 77 GHz gar nicht eingesetzt werden. Die mathematischen Modelle wurden in eine Simulationsumgebung für ein nach dem Schnelle-Rampen-Verfahren arbeitenden FMCW-Radar übertragen, mit der eine beliebige Anzahl von Punktzielen zusammen mit den Interferenzsignalen abgebildet werden konnte. Zusätzlich wurden Rauschen und nichtlineare Verstärker auf analoger Seite und Quantisierung sowie Dynamikbegrenzung auf digitaler Seite berücksichtigt. Mit dieser Simulationsumgebung wurden die Auswirkungen der Interferenzsignale auf die Bereiche Entfernung, Geschwindigkeit und Winkel untersucht. Dabei hat sich gezeigt, dass ein Großteil der Interferenzsignale eine breitbandige Anhebung des Clutter-Pegels und damit eine Verschlechterung der Detektionsleistung des Radarsensors bewirkt. Diese Anhebung bleibt jedoch in realistischen Szenarien durch die Amplitudenbegrenzung des Interferenzsignals durch den AD-Wandler unter 1 dB bezogen auf das Hintergrundrauschen. Bei Berücksichtigung der nichtlinearen analogen Verstärkung zeigte sich jedoch, dass bei starken Zielen in Verbindung mit einem oder mehreren starken Interferenzsignalen Kreuzmodulationen auftreten können, die auch zu Falschdetektionen führen können. Da diese Falschdetektionen jedoch keine plausible Geschwindigkeitsinformation besitzen, ist für die nachfolgende Signalverarbeitung nicht zu erwarten, dass sie auch zu Falschzielen

führen. Hinsichtlich einer effizienten Datenverarbeitung ist es jedoch trotzdem erstrebenswert, eventuelle Falschdetektionen bereits vor der Zielverfolgung als solche zu erkennen und auszusortieren.

Weiterhin wurden in der Simulationsumgebung verschiedene Interferenzdetektions- und Interferenzunterdrückungsverfahren untersucht. Dabei hat sich gezeigt, dass mit einem einfachen Energiedetektor eine ausreichend gute Detektionsleistung erzielt werden kann. Mit einem *Matched Filter* kann diese zwar gesteigert werden, da schwache Interferenzsignale nach der Signalverarbeitung im Rauschen verschwinden, ist die größere Empfindlichkeit in der Realität nicht von großem Nutzen. Bei den Unterdrückungsverfahren wurde einfaches Nullsetzen von durch Interferenzsignale beeinflusster Abtastwerte und adaptive Strahlformung untersucht. Da Nullsetzen einerseits das SNR des Nutzsignals verschlechtert und andererseits die Zielantwort im Entfernung-Doppler-Spektrum verbreitert, wurde duale Apodisation angewendet, um vor allem der Verbreiterung der Zielantwort entgegen zu wirken. Bei adaptiver Strahlformung werden neben dem Interferenzsignal auch andere Ziele aus derselben Richtung unterdrückt. Zusammen mit der Verzerrung der Winkelinformation konnten mit adaptiver Strahlformung keine Ergebnisse in für den praktischen Einsatz ausreichender Qualität erzielt werden.

Die mit der Simulationsumgebung erzielten Ergebnisse wurden in praktischen Messungen mittels eines Experimentalradars verifiziert. Dabei konnten mit Hilfe eines beigegebenen, eigens zur Nachbildung von für den Automobilbereich typischen Radarsignalen entworfenen Signalgenerators Untersuchungen der unterschiedlichen Interferenzsignale in einer Messkammer durchgeführt werden. Mit diesen Messungen konnten die in den Simulationen erzielten Ergebnisse bestätigt werden. Weiterhin wurden Messungen mit Interferenzsignalen von in Serienfahrzeugen verbauten Sensoren durchgeführt. An diesen Messungen konnte gezeigt werden, dass Interferenzsignale nicht nur als Stör- sondern auch als Informationsquelle in Frage kommen. Es konnte dargestellt werden, dass die Winkelinformation eines Interferenzsignals aus einer Entfernung größer als dem Detektionsbereich des Radars selbst bestimmt werden kann. Wenn diese Information keinem bereits detektierten Ziel zugeordnet werden kann, kann sie dazu verwendet werden, den Detektionsbereich des Radars zu vergrößern, um das noch nicht detektierte Ziel zu erfassen. Weiterhin kann die Winkelinformation als zusätzliche Information für die Zielverfolgung verwendet werden, um deren Qualität zu verbessern.

---

## Literaturverzeichnis

---

- [1] BLÖCHER, Hans-Ludwig ; DICKMANN, J. ; ANDRES, M.: Automotive active safety & comfort functions using radar. In: *IEEE International Conference on Ultra-Wideband, 2009. ICUWB 2009*, IEEE, 2009. – ISBN 978–1–4244–2930–1, 490–494  
Referenziert in den Kapiteln 1 und 1.1.
- [2] BLÖCHER, Hans-Ludwig ; ANDRES, Markus ; FISCHER, Christoph ; SAILER, Alfons ; GOPPELT, Markus ; DICKMANN, Jürgen: Impact of system parameter selection on radar sensor performance in automotive applications. In: *Advances in Radio Science* 10 (2012), S. 33–37  
Referenziert in Kapitel 1.
- [3] NOOIJ, Margriet van Schijndel-de ; KROSSE, Bastiaan ; BROEK, Thijs van d. ; MAAS, Sander ; NUNEN, Ellen van ; ZWIJNENBERG, Han ; SCHIEBEN, Anna ; MOSEBACH, Henning ; FORD, Nick ; McDONALD, Mike ; JEFFERY, David ; PIAO, Jinan ; SANCHEZ, Javier: Definition of necessary vehicle and infrastructure systems for Automated Driving / European Commission, DG Information Society and Media. 2010. – Forschungsbericht  
Referenziert in Kapitel 1.
- [4] ADOMAT, Rolf ; GEDULD, Georg-Otto ; SCHAMBERGER, Michael ; RIETH, Peter: Advanced Driver Assistance Systems for Increased Comfort and Safety — Current Developments and an Outlook to the Future on the Road. Version: 2003. [http://dx.doi.org/10.1007/978-3-540-76988-0\\_34](http://dx.doi.org/10.1007/978-3-540-76988-0_34). In: VALLDORF, Jürgen (Hrsg.) ; GESSNER, Wolfgang (Hrsg.): *Advanced Microsystems for Automotive Applications 2003*. Springer Berlin Heidelberg, 2003 (VDI-Buch). – DOI 10.1007/978-3-540-76988-0\_34, 431–446  
Referenziert in Kapitel 1.

- [5] ALTENDORFER, R. ; WIRKERT, S. ; HEINRICHS-BARTSCHER, S.: Sensor Fusion as an Enabling Technology for Safety-critical Driver Assistance Systems. In: *SAE International Journal of Passenger Cars - Electronic and Electrical Systems* 3 (2010), Januar, Nr. 2, S. 183–192  
Referenziert in Kapitel 1.
- [6] RASSHOFER, R. H. ; GRESSER, K.: Automotive Radar and Lidar Systems for Next Generation Driver Assistance Functions. In: *Advances in Radio Science* 3 (2005), 205–209. <http://www.adv-radio-sci.net/3/205/2005/>  
Referenziert in Kapitel 1.
- [7] DAIMLER AG: *Elektronische Abstandsregelung Distronic*, Fotonummer: A96F2075. <http://media.daimler.com>. Version: Januar 2000  
Referenziert in Kapitel 1.1.
- [8] DAIMLER AG: *Radarabstandsregelung Distronic*, Fotonummer: A96F1490. <http://media.daimler.com>. Version: Januar 2000  
Referenziert in Kapitel 1.1.
- [9] SARHOLZ, F. ; MEHNERT, J. ; KLAPPSTEIN, J. ; DICKMANN, J. ; RADIG, B.: Evaluation of different approaches for road course estimation using imaging radar. In: *IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS), 2011*, IEEE, 2011. – ISBN 978–1–61284–454–1, 4587–4592  
Referenziert in Kapitel 1.1.
- [10] HASCH, J. ; TOPAK, E. ; SCHNABEL, R. ; ZWICK, T. ; WEIGEL, R. ; WALDSCHMIDT, C.: Millimeter-Wave Technology for Automotive Radar Sensors in the 77 GHz Frequency Band. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 60 (2012), März, Nr. 3, 845–860. <http://dx.doi.org/10.1109/tmtt.2011.2178427>. – DOI 10.1109/tmtt.2011.2178427. – ISSN 0018–9480  
Referenziert in den Kapiteln 1.2 und 2.2.2.
- [11] EURO NCAP: Moving Forward - 2010 - 2015 Strategic Roadmap. 2009. – Forschungsbericht  
Referenziert in Kapitel 1.2.
- [12] SCHRAM, Richard ; WILLIAMS, Aled ; RATINGEN, Michiel van: IMPLEMENTATION OF AUTONOMOUS BRAKING (AEB), THE NEXT STEP IN EMERGENCY EURO NCAP'S SAFETY ASSESSMENT / Euro NCAP P-NCAP Working Group. 2013. – Forschungsbericht  
Referenziert in Kapitel 1.2.

- [13] SCHRAM, Richard ; WILLIAMS, Aled ; RATINGEN, Michiel van ; RYRBERG, Stephan ; SFERCO, Raimondo: EURO NCAP'S FIRST STEP TO ASSESS AUTONOMOUS EMERGENCY BRAKING (AEB) FOR VULNERABLE ROAD USERS / Euro NCAP P-NCAP Working Group. 2015. – Forschungsbericht  
Referenziert in Kapitel 1.2.
- [14] PÖTTERING, H. G. ; ERLANDSSON, E.: REGULATION (EC) No 661/2009 OF THE EUROPEAN PARLIAMENT AND OF THE COUNCIL. 2009. – Forschungsbericht  
Referenziert in Kapitel 1.2.
- [15] BARROSO, José M.: COMMISSION REGULATION (EU) No 347/2012. 2012. – Forschungsbericht  
Referenziert in Kapitel 1.2.
- [16] DAIMLER AG: *Umfelderfassung S-Klasse, Fotonummer: 12C1235\_24*. <http://media.daimler.com>. Version: November 2012  
Referenziert in Kapitel 1.3.
- [17] KUNERT, M.: The EU project MOSARIM: A general overview of project objectives and conducted work. In: *9th European Radar Conference (EuRAD), 2012*, IEEE, Oktober 2012. – ISBN 978-1-4673-2471-7, 1-5  
Referenziert in den Kapiteln 1.3 und 5.2.2.
- [18] REBEIZ, Gabriel M.: *Recent Developments in SiGe and CMOS Phased Arrays for Millimeter-Wave Applications*. <http://ewh.ieee.org/r6/phoenix/wad/MeetingSite%5ffiles/doc/Rebeiz%5fPhoenix%20April%202012%20IEEE%20Talk%2dnew.pdf>. Version: April 2012  
Referenziert in Kapitel 2.1.
- [19] HÜLSMEYER, Christian: *Verfahren, um metallische Gegenstände mittels elektrischer Wellen einem Beobachter zu melden*. Patent DE165546, April 1904  
Referenziert in Kapitel 2.2.1.
- [20] HÜLSMEYER, Christian: *Verfahren zur Bestimmung der Entfernung von metallischen Gegenständen (Schiffen o. dgl.), deren Gegenwart durch das Verfahren nach Patent 165546 festgestellt wird*. Patent DE169154, November 1904  
Referenziert in Kapitel 2.2.1.
- [21] SKOLNIK, Merrill: *Radar Handbook, Third Edition*. 3. McGraw-Hill Professional, 2008 <http://www.worldcat.org/isbn/0071485473>. – ISBN



- 0071485473  
Referenziert in den Kapiteln 2.2.1 und 3.2.1.
- [22] VENOT, Y. ; WIESBECK, W.: Multipurpose 76,5 GHz Near Field Radar Sensor. In: *31st European Microwave Conference, 2001*, IEEE, 2001, 1–4  
Referenziert in Kapitel 2.2.2.
- [23] WINNER, Hermann (Hrsg.) ; HAKULI, Stephan (Hrsg.) ; WOLF, Gabriele (Hrsg.): *Handbuch Fahrerassistenzsysteme: Grundlagen, Komponenten und Systeme für aktive Sicherheit und Komfort*. Vieweg+Teubner, 2009 (ATZ/MTZ-Fachbuch)  
Referenziert in den Kapiteln 2.2.2, 2.2.3, 2.7, 3.2.4, 3.3.5, 4.1.2 und 4.2.2.
- [24] STOVE, A. G.: Linear FMCW radar techniques. In: *Radar and Signal Processing, IEE Proceedings F 139* (1992), Oktober, Nr. 5, 343–350. [http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs\\_all.jsp?arnumber=163718](http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=163718). – ISSN 0956–375X  
Referenziert in den Kapiteln 2.2.2, 2.2.4 und 3.2.3.
- [25] WINKLER, V.: Range Doppler detection for automotive FMCW radars. In: *4th European Radar Conference (EuRAD), 2007*, IEEE, Oktober 2007. – ISBN 978–2–87487–004–0, 166–169  
Referenziert in den Kapiteln 2.2.4 und 3.2.3.
- [26] MENZEL, W. ; MOEBIUS, A.: Antenna Concepts for Millimeter-Wave Automotive Radar Sensors. In: *Proceedings of the IEEE 100* (2012), Juli, Nr. 7, 2372–2379. <http://dx.doi.org/10.1109/jproc.2012.2184729>. – DOI 10.1109/jproc.2012.2184729. – ISSN 0018–9219  
Referenziert in Kapitel 2.3.1.
- [27] BAUER, F. ; WANG, X. ; MENZEL, W. ; STELZER, A.: A 79 GHz Radar Sensor in LTCC Technology Using Grid Array Antennas. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques 61* (2013), Juni, Nr. 6, 2514–2521. <http://dx.doi.org/10.1109/tmtt.2013.2260766>. – DOI 10.1109/tmtt.2013.2260766. – ISSN 0018–9480  
Referenziert in Kapitel 2.3.1.
- [28] MASSEN, Joachim ; FREI, Michael ; MENZEL, Wolfgang ; MÖLLER, Ulrich: A 79 GHz SiGe short-range radar sensor for automotive applications. In: *International Journal of Microwave and Wireless Technologies 5* (2013), Februar, 5–14. <http://dx.doi.org/10.1017/s1759078712000669>. – DOI 10.1017/s1759078712000669. – ISSN 1759–0795  
Referenziert in Kapitel 2.3.1.

- [29] HARRIS, F. J.: On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform. In: *Proceedings of the IEEE* 66 (1978), Januar, Nr. 1, 51–83. <http://dx.doi.org/10.1109/proc.1978.10837>. – DOI 10.1109/proc.1978.10837. – ISSN 0018–9219  
Referenziert in den Kapiteln 2.3.2 und 2.5.1.
- [30] KEES, N. ; SCHMIDHAMMER, E. ; DETLEFSEN, J.: Improvement of angular resolution of a millimeterwave imaging system by transmitter location multiplexing. In: *Microwave Systems Conference, 1995. Conference Proceedings., IEEE NTC '95*, IEEE, Mai 1995. – ISBN 0–7803–2591–1, 105–108  
Referenziert in den Kapiteln 2.3.3, 2.9, 2.10, 2.3.3 und 5.1.1.
- [31] METZ, Carsten ; STANGE, Leif C. ; JACOB, Arne F. ; LISSEL, Ernst: Performance of thinned antenna arrays using nonlinear processing in DBF radar applications. In: *International Microwave Symposium* Bd. 1, 2001. – ISBN 0–7803–6538–0, S. 275–278  
Referenziert in Kapitel 2.3.3.
- [32] HARTER, Marlene ; SCHIPPER, Tom ; ZWIRELLO, Lukasz ; ZIROFF, Andreas ; ZWICK, Thomas: 24GHz Digital beamforming radar with T-shaped antenna array for three-dimensional object detection. In: *International Journal of Microwave and Wireless Technologies* 4 (2012), Juni, 327–334. <http://dx.doi.org/10.1017/s1759078712000414>. – DOI 10.1017/s1759078712000414. – ISSN 1759–0795  
Referenziert in Kapitel 2.3.3.
- [33] KÖRBER, Richard: *Patent: Abbildender Radarsensor mit digitaler Strahlformung und synthetischer Vergrößerung der Antennenapertur*. <http://www.freepatentsonline.com/DE102008061932.html>. Version: Juli 2010  
Referenziert in Kapitel 2.3.3.
- [34] PFEFFER, C. ; FEGER, R. ; WAGNER, C. ; STELZER, A.: A Multimode-Beamforming 77-GHz FMCW Radar System. In: *International Microwave Symposium*. Seattle, Juni 2013  
Referenziert in den Kapiteln 2.3.3 und 3.2.4.
- [35] BENNETT, W. R.: Spectra of Quantized Signals. In: *Bell System Technical Journal* 27 (1948), Juli, Nr. 3, 446–472. <http://dx.doi.org/10.1002/j.1538-7305.1948.tb01340.x>. – DOI 10.1002/j.1538–7305.1948.tb01340.x  
Referenziert in Kapitel 2.4.



- [36] NYQUIST, H.: Certain Factors Affecting Telegraph Speed. In: *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers XLIII* (1924), Januar, 412–422. <http://dx.doi.org/10.1109/t-aiee.1924.5060996>. – DOI 10.1109/t-aiee.1924.5060996. – ISSN 0096–3860  
Referenziert in Kapitel 2.4.
- [37] SHANNON, Claude E.: A Mathematical Theory of Communication. In: *Bell System Technical Journal* 27 (1948), Juli, 379–423. <http://cm.bell-labs.com/cm/ms/what/shannonday/paper.html>  
Referenziert in Kapitel 2.4.
- [38] NEU, Thomas: Clock Jitter Analyzed in the Time Domain, Part 1. In: *Analog Applications Journal* (2010), Nr. Q3 2010, S. 5–9  
Referenziert in Kapitel 2.4.
- [39] NEU, Thomas: Clock Jitter Analyzed in the Time Domain, Part 2. In: *Analog Applications Journal* (2010), Nr. Q3 2010, S. 5–10  
Referenziert in Kapitel 2.4.
- [40] BARTLETT, M. S.: Smoothing Periodograms from Time-Series with Continuous Spectra. In: *Nature* 161 (1948), Mai, Nr. 4096, 686–687. <http://dx.doi.org/10.1038/161686a0>. – DOI 10.1038/161686a0. – ISSN 0028–0836  
Referenziert in Kapitel 2.5.
- [41] CAPON, J.: High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis. In: *Proceedings of the IEEE* 57 (1969), August, Nr. 8, 1408–1418. <http://dx.doi.org/10.1109/proc.1969.7278>. – DOI 10.1109/proc.1969.7278. – ISSN 0018–9219  
Referenziert in Kapitel 2.5.
- [42] SCHMIDT, R.: Multiple emitter location and signal parameter estimation. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 34 (1986), März, Nr. 3, 276–280. <http://dx.doi.org/10.1109/tap.1986.1143830>. – DOI 10.1109/tap.1986.1143830. – ISSN 0096–1973  
Referenziert in Kapitel 2.5.
- [43] KRIM, H. ; VIBERG, M.: Two decades of array signal processing research: the parametric approach. In: *IEEE Signal Processing Magazine* 13 (1996), Juli, Nr. 4, 67–94. <http://dx.doi.org/10.1109/79.526899>. – DOI 10.1109/79.526899. – ISSN 10535888  
Referenziert in Kapitel 2.5.

- [44] FEIL, Peter: *Broadband mm-Wave Sensors for Industrial and Security Applications*, Universität Ulm, Diss., Juni 2012  
Referenziert in den Kapiteln 2.5 und 2.5.2.
- [45] STANKWITZ, H. C. ; DALLAIRE, R. J. ; FIENUP, J. R.: Nonlinear apodization for sidelobe control in SAR imagery. In: *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems* 31 (1995), Januar, Nr. 1, 267–279. <http://dx.doi.org/10.1109/7.366309>. – DOI 10.1109/7.366309. – ISSN 0018–9251  
Referenziert in Kapitel 2.5.1.
- [46] WIRTH, Wulf-Dieter ; STEWART, N. (Hrsg.) ; GRIFFITHS, H. (Hrsg.): *Radar, Sonar and Navigation Series*. Bd. 10: *Radar Techniques Using Array Antennas*. London, United Kingdom : Institution of Engineering and Technology, 2001  
Referenziert in den Kapiteln 2.5.2 und 2.5.2.
- [47] GABRIEL, William F.: Using spectral estimation techniques in adaptive processing antenna systems / Naval Research Laboratory. 1985 (8920). – Forschungsbericht  
Referenziert in den Kapiteln 2.5.2, 3.5.2 und 3.5.2.
- [48] GABRIEL, William F.: Using spectral estimation techniques in adaptive processing antenna systems. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 34 (1986), März, Nr. 3, 291–300. <http://dx.doi.org/10.1109/tap.1986.1143827>. – DOI 10.1109/tap.1986.1143827. – ISSN 0018–926X  
Referenziert in den Kapiteln 2.5.2, 3.5.2 und 3.5.2.
- [49] ROHLING, H.: Radar CFAR Thresholding in Clutter and Multiple Target Situations. In: *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems* AES-19 (1983), Nr. 4, 608–621. <http://dx.doi.org/10.1109/taes.1983.309350>. – DOI 10.1109/taes.1983.309350  
Referenziert in Kapitel 2.6.
- [50] GANDHI, P. P. ; KASSAM, S. A.: Analysis of CFAR processors in homogeneous background. In: *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems* 24 (1988), Juli, Nr. 4, 427–445. <http://dx.doi.org/10.1109/7.7185>. – DOI 10.1109/7.7185. – ISSN 0018–9251  
Referenziert in Kapitel 2.6.
- [51] KALMAN, R. E.: A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems. In: *Transactions of the ASME–Journal of Basic Engineering* 82

- (1960), 35–45. <http://www.cs.unc.edu/~{ }welch/kalman/kalmanPaper.html>  
Referenziert in Kapitel 2.7.
- [52] DUDENREDAKTION: *Duden 01. Die deutsche Rechtschreibung*. Bibliographisches Institut GmbH, 2013  
Referenziert in Kapitel 3.1.1.
- [53] LINDNER, Jürgen: *Informationsübertragung: Grundlagen der Kommunikationstechnik*. 2005. Springer, 2004 <http://www.worldcat.org/isbn/3540214003>. – ISBN 3540214003  
Referenziert in den Kapiteln 3.1.2 und 3.2.1.
- [54] OPRISAN, D. ; ROHLING, H.: Analysis of Mutual Interference Between Automotive Radar Systems. In: *6th International Radar Symposium (IRS), 2005*, 2005, S. 83–90  
Referenziert in den Kapiteln 3.2.2 und 3.2.4.
- [55] GOPPELT, Markus ; BLÖCHER, Hans-Ludwig ; MENZEL, Wolfgang: Automotive Radar – Investigation of Mutual Interference Mechanisms. In: *Advances in Radio Science* 8 (2010), S. 55–60  
Referenziert in den Kapiteln 3.2.2 und 3.3.
- [56] FISCHER, Christoph ; BARJENBRUCH, Michael ; BLÖCHER, Hans-Ludwig ; MENZEL, Wolfgang: Detection of Pedestrians in Road Environments with Mutual Interference. In: *14th International Radar Symposium (IRS), 2013*, 2013, S. 746–751  
Referenziert in Kapitel 3.2.3.
- [57] MENZEL, Wolfgang: *Skriptum zur Vorlesung Grundlagen der Hochfrequenztechnik*. 2006  
Referenziert in Kapitel 3.2.4.
- [58] CANN, Alfred J.: Nonlinearity Model with Variable Knee Sharpness. In: *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems* AES-16 (1980), November, Nr. 6, 874–877. <http://dx.doi.org/10.1109/taes.1980.309016>. – DOI 10.1109/taes.1980.309016. – ISSN 0018–9251  
Referenziert in Kapitel 3.2.4.
- [59] RAPP, C.: Effects of HPA-nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM-signal for a digital sound broadcasting system. In: *Second European Conference on Satellite Communications*, 1991, S. 179–184  
Referenziert in Kapitel 3.2.4.

- [60] CANN, Alfred J.: Improved Nonlinearity Model With Variable Knee Sharpness. In: *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems* 48 (2012), Oktober, Nr. 4, 3637–3646. <http://dx.doi.org/10.1109/taes.2012.6324749>. – DOI 10.1109/taes.2012.6324749. – ISSN 0018–9251  
Referenziert in Kapitel 3.2.4.
- [61] GOPPELT, Markus ; BLÖCHER, Hans-Ludwig ; MENZEL, Wolfgang: Analytical investigation of mutual interference between automotive FMCW radar sensors. In: *6th German Microwave Conference*, 2011, S. 312–315  
Referenziert in den Kapiteln 3.3 und 3.5.1.
- [62] RADON, Johann: Über die Bestimmung von Funktionen durch ihre Integralwerte längs gewisser Mannigfaltigkeiten. In: *Berichte über die Verhandlungen der Königlich-Sächsischen Akademie der Wissenschaften zu Leipzig* 69 (1917), S. 262–277  
Referenziert in Kapitel 3.3.4.
- [63] GINKEL, Michael van ; LUENGO HENDRIKS, Cris L. ; VLIET, Lucas J.: A short Introduction to the Radon and Hough transforms and how they relate to each other. In: *The Quantitative Imaging Group Technical Report Series* QI-2004-01 (2004). [http://www.tnw.tudelft.nl/index.php?id=33826&#38;L=1&#38;binary=/doc/mvanginkel\\_radonandhough\\_tr2004.pdf](http://www.tnw.tudelft.nl/index.php?id=33826&#38;L=1&#38;binary=/doc/mvanginkel_radonandhough_tr2004.pdf)  
Referenziert in Kapitel 3.3.4.
- [64] OKAI, F. H. L. ; KURODA, H. H. L.: *Patent: Kfz-Radarsystem mit einer Anti-Interferenz-Einrichtung*. <https://register.epo.org/application?number=EP07001201>. Version: Januar 2007  
Referenziert in Kapitel 3.3.5.
- [65] TULLSSON, B. E.: Topics in FMCW radar disturbance suppression. In: *Radar 97 (Conf. Publ. No. 449)*, IET, Oktober 1997. – ISBN 0–85296–698–9, 1–5  
Referenziert in Kapitel 3.5.1.
- [66] MOORE, Thomas G. ; ZUERNDORFER, Brian W. ; BURT, Earl C.: Enhanced Imagery Using Spectral-Estimation-Based Techniques. In: *LINCOLN LABORATORY JOURNAL* 10 (1997), Nr. 2, 171–186. <https://www.google.com.ar/patents/US6469662>  
Referenziert in Kapitel 3.5.1.
- [67] HAYWARD, S. D.: Reconstruction of radar waveforms with spectral gaps using an autoregressive model. In: *3rd IMA Conference on Mathematics*

- in Defence*, 2013  
Referenziert in Kapitel 3.5.1.
- [68] SAWYER, S.: *Generalized Inverses: How to Invert a Non-Invertible Matrix*. August 2008  
Referenziert in Kapitel 3.5.2.
- [69] THE MATHWORKS, INC.: *Matlab<sup>®</sup> Version 7.13.0.564 (R2011b)*. Natick, Massachusetts, August 2011  
Referenziert in Kapitel 4.1.1.
- [70] ANDRES, Markus: *Charakterisierung komplexer Ziele für breitbandige automobile 77/79GHz-Radarsensoren*, Diss., November 2014  
Referenziert in den Kapiteln 4.2.4 und 5.1.2.
- [71] MAKHOUL, J.: Linear prediction: A tutorial review. In: *Proceedings of the IEEE* 63 (1975), April, Nr. 4, 561–580. <http://dx.doi.org/10.1109/proc.1975.9792>. – DOI 10.1109/proc.1975.9792. – ISSN 0018–9219  
Referenziert in Kapitel 5.1.2.
- [72] MAYER, Winfried ; GRONAU, Arnold ; MENZEL, Wolfgang ; LEIER, Helmut: A Compact 24 GHz Sensor for Beam-Forming and Imaging. (2006), Dezember, 1–6. <http://dx.doi.org/10.1109/icarcv.2006.345160>. – DOI 10.1109/icarcv.2006.345160. ISBN 1–4244–0341–3  
Referenziert in Kapitel 5.1.2.
- [73] MAYER, Winfried: *Abbildender Radarsensor mit sendeseitig geschalteter Gruppenantenne*, Institut für Mikrowellentechnik, Universität Ulm, Diss., Februar 2008  
Referenziert in Kapitel 5.1.2.
- [74] TORRES, Felipe ; FRANK, Christian ; WEIDMANN, Wolfgang ; MAHLER, Tobias ; SCHIPPER, Tom ; ZWICK, Thomas: The Norm-Interferer – An universal tool to validate 24 and 77 GHz band automotive radars. In: *9th European Radar Conference (EuRAD), 2012*, IEEE, Oktober 2012. – ISBN 978–1–4673–2471–7, 6–9  
Referenziert in den Kapiteln 5.2.1 und 5.4.
- [75] ALLEN, Ross R. ; BLACKMAN, Samuel S.: Implementation of an angle-only tracking filter, 1991, 292–303  
Referenziert in Kapitel 5.4.
- [76] RISTIC, Branko ; ARULAMPALAM, M. S.: Tracking a manoeuvring target using angle-only measurements: algorithms and performance. In: *Signal*

*Processing* 83 (2003), Juni, Nr. 6, 1223–1238. [http://dx.doi.org/10.1016/s0165-1684\(03\)00042-2](http://dx.doi.org/10.1016/s0165-1684(03)00042-2). – DOI 10.1016/s0165-1684(03)00042-2. – ISSN 01651684

Referenziert in Kapitel 5.4.

- [77] KARLSSON, R. ; GUSTAFSSON, F.: Recursive Bayesian estimation: bearings-only applications. In: *Radar, Sonar and Navigation, IEE Proceedings - 152* (2005), Oktober, Nr. 5, 305–313. <http://dx.doi.org/10.1049/ip-rsn:20045073>. – DOI 10.1049/ip-rsn:20045073. – ISSN 1350-2395

Referenziert in Kapitel 5.4.

- [78] ROY, R. ; KAILATH, T.: ESPRIT-estimation of signal parameters via rotational invariance techniques. In: *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing* 37 (1989), Juli, Nr. 7, 984–995. <http://dx.doi.org/10.1109/29.32276>. – DOI 10.1109/29.32276. – ISSN 0096-3518

Referenziert in Kapitel 5.4.

- [79] SCHIPPER, T. ; PROPHET, S. ; ZWIRELLO, Z. ; HARTER, M. ; REICHARDT, L. ; ZWICK, T.: Simulation Framework for the Estimation of Future Interference Simulations between Automotive Radar. In: *Antennas and Propagation Society International Symposium 2013* Antennas and Propagation Society, 2013

Referenziert in Kapitel 5.5.



---

## Lebenslauf

---

Name Christoph Fischer  
Geboren 1. 5. 1984  
Geburtsort Sigmaringen  
Familienstand ledig

### Schulbildung

1990 bis 1994 Geschwister-Scholl-Grundschule in Sigmaringen  
1994 bis 2003 Hohenzollern-Gymnasium in Sigmaringen

### Grundwehrdienst

2003 bis 2004 Grundwehrdienst in Pfullendorf und Sigmaringen

### Studium

2004 bis 2009 Studium an der Universität Ulm  
Fachrichtung: Elektrotechnik  
Abschluss: Diplom-Ingenieur (Dipl.-Ing.)

### Berufstätigkeit

2010 bis 2013 Doktorand im Team Aktive Sensoren, Abteilung Umgebungserfassung, bei der Daimler AG in Ulm  
seit 2014 Radar Systemingenieur in der Abteilung Radar System Concepts, bei Airbus DS Electronics and Border Security in Ulm





