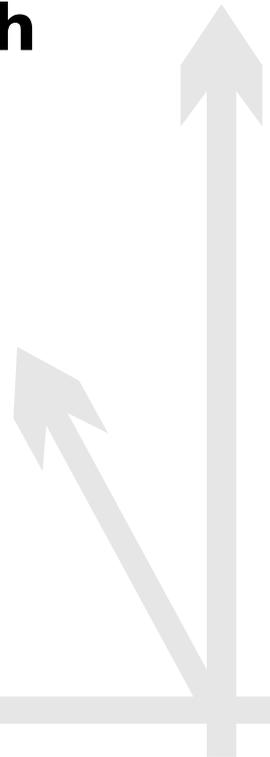


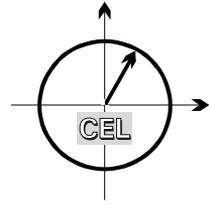


Johannes Fink

Software Defined Radar für den Nahbereich



■ *Forschungsberichte aus dem
Institut für Nachrichtentechnik des
Karlsruher Instituts für Technologie*



Johannes Fink

■ **Software Defined Radar für den Nahbereich**

■ Band 38

Copyright: Institut für Nachrichtentechnik (CEL)
Karlsruher Institut für Technologie (KIT)
Juli 2017

Druck: Frick Kreativbüro & Onlinedruckerei e.K.
Brühlstraße 6
86381 Krumbach

ISSN: 1433-3821

**Forschungsberichte aus dem Institut für Nachrichtentechnik
des Karlsruher Instituts für Technologie**
Herausgeber: Prof. Dr. rer. nat. Friedrich Jondral

- Band 1 Marcel Kohl
**Simulationsmodelle für die Bewertung von
Satellitenübertragungsstrecken im
20/30 GHz Bereich**
- Band 2 Christoph Delfs
**Zeit-Frequenz-Signalanalyse: Lineare und
quadratische Verfahren sowie vergleichende
Untersuchungen zur Klassifikation von Klaviertönen**
- Band 3 Gunnar Wetzker
**Maximum-Likelihood Akquisition von Direct
Sequence Spread-Spectrum Signalen**
- Band 4 Anne Wiesler
**Parametergesteuertes Software Radio
für Mobilfunksysteme**
- Band 5 Karl Lütjen
**Systeme und Verfahren für strukturelle
Musteranalysen mit Produktionsnetzen**
- Band 6 Ralf Machauer
Multicode-Detektion im UMTS
- Band 7 Gunther M. A. Sessler
**Schnell konvergierender Polynomial Expansion
Multiuser Detektor mit niedriger Komplexität**
- Band 8 Henrik Schober
**Breitbandige OFDM Funkübertragung bei
hohen Teilnehmergegeschwindigkeiten**
- Band 9 Arnd-Ragnar Rhiemeier
Modulares Software Defined Radio
- Band 10 Mustafa Mengüç Öner
**Air Interface Identification for
Software Radio Systems**

Forschungsberichte aus dem Institut für Nachrichtentechnik
des Karlsruher Instituts für Technologie
Herausgeber: Prof. Dr. rer. nat. Friedrich Jondral

- Band 11 Fatih Çapar
**Dynamische Spektrumverwaltung und
elektronische Echtzeitvermarktung von
Funkspektren in Hotspotnetzen**
- Band 12 Ihan Martoyo
Frequency Domain Equalization in CDMA Detection
- Band 13 Timo Weiß
OFDM-basiertes Spectrum Pooling
- Band 14 Wojciech Kuropatwiński-Kaiser
**MIMO-Demonstrator basierend
auf GSM-Komponenten**
- Band 15 Piotr Rykaczewski
**Quadratureempfänger für Software Defined Radios:
Kompensation von Gleichlauffehlern**
- Band 16 Michael Eisenacher
Optimierung von Ultra-Wideband-Signalen (UWB)
- Band 17 Clemens Klöck
Auction-based Medium Access Control
- Band 18 Martin Henkel
**Architektur eines DRM-Empfängers
und Basisbandalgorithmen zur Frequenzakquisition
und Kanalschätzung**
- Band 19 Stefan Edinger
**Mehrträgerverfahren mit dynamisch-adaptiver
Modulation zur unterbrechungsfreien
Datenübertragung in Störfällen**
- Band 20 Volker Blaschke
Multiband Cognitive Radio-Systeme

**Forschungsberichte aus dem Institut für Nachrichtentechnik
des Karlsruher Instituts für Technologie**
Herausgeber: Prof. Dr. rer. nat. Friedrich Jondral

- Band 21 Ulrich Berthold
**Dynamic Spectrum Access using OFDM-based
Overlay Systems**
- Band 22 Sinja Brandes
**Suppression of Mutual Interference in
OFDM-based Overlay Systems**
- Band 23 Christian Körner
**Cognitive Radio – Kanalsegmentierung und
Schätzung von Periodizitäten**
- Band 24 Tobias Renk
**Cooperative Communications: Network Design and
Incremental Relaying**
- Band 25 Dennis Burgkhardt
**Dynamische Reallokation von spektralen Ressourcen
in einem hierarchischen Auktionssystem**
- Band 26 Stefan Nagel
**Portable Waveform Development for
Software Defined Radios**
- Band 27 Hans-Ulrich Dehner
**Interferenzuntersuchungen für inkohärente
Multiband Ultra-Breitband (UWB) Übertragung**
- Band 28 Maximilian Hauske
Signalverarbeitung für optoelektronische Sensoren
- Band 29 Jens Elsner
**Interference Mitigation in
Frequency Hopping Ad Hoc Networks**
- Band 30 Georg Vallant
**Modellbasierte Entzerrung
von Analog/Digital-Wandler-Systemen**

Forschungsberichte aus dem Institut für Nachrichtentechnik
des Karlsruher Instituts für Technologie
Herausgeber: Prof. Dr. rer. nat. Friedrich Jondral

- Band 31 Martin Braun
**OFDM Radar Algorithms
in Mobile Communication Networks**
- Band 32 Michael Sebastian Mühlhaus
**Automatische Modulationsartenerkennung
in MIMO-Systemen**
- Band 33 Michael Schwall
**Turbo-Entzerrung: Implementierungsaspekte für
Software Defined Radios**
- Band 34 Ralph Tanbourgi
**Diversity Combining under Interference Correlation
in Wireless Networks**
- Band 35 Florian Engels
**Multidimensional Frequency Estimation with
Applications in Automotive Radar**
- Band 36 Noha El Gemayel
**Smart Passive Localization Using Time
Difference of Arrival**
- Band 37 Ankit Kaushik
**Performance Analysis of Cognitive Radio Systems
with Imperfect Channel Knowledge**
- Band 38 Johannes Fink
Software Defined Radar für den Nahbereich

Vorwort des Herausgebers

Radar (*Radio Detection and Ranging*), obwohl bereits 1904 von Christian Hülsmeyer entdeckt, brauchte eine ganze Zeit für den Durchbruch zur breiten Anwendung. Zunächst im Wesentlichen für militärische Zwecke eingesetzt, wurde es nach dem Zweiten Weltkrieg auch für den zivilen Schiffs- und Luftverkehr sowie für die Straßenverkehrsüberwachung unerlässlich. Mit dem Fortschritt in der Mikroelektronik und dem Übergang zu höheren Frequenzen wurden Radargeräte kleiner und z.B. in Zielsuchköpfe von Lenkflugkörpern eingebaut. Der zunehmende Preisverfall sorgt neuerdings dafür, dass Radarsensoren zu Massenprodukten werden, zunächst für verschiedene Funktionen im Automobil oder als Türöffner. In der Zukunft werden Radarsensoren vermehrt in industriellen Anwendungen zu finden sein. Ihre Vorteile gegenüber anderen Sensoren liegen auf der Hand: Einfache Handhabbarkeit, Resistenz gegen Schmutz und schlechte Sicht, Durchdringung nichtmetallischer Materialien (Pappe, Kunststoff), simultane Erfassbarkeit mehrerer Parameter (Relativgeschwindigkeit, Entfernung, u.U. Größe von Zielen).

Um überhaupt in die Klasse der Alltagssensoren aufsteigen zu können, mussten und müssen Radargeräte verschiedene Prozesse durchlaufen. Zunächst waren kleine, leichte, kostengünstige Ausführungsformen erforderlich. Daneben muss aber auch das Einsatzszenario von Radarsensoren Berücksichtigung finden und genau an dieser Stelle setzt die Dissertation von Johannes Fink an. Hier wird ein System beschrieben, das im Zusammenspiel eines analogen Hochfrequenzteils mit einer auf einem handelsüblichen PC laufenden Software einen auf ein vorliegendes Szenario optimal parametrisierbaren Sensor bereitstellt. Die Idee entspricht in etwa der, die seit fast 25 Jahren im Bereich der Kommunikation unter dem Begriff *Software Defined Radio* (SDR)¹ verfolgt wird.

¹Siehe z.B. Anne Wiesler: *Parametergesteuertes Software Radio* für Mobilfunksysteme. Dissertation, Forschungsberichte aus dem Institut für Nachrichtentechnik der Universität Karlsruhe (TH), Band 4, Karlsruhe 2001

Mit der vorliegenden Arbeit wird die komplette Entwicklung eines **Software Defined Radars**, ausgehend von den physikalischen Grundlagen der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen sowie den Eigenschaften von Sendern und Empfängern, über die Entwicklung geeigneter Wellenformen und eine **parametrisierbare digitale Signalverarbeitung** bis hin zum Einsatz eines Demonstrators in ausgewählten Szenarien, dargestellt.

Im Ergebnis zeichnet die Arbeit den Aufbau eines *Rapid-Prototyping Tools* für die Unterstützung der Entwicklung kostengünstiger Nahbereichs-Radarsensoren nach und präsentiert darüber hinaus einen Leitfaden für die Anpassung des Systems an verschiedene Einsatzszenarien.

Karlsruhe, im Juli 2017
Friedrich Jondral

Software Defined Radar für den Nahbereich

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

von der Fakultät für
Elektrotechnik und Informationstechnik
des Karlsruher Instituts für Technologie

genehmigte

DISSERTATION

von

Dipl.-Ing. Johannes Fink

geb. in

Geislingen an der Steige

Tag der mündlichen Prüfung:

04. Juli 2017

Hauptreferent:

Prof. Dr. rer. nat. Friedrich K. Jondral

Korreferent:

Prof. Dr.-Ing. Bin Yang

Danksagung

Die vorliegende Dissertation entstand im Rahmen meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Nachrichtentechnik des Karlsruher Instituts für Technologie.

Mein besonderer Dank gilt Herrn Univ.-Prof. Dr.rer.nat. Friedrich K. Jon-dral für das von ihm entgegengebrachte Vertrauen und die hervorragende wissenschaftliche Betreuung sowie die Übernahme des Hauptreferats. Des Weiteren möchte ich mich bei Herrn Prof. Dr.-Ing. Bin Yang für die Übernahme des Korreferats sowie bei Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. Gert F. Trommer, Herrn Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick, Herrn Prof. Dr.-Ing. Michael Heizmann und Herrn Prof. Dr.-Ing. Dr.h.c. Dr.-Ing. E.h. mult. Werner Wiesbeck für Ihr Mitwirken in der Prüfungskommission bedanken.

Ein großer Dank für das stete Interesse an meiner fachlichen Arbeit sowie für die generell angenehme Arbeitsatmosphäre geht an meine Kollegen des Instituts für Nachrichtentechnik: an Herrn Dr.-Ing. Holger Jäkel, Herrn Dr.-Ing. Ralph Tanbourgi, Herrn Sebastian Koslowski, Herrn Felix Wunsch, Herrn Dr.-Ing. Martin Braun, Herrn Dr.-Ing. Michael Mühlhaus, Herrn Dr.-Ing. Jens Elsner, Frau Dr.-Ing. Noha El Gemayel, Herrn Dr.-Ing. Ankit Kaushik, Herrn Dr.-Ing. Michael Schwall, Herrn Fabrizio Massaro, Herrn Marcus Müller sowie Herrn Prof. Dr.-Ing. Maximilian Hauske.

Ebenso bedanke ich mich bei allen Studenten, die ich im Laufe der Jahre betreuen durfte und deren wissenschaftliche Arbeiten zu dieser Dissertation beigetragen haben.

Darüber hinaus möchte ich mich bei den Mitarbeitern des Instituts für Nachrichtentechnik für deren unverzichtbare Unterstützung bei allen organisatorischen Belangen und dem Bereitstellen einer funktionstüchtigen Infrastruktur bedanken: bei Frau Mast, Frau Olbrich, Frau Roth, Frau Single, Herrn David, Herrn Herttrich und Herrn Linnenkohl.

Da zum Gelingen der Arbeit auch ein nicht unerheblicher Teil meiner Freizeit investiert wurde, möchte ich abschließend meiner Verlobten Dorothea

sowie meiner Familie und meinen Freunden für Ihr Verständnis und Ihre vielseitige Unterstützung während dieser Zeit danken!

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Hintergrund und Motivation	2
1.1.1	Sensoren für industrielle Anwendungen	2
1.1.2	Sensoren zur berührungslosen Gestenerkennung	4
1.1.3	Entwicklung der Nahbereichsradartechnik	6
1.2	Radar als Sensor im Nahbereich	8
1.2.1	Vorteile	8
1.2.2	Stand von Wissenschaft und Technik	9
1.2.3	Zielsetzung	15
1.2.4	Aufbau der Arbeit	16
1.2.5	Beitrag	17
2	Grundlagen	19
2.1	Prinzip und Funktionen eines Radars	19
2.2	Aufbau eines digitalen Radarsensors	20
2.3	Elektromagnetische Wellen	22
2.3.1	Ausbreitungseigenschaften	22
2.3.2	Grenzflächeneffekte	26
2.3.3	Radarquerschnitt	30
2.4	Leistungsbetrachtung	32
2.4.1	Radargleichung	32
2.4.2	Signal-zu-Rauschleistungsverhältnis	34
2.5	Signalmodell	34
2.5.1	Messgrößen	37
2.5.2	Signalmodell im äquivalenten Basisband	39
2.6	Radar-Transceiver Grundlagen	41
2.6.1	Matched-Filter-Transceiver	42
2.6.2	Stretch Processor	46
2.6.3	Verstärker	50
2.7	Detektion	52
2.7.1	Neyman-Pearson-Detektor	55
2.7.2	Integration und Integrationsgewinn	56

2.8	Leistungsfähigkeit eines Radars	59
2.8.1	Receiver Operating Characteristic	61
2.8.2	Auflösung und Mehrdeutigkeiten	62
2.8.2.1	Entfernung und Radialgeschwindigkeit	64
2.8.2.2	Azimut und Elevation	69
2.8.3	Genauigkeit der Parameterschätzung	73
2.8.4	Nahblindbereich	73
2.9	Der Nahbereich	74
2.9.1	Begriffsabgrenzung	74
2.9.2	Herausforderungen und Anforderungen	76
2.10	Merkmalsbasierte Klassifikation	77
2.10.1	Nächster-Nachbar-Klassifikator	78
2.10.2	Q-Nächster-Nachbar-Klassifikator	80
3	Wellenformen für Nahbereichsradar	81
3.1	Gepulste Wellenformen	82
3.2	Kontinuierliche Wellenformen	84
3.2.1	Unmoduliert – Continuous wave	86
3.2.2	Frequenzmodulation (FMCW)	86
3.2.2.1	Frequenzumtastung	87
3.2.2.2	Lineare Frequenzmodulation (LFM)	89
3.2.2.3	Dreieckförmige Frequenzmodulation	91
3.2.2.4	Multi Chirp LFM	92
3.2.2.5	Multiple Frequency Shift Keying	94
3.2.2.6	Linear Chirp Sequence- (LCS-) FMCW	94
3.2.2.7	Nichtlineare Frequenzmodulation	99
3.2.2.8	Signalvervielfachung für verbesserte Detektion	99
3.2.3	Phasenmodulation	100
3.2.4	Orthogonal Frequency Division Multiplex	100
3.2.5	Amplitudenmodulation	101
3.3	Vergleich	102
4	Transceiver für LCS-FMCW	105
4.1	Signalerzeugung	106
4.1.1	Frei schwingender harmonischer VCO	108
4.1.1.1	Linearisierung durch Vorverzerrung	109
4.1.2	Direkte digitale Frequenzsynthese	110
4.1.3	Integer-N Phasenregelschleife	112

4.2	Empfänger: Stretch Processor mit zwei Empfangszügen	115
4.2.1	Winkelmessung und -auflösung	116
4.3	Fehlerquellen und Kompensationsmethoden	118
4.3.1	Phasenrauschen des Oszillators	118
4.3.2	Direktes Übersprechen	119
4.3.3	Analog-digital-Wandler: Aliasing, Quantisierungs- und Sättigungsfehler	120
4.3.4	Anmerkung zum Signalprozessor	122
4.4	Architekturentwurf	123
5	Digitale Signalverarbeitung für LCS-FMCW	125
5.1	Übersicht	125
5.2	Anforderungen	127
5.3	Vorverarbeitung	128
5.4	Parameterschätzung im zweidimensionalen Periodogramm	129
5.4.1	Maximum-Likelihood Schätzer	131
5.4.2	Integrationsgewinn	135
5.4.3	Straddle loss und Zeropadding	135
5.4.4	Fensterung	138
5.4.5	Vorteile des Periodogramms	144
5.5	Clutterunterdrückung	144
5.6	Constant False Alarm Rate Detektion	145
5.6.1	Bewertungskriterien	146
5.6.2	Dedizierte Referenzzellen	147
5.6.3	Sliding Window CFAR	148
5.6.3.1	Cell Averaging	149
5.6.3.2	Order Statistics	150
5.6.3.3	Order Statistics Cell Averaging	153
5.6.4	Vergleich der Verfahren	154
5.6.5	Peak Detektion	155
5.7	Fusion der Empfangszüge	156
5.7.1	Beamforming	156
5.7.2	Kreuzleistungsdichtespektrum	158
5.7.3	Binäre Integration	164
5.7.4	Vergleich	165
5.8	Interpolation	167
5.8.1	Lineare Interpolation	170
5.8.2	Center-of-Gravity Methode	170
5.8.3	Quadratische Interpolation	171

5.8.4	Verfahren von Jacobsen und Kootsookos	173
5.8.5	Iterative Chirp-z-Transformation	174
5.8.6	Vergleich	179
5.9	Berechnung der Zielparameter	182
5.9.1	Entfernung und Radialgeschwindigkeit	183
5.9.2	Empfangsleistung und Radarquerschnitt	183
5.9.3	Winkelschätzung	185
5.10	Parametrisierung	188
6	Demonstrator und Anwendungen	197
6.1	Hardware	197
6.2	Software: Radartoolbox	198
6.3	Through-the-Box Detection	203
6.3.1	Szenario	205
6.3.2	Analyse	205
6.3.3	Parametrisierung	210
6.3.4	Simulation	212
6.3.5	Algorithmen zur Nachverarbeitung	212
6.3.6	Messungen	214
6.3.7	Diskussion	216
6.4	Gestenerkennung durch merkmalsbasierte Klassifikation .	216
6.4.1	Szenario und Gesten	217
6.4.2	Randbedingungen und Messaufbau	218
6.4.3	Parametrisierung	220
6.4.4	Merkmalsextraktion und -bewertung	221
6.4.5	Messungen und Ergebnisse	226
6.4.6	Diskussion	229
7	Schlussfolgerungen und Ausblick	231
	Akronyme	233
	Notation und Symbolverzeichnis	237
	Literaturverzeichnis	247

Einleitung

Der Einsatz von Radar ist in vielfältigen zivilen und militärischen Anwendungen fest etabliert, bei denen sich die zu detektierenden Ziele in Distanzen von mehreren Dekametern bis hin zu Hunderten von Kilometern vom Transceiver entfernt befinden [Sko08, S. 1.20ff], [Lud08, S. 1-3f]:

- Wetterbeobachtung
- Fernerkundung
- Navigationsradar für Schiffe und Flugzeuge
- See- und Luftraumüberwachung
- Aufklärung
- Feuerleitradar

In industriellen Anwendungen wird Radar seit 1973 vor allem zur Füllstandsmessung von Flüssigkeiten und Schüttgut angewendet. In jenem Jahr meldete *SAAB Scania* ein Radar zur Messung des Ölstandes in Tankern zum Patent an [Edv75; Edv77] und produzierte daraufhin das erste entsprechende Gerät [Ott97].

Seit zwanzig Jahren wird Radar auch im Automobil eingesetzt [Tre97]. Zunächst nur zur Abstandsregelung und mittlerweile für immer mehr Komfort- und Sicherheitsfunktionen wie Einparkhilfen, Fahrstreifenwechselassistenten oder Fußgängererkennung [Sch05; WHW11].

Die Gründe dieser Entwicklung liegen einerseits in den Fortschritten der Halbleitertechnik, die es ermöglichen, immer höhere Frequenzbereiche zu erschließen und technisch nutzbar zu machen, sowie in der damit einhergehenden Miniaturisierung der Transceiver. Andererseits können

komplexe Methoden der Signalverarbeitung heute auf leistungsfähigen Digitalrechnern realisiert werden.

Der zu erwartende nächste Schritt besteht darin, miniaturisierte Radarsensoren zu entwickeln und diese in Bereichen zu integrieren, in denen der Einsatz dieser Technik bislang an den Randbedingungen hinsichtlich *Kosten* und *Abmessungen* gescheitert ist. Schon heute umgeben uns Radarsensoren als Türöffner oder im Straßenverkehr zur Ampelsteuerung [Wei11; Sie17]. Die Verwendung sehr breitbandiger Wellenformen ermöglicht neue Nahbereichsanwendungen wie radarbasierte Gestenerkennung [Lie16] oder die Detektion von Objekten und Personen in geringer Entfernung vom Radar.

Diese Arbeit untersucht systematisch, wie mit der aktuellen Technik Radargeräte für Anwendungen im Nahbereich aufgebaut und ausgelegt werden müssen, um den Anforderungen kommerzieller Sensortechnik zu genügen. Der Fokus liegt dabei in der Entwicklung, Auslegung und Parametrisierung von Software zur Signalverarbeitung in Sender- und Empfänger.

1.1 Hintergrund und Motivation

Die Idee, Radar in neuartigen Nahbereichsanwendungen einzusetzen, entsteht einerseits aus dem wirtschaftlichen Interesse der Industrie, Anwendungen jenseits der Fähigkeiten bereits etablierter Sensoren zu realisieren sowie andererseits aufgrund der o. g. Entwicklung der Radartechnik während der letzten zwei Dekaden. Dies wird in den folgenden beiden Abschnitten genauer erläutert.

1.1.1 Sensoren für industrielle Anwendungen

Ein Sensor ist ein technisches Gerät, das den Zustand bzw. die Zustandsänderung einer physikalischen Größe innerhalb seines Erfassungsbereichs registriert und daraus an seinem Ausgang ein elektrisches Signal erzeugt, das diesen Zustand bzw. diese Zustandsänderung repräsentiert [HS09]. Ein berührungsloser Sensor funktioniert dabei ohne mit dem zu erfassenden Objekt in mechanischen Kontakt zu kommen, wodurch Abnutzung und Beschädigungen effektiv vermieden werden [Ame12].

In der Industrie werden eine Vielzahl an Sensoren eingesetzt. Eine gute Übersicht findet sich in [HS09]. Für diese Arbeit relevant ist die Klasse der positionsgebenden Sensoren. Sensoren dieser Klasse eignen sich nach [HS09] u. a. für die folgenden Aufgaben:

- Erkennung einzelner Objekte relativ zur Umgebung, z. B. zu greifende Teile auf einem Förderband, Position von Maschinenschlitten
- Relativlage-Erkennung von Objekten zu Werkzeugen
- Lageerkennung von Objekten zu einem begrenzten Untergrund
- Vermessung von Objekten bezüglich Längen und Winkeln

Ein positionsgebender Sensor kann messend oder erfassend ausgelegt werden. Während ein erfassender Radarsensor lediglich eine Aussage darüber trifft, ob ein Objekt in einem bestimmten geometrischen Bereich, dem *Erfassungsbereich*, vorhanden ist, gibt ein messender Sensor zusätzlich geschätzte quantitative Werte für die erfassten Parameter, wie z. B. Position und Geschwindigkeit des Objekts aus.

In die Klasse der positionsgebenden Sensoren fallen eine ganze Reihe von Sensoren wie Lichtschranken, Ultraschallsensoren, induktive und kapazitive Sensoren, u. v. a. m. Anhand dieser Fülle unterschiedlicher Wirkprinzipien wird klar, dass letztlich die spezifischen Eigenschaften sowie die Leistungsfähigkeit eines Sensors (Auflösung, Erfassungsbereich, Abmessungen, detektierbare Materialien, etc.) und sein Preis über seinen Einsatz in einer bestimmten Anwendung entscheiden.

Sensoren sind heutzutage Massenware¹ und dienen als Rezeptoren dazu, die datenverarbeitenden Systeme mit Messgrößen über die Umwelt zu versorgen, damit diese entsprechend ihrer Algorithmen darauf reagieren können. Positionsgebende Sensoren sind von essenzieller Wichtigkeit für sich autonom bewegende Systeme (Roboter, Drohnen), um Hindernisse zu erkennen, sowie für industrielle Anwendungen, wie zum Beispiel das Steuern einer Maschine abhängig von der Position eines zu bearbeitenden Guts oder das Messen von Füllständen.

Aufgrund der großen Stückzahlen, in denen Sensoren abgesetzt werden, führt der Skaleneffekt dazu, dass eine Vielzahl von Sensoren heutzutage

¹Der zivile Weltmarkt für Sensoren wurde von Intecho Consulting für das Jahr 2016 auf 184,1 Mrd. EUR geschätzt [Tsc12].

sehr günstig verfügbar ist, bei gleichzeitig immer besser werdenden Eigenschaften [Tsc12]. Daraus folgt, dass neuartige Sensoren, um in diesem stark umkämpften Massenmarkt bestehen zu können, den preislichen Randbedingungen standhalten müssen [Gro14]. Außer einen *niedrigen Preis* zu besitzen, sollen Sensoren *kompakt, robust* und *wartungsarm* sein [Hei99; Gro14, S. 9]. Hinsichtlich der Anforderungen an den Detektionsbereich beschränkt sich diese Arbeit auf Anwendungen, in denen es darum geht, *Zustandsänderungen in der nahen Umgebung eines Sensors festzustellen* (in einer Entfernung von wenigen Zentimetern bis zu mehreren Metern). Diese Klasse von Anwendungen wird daher im Folgenden als *Nahbereichssensorik-Anwendungen* bezeichnet. Eine weitere Anwendung, die ebenfalls dieser Klasse zugeordnet werden kann, wird im folgenden Abschnitt vorgestellt.

1.1.2 Sensoren zur berührungslosen Gestenerkennung

Das Wort *Geste* stammt vom lateinischen *gestus*, was soviel bedeutet wie „Gebärdenspiel“ oder „Körpersprache“ [Fre06]. In [Dud02] findet sich die Definition „spontane oder bewusst eingesetzte Bewegung des Körpers, besonders der Hände und des Kopfes, die jemandes Worte begleitet oder ersetzt“. Es handelt sich folglich um eine spezifische Bewegung des menschlichen Körpers, die mit einer bestimmten Bedeutung verbunden ist.

Damit sind Gesten eine ursprüngliche Form der zwischenmenschlichen Kommunikation. Seit den frühen 1960er Jahren werden sie jedoch auch zur Mensch-Computer-Interaktion eingesetzt [Sch14b]. Zunächst durch die Verwendung von Hilfsgeräten wie Computermäusen oder berührungsempfindlichen Oberflächen [Saf08]. Diese Art der Gesteneingabe bezeichnet man als *nicht-perzeptuell* [KS05]. Demgegenüber steht die *perzeptuelle* Gesteneingabe, die ohne spezielle Eingabegeräte auskommt, also *berührungslos* ist und durch Fortschritte im Bereich des maschinellen Sehens erstmals 1985 in Erscheinung trat [KGH85]. Dadurch wird der Körper nicht in seinem natürlichen Bewegungsmaß eingeschränkt.

In [KS05] wird eine Taxonomie von Gesten vorgenommen. Innerhalb dieser beschäftigt sich die vorliegende Arbeit ausschließlich mit Gesten, die folgende Charakteristika aufweisen:

symbolisch – einem festgelegten Vokabular entstammend und der Übermittlung eines Befehls an den Computer dienend

dynamisch – eine Bewegungskomponente besitzend und ihre Bedeutung erst durch den zeitlichen Verlauf erhaltend

Handgesten – werden mit der Hand ausgeführt

Körpergesten – beruhen auf Bewegungen des menschlichen Torsos

Die Auswertung der erfassten Gesten erfolgt durch algorithmische Analyse der erfassten Messdaten mit dem Ziel, die ausgeführte Gestenvokabel zu bestimmen. Dies ist Aufgabe eines Mustererkennungssystems. Eine gute Übersicht dazu verwendeter Algorithmen gibt [MA07].

Die berührungslose Gestenerkennung bietet Vorteile in Situationen, in denen die Bedienung mittels anderer Eingabegeräte nicht möglich ist oder den Nutzer stören würde, bspw. im Auto [Gol15] oder falls der Nutzer schmutzige, nasse oder mit Handschuhen bekleidete Hände hat [AYH15]. Sie ist hygienischer als die Eingabe via Touchscreen, was insbesondere im öffentlichen Bereich einen Vorteil darstellt. Und sie ermöglicht ein Interface für Geräte, die zu klein für andere Eingabearten sind, vorausgesetzt, der dafür notwendige Sensor kann in das jeweilige Gerät integriert werden. Zudem ist die Interaktion mittels Gesten auch aus größerer Entfernung (mehreren Metern) möglich. Zur Aktivierung des Sensors kann eine *Triggergeste* zum Einsatz kommen [Pu13]. Ein weiterer Vorteil freier berührungsloser Gesten besteht darin, dass sie durch Propriozeption – das menschliche Gespür für Ort und Ausrichtung des Körpers und seiner Teile – ohne Sichtkontrolle korrekt ausgeführt werden können [MBS97], was es der interagierenden Person erlaubt, sich gleichzeitig auf eine andere Tätigkeit zu konzentrieren.

Von den verwendeten Sensoren wird gefordert,

- menschliche Gesten in einem Abstand vom Sensor von wenigen Zentimetern bis zu mehreren Metern zu erfassen,
- eine hohe Messrate bereitzustellen, um die Gesten zeitlich fein aufzulösen [Lie16],
- ausreichend Information zu liefern, um alle Gesten aus dem festgelegten Vokabular voneinander unterscheiden zu können,
- gesundheitlich ungefährlich sowie

1 Einleitung

- *kompakt* und *günstig* zu sein [Lie16].

Diese Anforderungen decken sich weitgehend mit denen, die an Sensoren in der Industrie gestellt werden, vgl. Abschnitt 1.1.1.

Zu den bisweilen zur Gestenerkennung eingesetzten Sensoren zählen:

- Monokamera [ELD00]
- stereoskopische Kamera [NS03]
- Musterprojektion [Sch12]
- *Time-of-flight* 3D-Kamera² [SM12]

Da es sich ausnahmslos um optische Techniken aus dem Bereich des maschinellen Sehens handelt, werden sie durch die vorhandenen Beleuchtungsbedingungen, insbesondere direktes Sonnenlicht oder völlige Dunkelheit beeinflusst [SM12]. Dieser Effekt kann durch aktive Beleuchtung reduziert, jedoch nie zur Gänze eliminiert werden. Kameras besitzen zudem den Nachteil, dass sie die Privatsphäre der Nutzer verletzen und daher nicht in diesbezüglich kritischen Anwendungen eingesetzt werden können.

Daher sind zur berührungslosen Gestenerkennung neuartige Sensortechnologien ohne diese Nachteile gesucht, welche die o. g. Anforderungen erfüllen und dabei nicht die Nachteile der heute eingesetzten Technik besitzen. In [Gup12] wird ein System vorgeschlagen, das den akustischen Dopplereffekt ausnutzt und dadurch zwar unabhängig von Beleuchtungsbedingungen, jedoch potenziell anfällig für akustische Störungen durch Umgebungsgereusche ist. Da ein Radarsensor Radiowellen nutzt, ist seine Funktion sowohl von akustischen als auch optischen Störungen unbeeinträchtigt.

1.1.3 Entwicklung der Nahbereichsradartechnik

Radare steht für *Radio Detection and Ranging*, also Entdeckung und Entfernungsmessung mit Hilfe elektromagnetischer Wellen. Als einer der Erfinder der Radartechnik gilt Christian Hülsmeier, dessen Experimente Anfang des 20. Jahrhunderts, Schiffe auf dem Rhein mittels elektromagnetischer

²Eine solche Kamera beleuchtet die Szene mit moduliertem Licht und misst die Lichtlaufzeit zur Gewinnung von Tiefeninformation.

Wellen zu detektieren, dazu führten, dass er im Jahre 1904 ein Patent³ zu seiner Erfindung anmeldete, der er den Namen „Telemobiloskop“ gab [Hül04]. Das Radarprinzip war erfunden, wurde jedoch bis in die 1930er Jahre kaum angewandt [Roh14].

Vor dem zweiten Weltkrieg wurde die Erfindung schließlich aufgegriffen, weiterentwickelt und die ersten analogen Radargeräte wurden auf Schiffen, Flugzeugen und in Bodenstationen implementiert [Dev02, S. 3-6]. Diese Radargeräte, die bei Mittenfrequenzen von einigen 100 MHz arbeiteten, dienten vorwiegend der militärischen Ortung feindlicher Truppen sowie als Feuerleitradar der Lenkung von Artilleriegeschützen [Bro99; Dev02]. Die Reichweiten betragen wenige Kilometer bis einige 100 km und aufgrund der verhältnismäßig niedrigen Sendefrequenzen wurden große Antennen mit bis zu mehreren hundert Quadratmetern Antennenfläche verwendet, um einen kleinen Antennenöffnungswinkel zu erzeugen [Bro99]. Die verwendeten Radargeräte waren vorwiegend Pulsradare, die aufgrund der begrenzten Signalbandbreiten über eine Entfernungsauflösung im Bereich von ca. 100 m verfügten, was jedoch für die damaligen Anwendungen ausreichend war [Bro99].

Durch die vor und während des zweiten Weltkriegs erzielten Fortschritte in der Radartechnik konnten schließlich zivile Bodenradargeräte zur Flug- und Schiffsverkehrsüberwachung gebaut werden, die auf analoger Technik basierten [Roh14]. Die ersten digitalen Radare wurden in den 1960er und 1970er Jahren in Flugzeugen eingebaut [Roh14]. Es wurden bereits höhere Frequenzen und Bandbreiten verwendet, mit denen eine Entfernungsauflösung von wenigen Dekametern möglich war [HSD14]. Für Anwendungen im Kraftfahrzeug oder zur Gestenerkennung wären sie jedoch nicht ausreichend gewesen.

In den 1980er und 1990er Jahren hielt die digitale Revolution Einzug in die Radartechnik. Dadurch konnten Radarsysteme kompakter gebaut werden bei gleichzeitig verbesserten Detektionseigenschaften – eine Grundvoraussetzung für den automotiven und industriellen Einsatz dieser Technik. Schnelle Analog-digital- (A/D-) Wandler und Signalprozessoren erlaubten außerdem die Verarbeitung immer höherer Bandbreiten, so dass Auflösungen im Meterbereich erreicht wurden, wodurch der Einsatz von Radar im Automobil möglich wurde. Der erste PKW wurde von Toyota im Jahre

³Der Titel der Patentschrift lautet: „Verfahren, um entfernte metallische Gegenstände mittels elektromagnetischer Wellen einem Beobachter zu melden“.

1 Einleitung

1997 mit Radar ausgerüstet [Tre97]. Damit war Radar im automotiven Massenmarkt angekommen und große Stückzahlen führten anschließend zu einer schnellen Kostenreduktion und dadurch zu niedrigen Sensorpreisen.

Mit dem darauffolgenden Trend hin zu Frequenzen im Millimeterwellenbereich, die durch Fortschritte in der Gallium-Arsenid- und in der Silizium-Germanium-Technologie preiswert technisch nutzbar geworden sind, sowie aufgrund der Entwicklungen der Automobilindustrie im Bereich Fahrerassistenzsysteme, wo kompakte Radarsensoren in großen Stückzahlen hergestellt werden, wurden die Voraussetzungen für den Einsatz dieser Technik in neuartigen Nahbereichsanwendungen geschaffen.

1.2 Radar als Sensor im Nahbereich

Ein Radar sendet Radiowellen⁴ aus und kann anhand der empfangenen Echos Objekte in seinem Erfassungsbereich detektieren sowie je nach Radartyp deren Position, kinematische Parameter und das elektromagnetische Rückstreuverhalten dieser Objekte bestimmen. Daher handelt es sich bei einem Radar gemäß Abschnitt 1.1.1 um einen *positionsgebenden berührungslosen Sensor*, der sowohl rein erfassend als auch messend aufgebaut werden kann.

1.2.1 Vorteile

Im Vergleich zu anderen berührungslosen Sensortechnologien wie Kameras⁵, optischen und laseroptischen Sensoren sowie Passiv-Infrarot- und Ultraschallsensoren bringt die Radartechnologie einige vorteilhafte Eigenschaften mit sich:

- Robuste Detektion ist auch in völliger Dunkelheit und unter rauen Umgebungsbedingungen wie Staub, extremen Temperaturen, Erschütterungen, Sprühnebel oder Regen und Schnee möglich [Wei11]

⁴Gemäß [ITU16] elektromagnetische Wellen im Frequenzbereich unterhalb von 3 THz, die sich im freien Raum ausbreiten.

⁵Im sichtbaren Bereich, im Infrarotbereich oder auch im Röntgenbereich des elektromagnetischen Spektrums.

- Radiowellen erlauben es, im Gegensatz zu optischer Strahlung, auch durchsichtige Medien zu detektieren sowie nicht-metallische Abdeckungen des Sensors⁶ und Verpackungen des Objekts zu durchdringen [Wei11]
- Es besteht die Möglichkeit der hochsensitiven Detektion von Bewegungen und genauen Bestimmung der Geschwindigkeit eines Objekts durch Ausnutzung des Doppler-Effekts [Che11]
- Radarsensoren sind wartungsarm, da sie ohne bewegliche Teile gefertigt und vollständig monolithisch integriert werden können
- Radardetektion wahrt prinzipbedingt die Privatsphäre einer Person, da kein optisches Bild erzeugt wird
- Aufgrund der regulatorisch begrenzten Strahlungsleistung sind die verwendeten Radiowellen (im Gegensatz zu Röntgenstrahlung und Laserlicht) als gesundheitlich unbedenklich einzustufen

1.2.2 Stand von Wissenschaft und Technik

Bisher findet Radar in der Industrie vorwiegend zur Füllstandsmessung in metallischen Tanks Anwendung. Dazu existieren Geräte bei 6 GHz, 24 GHz–26 GHz, 78 GHz und bei 80 GHz [Sie14; VEG16; Hei99]. Aufgrund der speziellen Ausbreitungsbedingungen in metallischen Tanks sowie eigens für die Füllstandsmessung regulierten, teils mehrere Gigahertz breiten Frequenzbereichen, in denen mit hohen Leistungen gesendet werden darf [Bun08; ETS11], sind diese Geräte sehr spezifisch auf ihren Aufgabenbereich zugeschnitten. Dies zeigt sich an deren Bauform, einem Antennenöffnungswinkel von wenigen Grad und der anwendungsspezifischen Signalverarbeitung, die darauf ausgelegt ist, die Echos des einzigen Ziels – der Oberfläche des zu messenden Guts – von störenden Reflexionen der Behälterwand und von Einbauten zu trennen und mit möglichst hoher Genauigkeit dessen Distanz zu bestimmen [Dev02].

Im Bereich der Nahbereichsradartechnik positioniert sich u. a. der Hersteller *RFbeam* vorwiegend mit Radargeräten, die im *industrial, scientific and medical-* (ISM-) Band bei 24 GHz arbeiten sowie mit zwei Sensoren bei 76 GHz–81 GHz [RFb17], die jedoch nach deutscher Regulie-

⁶Aus ästhetischen Gründen oder zum Schutz des Sensors.

1 Einleitung

rung „nur für terrestrische Systeme für Fahrzeuge und Infrastruktur“ bzw. für Kraftfahrzeug-Kurzstreckenradare eingesetzt werden dürfen [Bun14a; Bun14b] und daher nicht für die in dieser Arbeit verfolgten Nahbereichsradar-Anwendungen der Gestenerkennung und industriellen Objektdetektion zugelassen wären. Der verwendete Radarchip stammt vom Hersteller *NXP* [NXP17].

Seit 2012 sind Radar-Transceiver für *frequenzmoduliertes Dauerstrichradar* (engl. *frequency modulated continuous wave*, FMCW) bei 24 GHz von *Infineon* in Form von monolithisch integrierten Mikrowellenschaltungen (engl. *monolithic microwave integrated circuit*, MMIC) verfügbar [Inf12]. Bemerkenswert ist die hohe Integrationsdichte, die es ermöglicht, das gesamte analoge Front-End in einen einzigen Chip zu integrieren. Die Firma *RFbeam* stellt mit einem dieser Chips das kompakte Radargerät *K-LD2* her und hat weitere Radarsensoren auf derselben Basis angekündigt [RFb17]. Dies demonstriert die Machbarkeit kompakter Nahbereichsradarsensoren.

Zur Evaluierung neuartiger Nahbereichsradar-Anwendungen scheiden aufgrund der hohen benötigten Bandbreite Produkte im 24 GHz ISM-Band aus. Vom Hersteller *Novelda/Xethru* sind Evaluationskits verfügbar, die im Ultrabreitband (engl. *ultra wide band*, UWB) unterhalb von 10 GHz [Bun10] mehrere Gigahertz Bandbreite bieten [Nov17]. Im Gegensatz zu den oben vorgestellten Produkten arbeiten diese nicht in der Betriebsart FMCW, sondern als *Pulsradar*. Das gesamte analoge Front-End ist in einem einzigen Chip integriert; die Antennen werden jedoch aufgrund der frequenzbedingten Größe ausschließlich extern angebracht [Nov17] und führen daher zu großen Sensorabmessungen. Ein weiterer Nachteil dieser Hardware liegt in der geringen erlaubten spektralen Leistungsdichte des Sendesignals von $-41,3 \text{ dBm/MHz}$ [Bun10], die trotz der hohen verfügbaren Bandbreite zu einer geringen maximalen Sendeleistung und damit Reichweite führt.

Zusammen mit *Google Advanced Technology and Projects (ATAP)* hat *Infineon* einen MMIC mit integrierten Antennen für das 60 GHz SRD-Band entwickelt [Nas16], der bislang exklusiv von *Google ATAP* im Rahmen des Projekts *Soli* verwendet wird [Lie16]. Der Radarchip enthält das komplette analoge Front-End eines FMCW-Radars mit zwei Send- und vier Empfangszügen. Aufgrund der hohen erlaubten Bandbreite von 7 GHz in diesem Band eignet sich der Radarchip sehr gut für Nahbereichsanwendungen.

Nahbereichsradar in der Forschung

Eine frühe Publikation in diesem Forschungsgebiet ist [KHW92]. Darin wird ein *low cost* Nahbereichsradar in FMCW-Technik bei einer Mittelfrequenz von 23,5 GHz mit 1 GHz Bandbreite zur Füllstandsmessung vorgestellt, wobei der Fokus auf der kostengünstigen Realisierung eines solchen Sensors liegt. Der Sensor wird ebenso wie die meisten Radarsensoren, die in den – im Folgenden vorgestellten – Forschungsarbeiten zum Einsatz kommen, außerhalb der Regulierung der ISM-Bänder betrieben.

In [Mus03] wird ein FMCW-Radar zur präzisen Distanzmessung in industriellen Anwendungen vorgestellt. Das entwickelte Radarsystem arbeitet bei 24 GHz mit einer Bandbreite von 3 GHz. Mittels einer *fractional-N* Phasenregelschleife (engl. *phase locked loop*, PLL) werden hochgradig lineare Frequenzrampen erzeugt, wodurch die maximalen Messabweichungen auf unter 1 mm reduziert werden können.

Ein FMCW-Radar mit separatem Sende- und Empfängerbaustein von *Infineon* wird in [Win07] vorgestellt und die Funktionstüchtigkeit verschiedener Wellenformen im 24 GHz–25 GHz-Band für Anwendungen in Kraftfahrzeugen demonstriert. Dazu wird die Entfernung und Radialgeschwindigkeit von Testzielen vergleichsweise mit zwei verschiedenen linear frequenzmodulierten Wellenformen bestimmt. Die Frequenzrampenerzeugung erfolgt dabei ohne Stabilisierung durch eine PLL. Derselbe Autor präsentiert in [WFM08] einen MMIC auf der Basis von Silizium-Germanium (SiGe) im 79 GHz–80,9 GHz-Band für Nahbereichsanwendungen im Automobil mit einem Sendezug und drei Empfangszügen sowie integrierten Antennen. Dies demonstriert die hohe erreichbare Integrationsdichte im Millimeterwellenbereich.

Die präzise Entfernungsmessung ist Gegenstand einer Reihe von Arbeiten, die sich mit der Optimierung der verschiedenen Aspekte zum Erreichen einer hohen Genauigkeit auseinandersetzen. So implementiert [Ang14] eine heterodyne Transceiver-Architektur zusammen mit einer digitalen breitbandigen Korrektur der Nichtlinearitäten der Frequenzrampe. In [Sch14a; Sch15b] werden hingegen verschiedene Algorithmen zur gemeinsamen Auswertung von Frequenz und Phase vorgeschlagen und erfolgreich getestet.

Mit präziser FMCW-Entfernungsmessung beschäftigt sich auch [Sch15a].

Durch Anwendung der Chirp-Z-Transformation und Auswertung von Frequenz und Phase wird mit einem Radarsystem bei 24 GHz mit 1 GHz Bandbreite eine Genauigkeit von wenigen Mikrometern erreicht, allerdings mittels im Hohlleiter geführter Wellen. In [Sch15c] wird derselbe Algorithmus auf Freiraummessungen mit einem 122 GHz FMCW-Radarsensor, siehe [Suc13; Gir13], übertragen und zeigt auch dort in Verbindung mit einer externen PLL die Fähigkeit zu hochpräzisen Entfernungsmessungen in kurzen Distanzen, wobei die gesamte erlaubte Bandbreite von 1 GHz im entsprechenden ISM-Band [Bun03] genutzt wird. Dadurch werden Genauigkeiten von $\pm 200 \mu\text{m}$ in Entfernungen zwischen 1 m und 2,9 m erreicht. Zur Fokussierung der Antennenkeule sind die *in-package*-Antennen des Radarsensors mit einer zusätzlichen dielektrischen Linse ausgestattet [Göt14]. Eine zusammenfassende Darstellung des Themas hochgenauer Distanzmessung mit Radar findet sich in [Sch17].

[Age13] beschreibt den Aufbau eines Radarsensors für das SRD-Band bei 60 GHz als MMIC auf SiGe-Basis mit auf dem Chip integrierten Send- und Empfangsantennen und demonstriert damit eine Radarmessung mit linearer Frequenzmodulation eines Tripel-Spiegels in 1,5 m Entfernung. Die Fläche des Chips beträgt wenige Quadratmillimeter.

Radarbasierte Gestenerkennung

Das Gebiet der radarbasierten Gestenerkennung ist noch sehr jung. Als Initiator kann [Pu13] mit der Vorstellung eines Systems zur Gestenerkennung durch Detektion der Dopplermodulation eines opportunistisch genutzten WLAN-Signals im 5 GHz-Band aus dem Jahre 2013 gesehen werden. Bemerkenswert ist die Funktionalität in *non-line-of-sight* Szenarien. Aufgrund der rein Doppler-basierten Klassifikation werden eher unnatürliche Gesten gewählt, die sehr charakteristische Folgen von positiven und negativen Doppler-Verschiebungen erzeugen. Die vorgestellten neun Gesten werden mit Raten von mehr als 90 % korrekt klassifiziert.

Abdelnasser et al. [AYH15] untersuchen ebenfalls die opportunistische Nutzung von WLAN-Signalen zur Gestenerkennung, jedoch mit Fokus auf Reduktion der Komplexität des Klassifikationssystems. Daher erfolgt keine kohärente Signalauswertung, sondern es werden Schwankungen der empfangenen Signalstärke als Merkmale verwendet. Mit einem einzigen Sender und einem Laptop als Empfänger erreicht das System für die

Klassifikation von sieben Gesten eine mittlere Erfolgsrate von 87,5%. Dieser Wert steigt auf 96% bei Verwendung eines Mehrheitsentscheids mit drei Sendern. Aufgrund der ausschließlichen Beobachtung von Signalstärkeschwankungen sind die möglichen Gesten jedoch auf Sequenzen beschränkt, in denen mit der Hand der Empfänger im Wechsel abgedeckt und wieder freigegeben wird. Zudem müssen die Gesten relativ langsam ausgeführt werden; sie dauern eine bis mehrere Sekunden.

Die Amplitude des Empfangssignals wird ebenfalls in [Wan14] als Merkmal verwendet. Als Sender dient ein unmoduliertes Dauerstrichradar bei 2,4 GHz, mit dem Doppler-Spektrogramme der empfangenen Echos bestimmt werden. Diese liefern zusätzliche Merkmale für die Klassifikation. Dadurch können drei einfache Gesten mit Raten von über 95% korrekt klassifiziert werden. Der Datensatz besteht jedoch nur aus Messungen einer einzigen Person, die Gesten in einem geometrisch eng abgesteckten Rahmen ausführt. Rein Doppler-basierte Klassifikation zehn verschiedener Handgesten eines Nutzers führt [KT16] mit einem Radar bei 5,8 GHz durch. Das Radar besitzt eine Sende- und eine Empfangsantenne. Für die zehn Gesten wird mit einem künstlichen neuronalen Netz als Klassifikator eine mittlere Erfolgsrate von über 85% erreicht. Durch Beschränkung auf sieben Gesten lässt sich diese auf 93% steigern.

Ein linear frequenzmoduliertes Radar mit einer Sende- und drei Empfangsantennen in einer T-förmigen Anordnung im 5,46 GHz–7,25 GHz Band verwendet [Adi14], um Personen und Körperteile dieser Personen zu detektieren und zu verfolgen. Damit ist es möglich, den Azimut von Zeigegesten grob zu bestimmen (das 90%-Quantil beträgt 38° bei Zeigegesten in beliebige Richtungen). Dieses System wird in [Adi15] mit dem Ziel erweitert, anhand der Silhouette einer Person diese zu identifizieren. Dazu wird das Antennen-Array zu einem 4 Tx × 16 Rx-MIMO-Array erweitert, ebenfalls in einer T-Anordnung. Zur Abbildung wird ein Algorithmus entwickelt, der eine – sich auf das Radar zubewegende – Person detektiert und über eine Dauer von zwei Sekunden verfolgt. Dabei wird iterativ auf die Person gezoomt, um die Anzahl zu berechnender Voxel⁷ zu minimieren. Die Aufnahmen über zwei Sekunden werden schließlich zu einem Radarbild der Silhouette der Person fusioniert. Damit ist es möglich, 10 Personen mit einer mittleren Erfolgsrate von 92% zu klassifizieren. Körperteile, mit denen die Person auf das Radar zeigt, werden in einem Abstand von

⁷Wert eines Punktes im dreidimensionalen Raum.

1 Einleitung

5 m in über 91 % der Versuche korrekt klassifiziert. Durch Tracking der ausgestreckten Hand können Buchstaben, die von der Person in die Luft gezeichnet werden, erkannt werden. Dieses Zeichnen in der Luft wird jedoch von Testpersonen als unbequem und schwierig empfunden [Wan16]. Während die Ergebnisse beeindruckend sind, ist der Hardware-Aufwand immens: Neben einem Sender und fünf Empfängern, die jeweils zwischen vier Antennen umgeschaltet werden, sowie dem Antennen-Array, werden zur echtzeitfähigen Signalverarbeitung ein *Intel i7* Prozessor mit 32 GB Arbeitsspeicher und Beschleunigung durch eine *Nvidia Quadro K4200* Grafikkarte eingesetzt. Die Abmessungen des Systems von 60 cm × 18 cm eignen sich zudem nicht zur Integration in ein kompaktes Gerät.

Im Mai 2015 stellten Molchanov et al. ein Multi-Sensor-System zur Handgestenerkennung eines Fahrers im Automobil vor, das die Erkennung auf der Basis von fusionierten Messdaten einer Videokamera, einer *Time-of-flight*-Kamera und eines Nahbereichsradars im Band von 22,5 GHz–26,5 GHz durchführt [Mol15b]. Das Radar auf Basis eines Chips von *Infineon* dient dabei u. a. als *Moving-Target-Indicator* zur Segmentierung der Gesten, da anhand der Radialgeschwindigkeit entschieden wird, ob überhaupt eine Geste durchgeführt wird. Als Wellenform wird eine Sequenz linearer Frequenzrampen eingesetzt und drei Empfangsantennen erlauben Winkelmessung in Azimut und Elevation. Die Linearisierung der Frequenzerzeugung erfolgt durch Vorverzerrung des Ansteuersignals des spannungsgesteuerten Oszillators [Mol15a]. Aufgrund der höheren Frequenz und der geringeren Zahl an Antennen ist das System wesentlich kompakter, als das in [Adi15] vorgestellte.

Mitte 2016 erschien der erste Artikel über das Projekt *Soli* von *Google ATAP*, dessen Ziel es ist, Hard- und Software für rein radarbasierte Gestenerkennung zur Steuerung von Elektronikprodukten, wie z. B. *Wearables* oder Audioabspielgeräten, zu entwickeln [Lie16]. Hierzu wurde u. a. gemeinsam mit *Infineon* ein Radarchip, s. o., entwickelt [Nas16]. Die konkrete Hardware ist jedoch bemerkenswerterweise durch eine in der Verarbeitungskette eingefügte Abstraktionsebene austauschbar. Die Technik zur Gestenerkennung fußt auf dem Paradigma sehr hoher zeitlicher Auflösung. Zur Extraktion von Merkmalen, die als Eingabe für den folgenden Klassifikator dienen, werden verschiedene Signaltransformationen des vorverarbeiteten Signals (nach dem Matched-Filter) berechnet. Für die Klassifikation vier verschiedener Gesten werden Erfolgsraten von bis zu 92 % erreicht. Bemerkenswert sind die hohen Datenraten am Ausgang des

Klassifikators von bis zu 2,8 kHz, die auf einem mobilen Prozessor (*Qualcomm Snapdragon 400/APQ8028* mit 1,6 GHz getaktet) erzielt wurden.

In [Wan16] wird derselbe Chip mit identischer Vorverarbeitung verwendet, um zwischen elf verschiedenen Hand- und Fingergesten zu unterscheiden. Dazu werden Techniken des maschinellen Lernens eingesetzt: Auf Basis der *range-Doppler*-Daten wird ein künstliches neuronales Netz trainiert und dessen Struktur auf die Erkennung dynamischer Mikrogesten optimiert. Dieses Vorgehen erzielt mittlere erfolgreiche Klassifikationsraten von 87 % für einen Datensatz bestehend aus Gestenmessungen von zehn Personen und knapp 95 % für einen personalisierten Datensatz.

1.2.3 Zielsetzung

Der Fokus der vorgestellten aktuell verfügbaren Radargeräte und -systeme sowie der aktuellen Forschungsaktivitäten liegt jeweils auf einer bestimmten Anwendung, deren bestmögliche Lösung das Optimierungsziel der jeweiligen Entwicklung ist.

Im Gegensatz dazu ist es Zielsetzung dieser Arbeit, ein *Software Defined Radar für den Nahbereich* zu entwerfen und aufzubauen, das je nach Anwendung und Einsatzzweck flexibel rekonfiguriert werden kann, um *rapid prototyping* für verschiedenste Anwendungen zu ermöglichen. Zu diesem Zweck werden geeignete Wellenformen, Transceiver-Architekturen und Algorithmen der Radarsignalverarbeitung identifiziert, entwickelt und parametrisiert, mit dem Ziel, eine Grundlage zur Erschließung neuer Nahbereichsanwendungen für Radar zu schaffen; insbesondere solcher, in denen Radarsensoren von den in Abschnitt 1.2.1 genannten Vorteilen profitieren können. Zur Parametrisierung des gesamten Systems in Abhängigkeit der verfolgten Anwendung wird ein Leitfaden entwickelt, der ausgehend von den anwendungsspezifischen Anforderungen zur Dimensionierung der freien Parameter des Radarsystems führt.

Der Begriff des *Software Defined Radar* entstammt der Analogie zum bereits etablierten Begriff des *Software Defined Radio* [WP13], das eine realisierbare Variante des idealen *Software Radios* bezeichnet [Sch15d]. Das ideale *Software Radio* ist ein Funkgerät, bei dem sämtliche Verarbeitung sowohl sende- als auch empfangsseitig vollständig digital in Software statt in Hardware implementiert ist, weswegen die Analog-digital- bzw.

Digital-analog-Wandler möglichst direkt an die Antennen angeschlossen sind [Mit93; JMW02]. Bei einem *Software Defined Radar* wird dementsprechend so viel Funktionalität wie möglich durch rekonfigurierbare Software realisiert.

1.2.4 Aufbau der Arbeit

Zunächst erfolgt nach Darstellung der relevanten Grundlagen in Kapitel 2 eine Präzisierung der Anforderungen.

Der darauffolgende Systementwurf gliedert sich in die drei Teilgebiete:

- Wellenform in Kapitel 3
- Sendeempfänger-Architektur in Kapitel 4
- Signalverarbeitung in Kapitel 5

Ausgehend von der theoretischen Untersuchung dieser Teilaspekte werden Schlussfolgerungen für die vorteilhafte Ausgestaltung eines Nahbereichsradarsensors gezogen, welche in einem Leitfaden zum Systementwurf in Kapitel 5 münden. Dem Leitfaden folgend wird zur Verifikation des Ansatzes in Kapitel 6 ein im Rahmen der Arbeit aufgebauter Radardemonstrator vorgestellt, der als Sensor zur Untersuchung zweier neuartiger Radarapplikationen dient:

- Detektion von Objekten durch eine Verpackung hindurch
- Automatische Erkennung menschlicher Hand- und Körpergesten mit einem Radar als alleinigem Sensor

Zur praktischen Lösung beider Anwendungen werden anwendungsspezifische Auswertelgorithmen entwickelt und die Signalverarbeitung des Radarsensors geeignet parametrisiert. Die Ergebnisse dieser Untersuchungen, die auf – mit dem Demonstrator aufgezeichneten – Messdaten basieren, dienen der Verifikation und Bewertung der Entwicklung.

Kapitel 7 fasst die wichtigsten Erkenntnisse der Arbeit zusammen und zieht Schlüsse für künftige Entwicklungen im Bereich der Nahbereichsradartechnik.

1.2.5 Beitrag

Die Hauptbeiträge der Arbeit sind:

- Identifikation vorteilhafter Auslegung von Wellenform, Transceiver-Architektur und analoger sowie digitaler Signalverarbeitung eines Nahbereichsradars unter den Randbedingungen geringer Komplexität und Kosten
- Entwicklung optimierter Architekturen, Verfahren und Algorithmen für Nahbereichsradarsensoren zum Einsatz in industriellen Anwendungen und zur Klassifikation menschlicher Gesten
- Aufbau und Implementierung eines Demonstrators in Hardware und Software gemäß der vorangegangenen Überlegungen, um deren praktische Relevanz durch Demonstration einer industriell relevanten Anwendung nachzuweisen
- Entwicklung eines Systems zur Klassifikation menschlicher Gesten basierend auf einem – gemäß den vorigen Beiträgen ausgelegten und aufgebauten – Nahbereichsradar
- Vorstellung einer neuen Methode zur effizienten Fusion der Daten zweier Empfangsantennen für ein frequenzmoduliertes Radar mit Phasen-Monopuls durch Berechnung des Kreuzleistungsdichtespektrums. Theoretische Modellierung der involvierten Wahrscheinlichkeitsverteilungen und Erweiterung der etablierten *constant false alarm rate*- (CFAR-) Detektoren zur Detektion im Kreuzleistungsdichtespektrum

Grundlagen

Gegenstand dieses Kapitels ist die Darstellung der relevanten Grundlagen der Radartechnik, auf denen der darauffolgende Systementwurf fußt, sowie die Einführung eines allgemeinen Signalmodells. Des Weiteren werden Kriterien zur Bewertung eines Nahbereichsradarsensors vorgestellt und die speziellen Herausforderungen und Anforderungen in diesem Kontext erläutert. Darüber hinaus wird eine Einführung in die merkmalsbasierte Klassifikation gegeben, da diese für die Anwendung der Gestenerkennung benötigt wird.

2.1 Prinzip und Funktionen eines Radars

Das Radarprinzip, welches in [RSH10] grundlegend und ausführlich beschrieben wird, besteht darin, elektromagnetische (EM) Wellen, die einer vorgegebenen Signalform (auch: Wellenform) folgen, auszusenden und aus den empfangenen Reflexionen auf das Vorhandensein von Objekten (*Zielen*) zu schließen sowie je nach Anwendung Information über deren Position im Raum, deren kinematische Parameter und/oder die Reflexionseigenschaften dieser Objekte zu extrahieren. Eine schematische Darstellung dieses Prinzips ist in Abbildung 2.1 gegeben.

Die grundsätzlichen Parameter eines Ziels, die mittels einer Radarmessung ermittelt werden können, sind:

- Entfernung R
- Radialgeschwindigkeit relativ zum Radar v_r
- Winkel in Azimut und Elevation zur Antennenachse: θ und ϕ

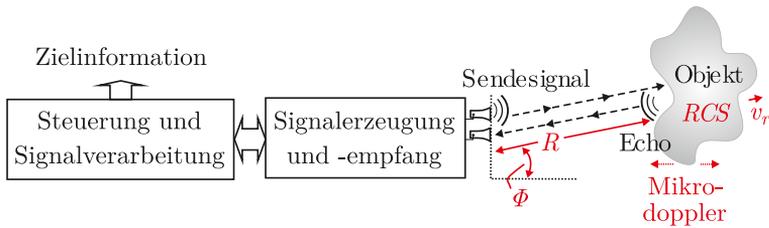


Abbildung 2.1: Radarprinzip.

Zusätzlich kann aus der reflektierten Leistung des Ziels auf dessen Radar-rückstreuquerschnitt (engl. *radar cross section*, RCS) geschlossen werden, der angibt welchen Anteil der ausgesandten Leistung ein Ziel zurück-reflektiert. Dieser Wert hängt von Material, Größe und Oberflächenbe-schaffenheit des Objekts ab. Des Weiteren besteht die Möglichkeit, durch eine sehr hohe Auflösung¹ der Radialgeschwindigkeit Information über intrinsische Bewegungen des Objekts zu erhalten, die einen Rückschluss auf den Objekttyp zulassen. Dies wird als Mikrodoppler-Klassifikation bezeichnet. Übersteigt die geometrische Auflösung des Radars die Aus-dehnung des Ziels, so kann die Form des Objekts abgeschätzt werden. Darüber hinaus kann mit geeigneten Antennen die Polarisation der Echos ermittelt werden, was bei Fernerkundungsradaren eingesetzt wird, um zwischen verschiedenen Geländetypen zu unterscheiden [Zyl89]. Daher sind diese beiden Fähigkeiten ebenfalls der Klassifikation dienlich.

2.2 Aufbau eines digitalen Radarsensors

Der prinzipielle Aufbau eines digitalen Radarsensors, wie er in dieser Arbeit behandelt wird, lässt sich in vier Teile gliedern:

- Antennen
- Analoges Front-End

¹In der Radarterminologie versteht man unter Auflösung den Mindestabstand in der jeweiligen Dimension, den zwei Streuzentren zueinander besitzen müssen, um voneinander unterschieden werden zu können. Dies wird in Abschnitt 2.8.2 genauer erläutert.

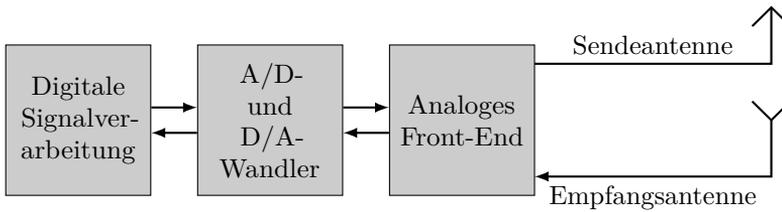


Abbildung 2.2: Digitaler Radarsensor im Blockschaltbild.

- Analog-digital- (A/D) und Digital-analog- (D/A-) Wandler
- Digitale Signalverarbeitung

Dies ist in Abbildung 2.2 dargestellt. Dabei sind im Vergleich zu Abbildung 2.1 Steuerung und Signalverarbeitung vollständig und Signalerzeugung und -empfang teilweise in digitaler Technik ausgeführt. Die Funktionen der vier Blöcke und die an sie gestellten Anforderungen werden im Folgenden beschrieben.

Eine oder mehrere Antennen dienen als Koppler zwischen leitungsgebundenen und freien EM Wellen dazu, die Radarwellenform auszusenden und die Echos aus der elektromagnetisch beleuchteten Umgebung zu empfangen. Zu diesem Zweck kommen in der Radartechnik vorwiegend Richtantennen zum Einsatz, die aufgrund ihrer Richtcharakteristik zu einer räumlichen Filterung der Signale führen: Signale, die innerhalb der Hauptkeule einfallen, erfahren einen höheren Gewinn als Signale, die von weiter außerhalb einfallen. Dieser Effekt kann in Verbindung mit einer rotierenden Antenne zur Richtungsbestimmung einfallender Echos genutzt werden. Außer eine geeignete Richtcharakteristik zu besitzen, soll die Antenne das Signal möglichst wenig verzerren und ihre Bauform und Größe sollten die Randbedingungen der angestrebten Anwendung einhalten.

Die Aufgabe des analogen Front-Ends besteht erstens darin, das Sendesignal mit der gewünschten Ausgangsleistung und unter Einhaltung regulatorisch vorgegebener spektraler Masken an die Sendeantenne zu legen, und zweitens eine Frequenzumsetzung des empfangenen hochfrequenten Echosignals auf eine niedrige Zwischenfrequenz oder direkt ins Basisband durchzuführen, damit das Signal kosteneffizient mit niedrigen Raten analog-digital gewandelt werden kann. Zum Einsatz kommen dazu

Mischer, Verstärker und Filter mit dem Zweck, das Echosignal verzerrungsfrei und mit größtmöglicher Dynamik und geringst möglichem Rauschen dem A/D-Wandler zuzuführen.

Die eingesetzten A/D- und D/A-Wandler sind das Bindeglied zwischen analoger und digitaler Welt. Sie sind hauptsächlich gekennzeichnet durch die Rate und Auflösung, mit denen sie die Signale wandeln. Die notwendige Rate ist proportional zur Signalbandbreite und die benötigte Auflösung proportional zum erforderlichen Dynamikbereich.

Die Aufgaben der digitalen Signalverarbeitung sind die Informationsextraktion aus dem Echosignal sowie die Erzeugung des Sendesignals. Außerdem ist sie für die Steuerung des Front-Ends zuständig.

Nach dieser Einführung in den grundlegenden Aufbau eines digitalen Radarsensors wird im nächsten Abschnitt die Ausbreitung elektromagnetischer Wellen behandelt, um die Grundlagen für das in der vorliegenden Arbeit verwendete Signalmodell zu schaffen.

2.3 Elektromagnetische Wellen

Das Ziel dieses Abschnitts ist es, fundamentale Gesetzmäßigkeiten der Ausbreitung elektromagnetischer (EM-) Wellen im Vakuum und in Dielektrika darzulegen sowie Grenzflächeneffekte zu diskutieren, die zur Reflexion an metallischen und nicht-metallischen Objekten führen. Dies ist das grundlegende Phänomen, welches durch ein Radar ausgenutzt wird und daher von besonderer Relevanz für diese Arbeit und die darin diskutierten Radaranwendungen.

Eine vollständige Beschreibung der Theorie elektromagnetischer Wellen würde den Rahmen der vorliegenden Arbeit sprengen. Daher sei hierzu sei auf die entsprechende Literatur – beispielsweise [KK93] – verwiesen.

2.3.1 Ausbreitungseigenschaften

Elektromagnetische Wellen bestehen aus oszillierenden elektrischen und magnetischen Feldern. Der folgende Abschnitt beschäftigt sich ausschließlich mit *harmonischen* Wellen, deren Feldgrößen einen sinusförmigen Ver-

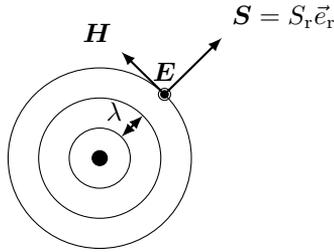


Abbildung 2.3: Ausbreitung einer isotropen elektromagnetischen Welle anhand der Orte gleicher Phase, welche konzentrische Kreise im Abstand der Wellenlänge λ bilden. Der elektrische Feldvektor \mathbf{E} steht orthogonal zum magnetischen Feldvektor \mathbf{H} und zum Poynting-Vektor \mathbf{S} und \vec{e}_r ist der Einheitsvektor in radialer Richtung.

lauf mit der Frequenz f beschreiben. Durch die Maxwell'schen Gleichungen lassen sich die Ausbreitung elektromagnetischer Wellen im Vakuum und in Verbindung mit Materialgleichungen in verschiedenen Medien sowie Effekte an den Grenzflächen zweier Materialien beschreiben [KK93].

Ist \mathbf{E} der elektrische Feldvektor, auf dem der magnetische Feldvektor \mathbf{H} orthogonal steht, so gilt für den reellen Poynting-Vektor

$$\mathbf{S} = \mathbf{E} \times \mathbf{H} . \quad (2.1)$$

Der Poynting-Vektor beschreibt die instantane Energiestromdichte/Strahlungsleistungsdichte in W/m^2 der Welle und zeigt daher in ihre Ausbreitungsrichtung [KK93]. Da in genügend großem Abstand von der Erregungsstelle der Welle die Feldvektoren senkrecht zum Radius stehen, breitet sich die Welle in radialer Richtung aus [KK93]. Der Poynting-Vektor besitzt dann nur noch eine radiale Komponente S_r . Dieser Zusammenhang ist in Abbildung 2.3 dargestellt. Darin sind die konzentrischen Kreise im Abstand der Wellenlänge λ voneinander als Orte gleicher Phase zu verstehen, unter der Annahme, dass die Welle von einem Hertz'schen Dipol² im Zentrum erzeugt wird. Es entsteht eine Kugelwelle, die mit

²Erzeuger einer Elementarwelle, auch als *isotroper Strahler* bezeichnet; entsteht durch den Grenzübergang $l \rightarrow 0$ eines von einem sinusförmigen Strom durchflossenen Leitungsabschnittes der Länge l [KK93].

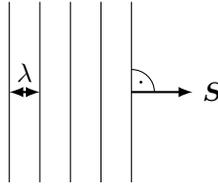


Abbildung 2.4: Orte gleicher Phase einer ebenen Welle.

Lichtgeschwindigkeit c durch die Wellengleichung

$$\frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial z^2} = \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} \quad (2.2)$$

beschrieben werden kann. Diese Art der Ausbreitung wird als *isotrop* bezeichnet. Die Feldstärke einer isotropen Strahlung ist nur vom Abstand zur Quelle abhängig.

In genügend großem Abstand von der Quelle sind die Wellenfronten in guter Näherung eben und stehen senkrecht zur Ausbreitungsrichtung. Dann spricht man von einer *ebenen Welle*. Dies ist in Abbildung 2.4 anhand der Wellenfronten veranschaulicht. Ebene Wellen erleichtern die Modellierung von Reflexion und Transmission an Medienübergängen.

Um die Ausbreitung in Medien und die Reflexion an Medienübergängen zu beschreiben, werden neben den Maxwellgleichungen zusätzlich Materialgleichungen benötigt. Mit diesen lassen sich materialabhängige Lösungen der Wellengleichung bestimmen. Die wichtigsten Materialparameter dabei sind die Permittivität $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$ und die Permeabilität $\mu = \mu_0 \mu_r$, welche jeweils frequenzabhängig sind (die Größen mit dem Index 0 beziehen sich auf die Werte im Vakuum und die Größen mit dem Index r sind die relativen, materialabhängigen Faktoren, bezogen auf den Wert im Vakuum). Im Dielektrikum beträgt die als Lichtgeschwindigkeit bezeichnete Ausbreitungsgeschwindigkeit einer elektromagnetischen Welle [TM07, S. 1005]

$$c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon \mu}} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \epsilon_r \mu_0 \mu_r}}. \quad (2.3)$$

Im Vakuum ($\epsilon_r = \mu_r = 1$) beträgt ihr Wert [RSH10]

$$c_0 = 299\,792\,458 \text{ m/s} . \quad (2.4)$$

Der Wert der Lichtgeschwindigkeit in Luft ist etwas geringer, er beträgt bei Standardbedingungen [HS36; TM07]

$$\begin{aligned} c_{\text{Luft}} &= c_0 \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{r,\text{Luft}} \mu_{r,\text{Luft}}}} = c_0 \frac{1}{\sqrt{1,00059 \cdot 1,0000004}} \\ &= 0,9997 c_0 = 299\,703\,998 \text{ m/s} . \end{aligned} \quad (2.5)$$

Der dadurch entstehende relative Fehler bei der Radar-Entfernungsmessung ist mit einem Wert von $3 \cdot 10^{-4}$ für die meisten Radaranwendungen vernachlässigbar. Mit der Lichtgeschwindigkeit gilt umgekehrte Proportionalität zwischen Wellenlänge und Frequenz:

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (2.6)$$

Um dielektrischen sowie magnetischen Verlusten Rechnung zu tragen, definiert man die relative Permittivität und die relative Permeabilität als komplexwertige Größen [Mei04]:

$$\epsilon_r = \epsilon'_r + j\epsilon''_r \quad (2.7)$$

$$\mu_r = \mu'_r + j\mu''_r \quad (2.8)$$

Ist das Medium verlustbehaftet, so wird beim Durchdringen des Mediums ein Teil der Wellenenergie in Wärme umgewandelt, wodurch sich die empfangene Leistung reduziert³. Verantwortlich dafür sind Umpolungs- sowie Ummagnetisierungsvorgänge sowie Ohmsche Verluste beim nicht-idealen Dielektrikum. Die resultierende Dämpfung im Material lässt sich aus dem Verlustfaktor

$$\tan \delta = \frac{\epsilon''_r}{\epsilon'_r} \quad (2.9)$$

berechnen [Mei04].

³Für Dielektrika mit geringen Verlusten ($\tan \delta \leq 0,1$) gilt für die Leistung einer Welle, welche die Strecke d im Material zurückgelegt hat, der Zusammenhang $P(d) = P_0 e^{-\pi d \tan(\delta) \sqrt{\epsilon'_r} / \lambda}$ mit $P(0) = P_0$ [Mei04].

Die Materialparameter und damit auch die Verlusthaftigkeit eines Materials sind im Allgemeinen frequenzabhängig. In isotropen Medien, welche keine Richtungsabhängigkeit der Materialparameter aufweisen, sind die Materialparameter Skalare und es lassen sich mit $\omega = 2\pi f$ folgende vereinfachte Materialgleichungen für den dielektrischen Verschiebungsstrom \mathbf{D} und die magnetische Flussdichte \mathbf{B} angeben [Mei04]:

$$\mathbf{D} = \epsilon(\omega)\mathbf{E} = \epsilon_0 (\epsilon'_r(\omega) + j\epsilon''_r(\omega)) \mathbf{E} \quad (2.10)$$

$$\mathbf{B} = \mu(\omega)\mathbf{H} = \mu_0 (\mu'_r(\omega) + j\mu''_r(\omega)) \mathbf{H} \quad (2.11)$$

In dieser Arbeit wird stets angenommen, dass die Materialparameter in den Medien, in denen sich die Wellen ausbreiten, im gesamten Material konstant sind, was für Luft und viele Dielektrika in guter Näherung zutrifft [Van53]. Solche Medien heißen *homogen* [Mei04]. In einem homogenen und isotropen Material breiten sich elektromagnetische Wellen als Kugelwelle bzw. als ebene Welle, die (2.2) genügt, vom Ort der Emission bzw. Einkopplung aus.

Aufgrund der Wellenausbreitung in Dielektrika ist es mit Radar möglich, Objekte durch ein Dielektrikum, wie bspw. das Radom⁴ der Antenne oder eine Wand, hindurch zu detektieren. Dadurch lässt sich die Antenne gut schützen und Anwendungen wie die Detektion durch eine Verpackung hindurch werden möglich.

In Abbildung 2.5 ist die Dämpfung pro Länge einiger ausgewählter Dielektrika angegeben. Diese Werte wurden aus Daten, die in [AB85; CF94; Čen11] und [Van53] veröffentlicht wurden, berechnet. Während die Dämpfung der betrachteten Kunststoffe über den gesamten betrachteten Frequenzbereich von 1 GHz–80 GHz weniger als 0,5 dB/cm beträgt, gibt es zwischen den verschiedenen Glasarten deutliche Unterschiede. Die starke Dämpfung in Pappe bei hohen Frequenzen ist auf das enthaltene Wasser zurückzuführen.

2.3.2 Grenzflächeneffekte

Wie in Abschnitt 2.1 bereits erwähnt, beruht das Prinzip von Radar darauf, dass das gesendete Signal von Objekten, die sich im Strahlengang

⁴Als Radom wird eine Antennenabdeckung bezeichnet, welche die Antenne vor mechanischen Beschädigungen und Verschmutzung schützt.

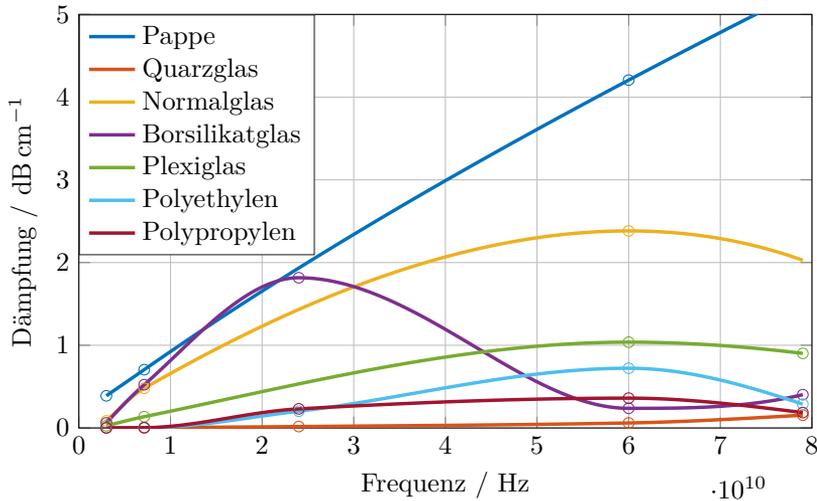


Abbildung 2.5: Dämpfung einer elektromagnetischen Welle bei 23 °C in ausgewählten Dielektrika. Datenpunkte interpoliert/extrapoliert mit kubischen Splines.

befinden, reflektiert wird. In diesem Abschnitt werden die dazu führenden Effekte an den Grenzflächen zweier Materialien mit unterschiedlichen Materialparametern erläutert. Diese lassen sich durch das Setzen entsprechender Randbedingungen mit Hilfe der Maxwellgleichungen herleiten [Sey05].

Trifft eine elektromagnetische Welle auf die Schichtgrenze zweier Medien, so kommt es zu zwei Effekten: ein Teil der Energie der Welle dringt in das Medium ein und breitet sich dort weiter als Welle aus, während der andere Teil aufgrund der Interaktion mit dem Medium an diesem gestreut wird. Dadurch entsteht an der Schichtgrenze eine rücklaufende Welle.

Die beiden Anteile lassen sich durch den Reflexionskoeffizienten Γ und den Transmissionskoeffizienten Δ , welche sich auf die elektromagnetische Feldstärke beziehen, beschreiben. Aufgrund der Energieerhaltung gilt

$$|\Gamma|^2 + |\Delta|^2 = 1, \quad (2.12)$$

wobei die beiden quadrierten Koeffizienten im Folgenden als Reflexions-

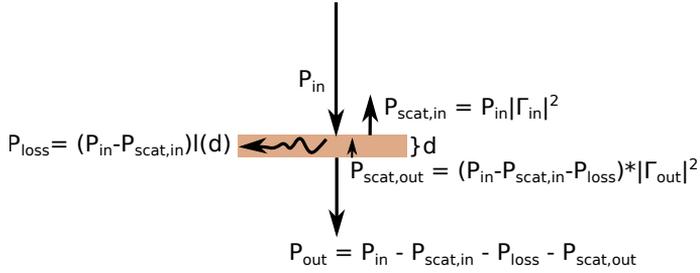


Abbildung 2.6: Aufteilung der Signalleistung beim Durchdringen eines Dielektrikums, wobei mit $l(d)$ der Verlust im Material der Dicke d bezeichnet wird.

und Transmissionsfaktor bezeichnet werden. Für die Schichtgrenze eines Dielektrikums und eines perfekten Leiters (engl. *perfect electric conductor*, PEC) mit der Leitfähigkeit $\kappa = \infty$ beträgt der Reflexionskoeffizient $\Gamma_{\text{PEC}} = -1$, d. h., es wird die gesamte einfallende Leistung reflektiert und das Signal erfährt einen Phasensprung um π . Für Schichtgrenzen zwischen Halbleitern und Dielektrika oder zweier Dielektrika mit unterschiedlicher Permittivität ist $|\Gamma| < 1$, d. h., ein Teil der Energie der Welle breitet sich im Material weiter als Welle aus und erfährt dort im Allgemeinen eine Dämpfung (vgl. Abschnitt 2.3.1). Die Anteile der Leistung einer EM-Welle, die beim Durchdringen eines Dielektrikums auf die verschiedenen Strahlengänge sowie auf die Materialverluste entfallen, sind in Abbildung 2.6 dargestellt.

Bezeichnet $\epsilon'_{r,1}$ den Realteil der relativen Permittivität des Dielektrikums, aus dem die Welle austritt und $\epsilon'_{r,2}$ die des Dielektrikums, in das die Welle eintritt, so gilt für senkrechten Welleneinfall der Zusammenhang [Fin13]

$$\Gamma = \frac{\sqrt{\epsilon'_{r,1}} - \sqrt{\epsilon'_{r,2}}}{\sqrt{\epsilon'_{r,1}} + \sqrt{\epsilon'_{r,2}}} \quad (2.13)$$

Je höher der Sprung der relativen Permittivität an der Schichtgrenze, desto mehr Leistung wird reflektiert. Für den Welleneinfall aus Luft in ein Dielektrikum mit höherer Permittivität ist in Abbildung 2.7 der Reflexionsfaktor in Abhängigkeit des Realteils der relativen Permittivität des Mediums, in das die Welle einfällt, dargestellt.

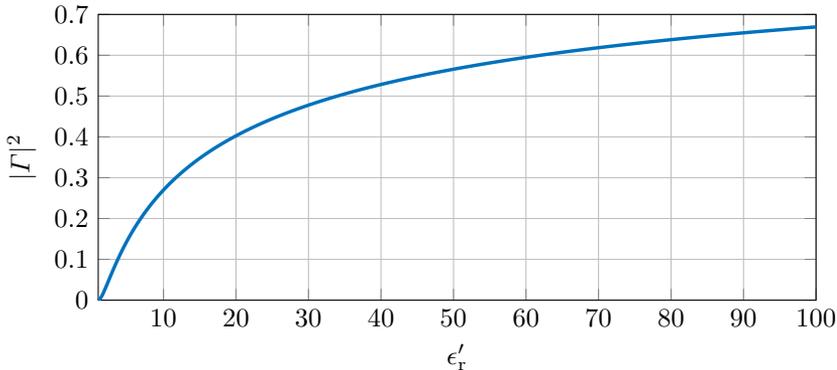


Abbildung 2.7: Auf die Energie bezogener Reflexionsfaktor $|\Gamma|^2$ für den Übergang von Luft in ein Dielektrikum in Abhängigkeit des Realteils der relativen Permittivität ϵ'_r .

Ist man daran interessiert, ein Objekt durch eine Verpackung hindurch zu detektieren, so wird der Anteil an Strahlungsleistung, der vom zu durchdringenden Medium reflektiert wird, im Vergleich zur Leistung der einfallenden Welle im Folgenden als *Transmissionsverlust* bezeichnet. In Abbildung 2.8 ist der Transmissionsverlust bei senkrechtem Welleneinfall aus Luft auf die Schichtgrenze einiger ausgewählter Dielektrika in Abhängigkeit der Frequenz dargestellt. Das Vorzeichen folgt der Konvention dieser Arbeit, dass Verluste in dB in Leistungsbilanzen zu subtrahieren sind. Zur Berechnung der Werte wurden Daten aus [AB85; CF94; Čen11; Van53] verwendet. Für den dargestellten Frequenzbereich zwischen 1 GHz und 80 GHz beträgt der Transmissionsverlust für Pappe, verschiedene Glasarten und Kunststoffe weniger als 1,4 dB.

Für die Evaluation einer Radaranwendung, bei der durch eine Verpackung hindurch detektiert werden soll, stellen der Transmissionsverlust und die Dämpfung im Material zusätzliche Verluste dar, die zu der mit Hilfe der Radargleichung (2.16) aufgestellten Leistungsbilanz hinzukommen.

Aufgrund der beschriebenen Reflexion elektromagnetischer Wellen an der Schichtgrenze zweier Dielektrika unterschiedlicher Permittivität oder an der Grenze von Dielektrikum und Leiter können mit einem Radar sowohl metallische, als auch dielektrische Gegenstände detektiert werden und

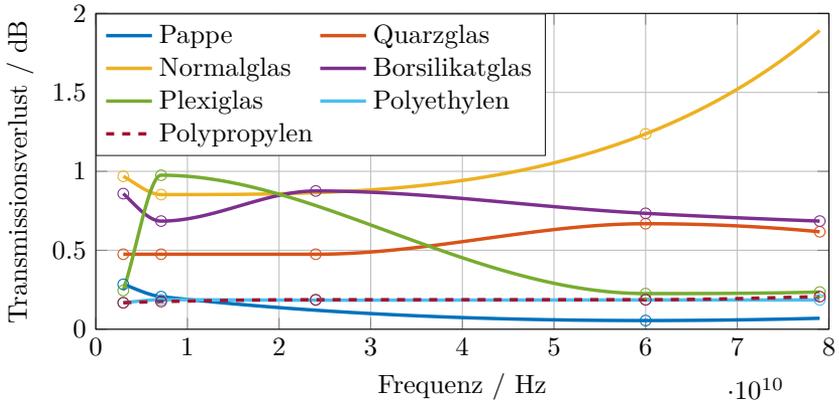


Abbildung 2.8: Transmissionsverlust relativ zur Leistung der einfallenden Welle in ausgewählten Dielektrika bei 23 °C. Datenpunkte interpoliert/extrapoliert mit kubischen Splines.

wegen der hohen relativen Permittivität von Wasser bei hohen Frequenzen (vgl. [Kaa89]) auch Lebewesen, die einen hohen Wassergehalt aufweisen.

2.3.3 Radarquerschnitt

Der Radarquerschnitt (RCS) eines Objekts gibt das Verhältnis der Strahlungsleistung der von diesem Objekt reflektierten Welle am Empfänger zur Strahlungsleistungsdichte der am Objekt einfallenden Welle an. Unter der Annahme, bei dem Objekt handle es sich um eine PEC-Kugel, beschreibt der RCS gerade die Oberfläche, die diese Kugel besitzen müsste [Sko08].

Formal ist der Radarquerschnitt unter der Voraussetzung ebener Wellen und einer definierten Ausrichtung des Objekts in Azimut und Elevation (Φ, Θ) definiert als [Sko08]

$$RCS(\Phi, \Theta) = \lim_{R \rightarrow \infty} 4\pi R^2 \frac{|\mathbf{E}_{\text{scattered}}(R, \Phi, \Theta)|^2}{|\mathbf{E}_{\text{incident}}(R, \Phi, \Theta)|^2}, \quad (2.14)$$

wobei R der Abstand vom Objekt ist und $\mathbf{E}_{\text{incident}}$ das durch das Radarsignal am Objekt erzeugte Feld. Das elektrische Feld des Echos ist

$E_{\text{scattered}}$. Zu beachten ist, dass die Winkel sich auf die Ausrichtung des Objekts relativ zur Achse Radar – Objekt beziehen.

Der Radarquerschnitt wird benötigt, um mit der Radargleichung eine Leistungsbilanz aufzustellen, mit der die Leistungsfähigkeit hinsichtlich der Zieldetektion abgeschätzt werden kann. Er hängt von einer Vielzahl unterschiedlicher Faktoren ab, insbesondere von

- Objektgeometrie,
- Material und Oberflächenbeschaffenheit,
- Ausrichtung des Objekts relativ zum Radar (engl. *aspect angle*),
- Wellenlänge,
- Polarisierung der einfallenden Welle,

wobei er im Allgemeinen zunimmt, wenn die elektrische Größe des Objekts (Objektgröße in Relation zur Wellenlänge) steigt. Bei komplexen Objektgeometrien entstehen aufgrund von Mehrfachreflexion zusätzlich Interferenzphänomene, die zur Fluktuation des RCS in Abhängigkeit der Wellenlänge führen. Außerdem fluktuiert der RCS stark in Abhängigkeit von der Ausrichtung des Objekts relativ zum Radar. Diese Fluktuation kann je nach Zielart 20 dB–30 dB betragen [Sko08].

Für PEC-Ziele mit einfacher Geometrie und einer Wellenlänge, die wesentlich kleiner als die Objektgröße ist, kann der maximale RCS analytisch berechnet werden, so z. B. für typische Testziele wie Kugel, Platte, Winkelreflektor oder Tripelspiegel (engl. *corner reflector*). Zu beachten ist, dass dieser maximale RCS im Allgemeinen nur für eine bestimmte Ausrichtung des Objekts gilt. Angaben des maximalen RCS für diese Objekte finden sich bspw. in [RSH10]. Bei der Kalibration mit einem Tripelspiegel muss folglich auf eine exakte Ausrichtung des Radars zum Tripelspiegel geachtet werden.

Ein interessantes Resultat für den RCS von Dielektrika beschreibt [Le 84]. Demnach kann der Radarquerschnitt RCS_{di} einer dielektrischen Scheibe bei Welleneinfall orthogonal zur Oberfläche der Scheibe aus dem Produkt des Radarquerschnitts einer PEC-Scheibe gleicher Geometrie und dem

Reflexionsfaktor $|T|^2$ des Dielektrikums (siehe Abschnitt 2.3.2) berechnet werden, falls die Scheibe elektrisch groß ist ($\lambda \ll$ Objektgröße):

$$RCS_{\text{di}} = RCS \cdot |T|^2 \quad (2.15)$$

Der RCS realer Ziele, wie bspw. Menschen oder Fahrzeugen, ist aufgrund deren komplexer geometrischer Formen, Oberflächenbeschaffenheiten und inhomogenen Materialien nicht analytisch berechenbar. Daher kommen in diesem Fall für die Bestimmung des RCS numerische Methoden oder Messungen zum Einsatz [Sko08].

2.4 Leistungsbetrachtung

Zur Bestimmung der maximalen Reichweite eines Radarsystems muss eine Leistungsbetrachtung durchgeführt werden. Die dazu benötigten Hilfsmittel sind die Radargleichung (zur Bestimmung der Empfangsleistung eines Echos) und das Signal-zu-Rauschleistungsverhältnis (SNR), dessen Wert die erreichbare Detektionsperformanz (vgl. Abschnitt 2.8) limitiert, dar. Diese werden in den folgenden beiden Abschnitten erläutert.

2.4.1 Radargleichung

Die Radargleichung stellt eine Leistungsbilanz dar, die zur Auslegung eines Radarsystems dient, da sie es ermöglicht, die von einem Ziel zurückgestreute Echoleistung am Radarempfänger abzuschätzen. Daraus kann das SNR berechnet werden, welches, wie in Abschnitt 2.8.1 dargestellt, entscheidend für die Entdeckungswahrscheinlichkeit eines Ziels und damit für die Reichweite des Radars ist⁵. Dazu müssen neben der mittleren Sendeleistung \bar{P}_t die Antennengewinne von Sende- und Empfangsantenne G_t und G_r , die Freiraumdämpfung sowie weitere Systemverluste L_S

⁵Unter Abwesenheit anderer Störsignale ist die während einer Messung empfangene Signalenergie des Echos in Bezug zur empfangenen Rauschenergie entscheidend für die Detektionswahrscheinlichkeit. Bei der Verwendung von Signalen mit einer konstanten Einhüllenden, was bei Radar nahezu ausschließlich der Fall ist, ist das Verhältnis der beiden Energien äquivalent zum Verhältnis der Leistungen. Daher wird im Folgenden diesbezüglich nicht weiter differenziert.

berücksichtigt werden. Weitere Systemverluste können bspw. aufgrund einer staubigen Umgebung, eines Radoms oder der Antennenzuleitungen entstehen. Die empfangene Echoleistung von einem Punktziel mit dem Radarquerschnitt RCS in einer Entfernung R ergibt sich damit zu [RSH10; Sko08; Cha14]

$$P_r = \frac{\bar{P}_t G_t G_r c^2 RCS}{(4\pi)^3 R^4 f^2 L_S}, \quad (2.16)$$

wobei f die Frequenz des Radarsignals ist. Um die Empfangsleistung bei fixer Frequenz zu steigern⁶, wodurch sich Detektion und Schätzung der Zielparameter verbessern, kann man demzufolge

- die Sendeleistung erhöhen,
- Antennen mit hohem Gewinn verwenden,
- die Systemverluste minimieren.

Da jedoch die äquivalente isotrope Strahlungsleistung

$$EIRP = \bar{P}_t G_t \quad (2.17)$$

durch die Regulierungsbehörden der einzelnen Länder begrenzt wird, bleiben letztlich die beiden Optionen, eine Empfangsantenne mit hohem Gewinn zu verwenden und die Systemverluste zu minimieren.

Handelt es sich bei dem beleuchteten Ziel nicht um ein Punktziel (Antennenkeule wesentlich breiter als Ziel), sondern um eine ausgedehnte Ebene wie eine Wand, deren Oberfläche die gesamte Antennenkeule orthogonal schneidet, so muss mit einer modifizierten Variante der Radargleichung gearbeitet werden [Ame12]:

$$P_r = \frac{\bar{P}_t G_t G_r c^2}{(4\pi)^2 (2R)^2 f^2 L_S} |\Gamma|^2 \quad (2.18)$$

Wie zu erkennen, ist P_r in diesem Fall proportional zu $1/R^2$ im Gegensatz zu $1/R^4$ in der Radargleichung für Punktziele (2.16). Falls die Ebene den

⁶Gemäß der Radargleichung könnte man zur Steigerung der Empfangsleistung auch die Frequenz reduzieren. Da die Antennengewinne jedoch ebenfalls von der Frequenz abhängen, würden sich diese bei Verwendung derselben Antennen dadurch ebenfalls reduzieren.

Hintergrund darstellt, der ausgeblendet werden soll, ist daher bei der Beleuchtung darauf zu achten, dass die Blickrichtung des Radars nicht orthogonal zu dieser Ebene ist, da die Empfangsleistung des Echos des Hintergrunds andernfalls sehr hoch ist. In Abhängigkeit des Materials der Fläche gewichtet der Reflexionsfaktor $|Γ|^2$ die reflektierte Leistung.

2.4.2 Signal-zu-Rauschleistungsverhältnis

Das relevante Signal-zu-Rauschleistungsverhältnis im Radarkontext versteht sich am Detektor gemessen und auf ein Ziel bezogen. Mit der Empfangsleistung aus (2.16) bzw. (2.18), der Rauschleistung P_n , dem Integrationsgewinn $G_{I,dB}$ (vgl. Abschnitt 2.7.2) sowie der Systemrauschzahl $F_{sys,dB}$ (vgl. Abschnitt 2.6.3) ergibt es sich zu:

$$SNR = 10 \log_{10} \left(\frac{P_r}{P_n} \right) + G_{I,dB} - F_{sys,dB} \quad (2.19)$$

Dominiert die thermische Leistung, so gilt

$$P_n \approx P_{th} = k_B T_{sys} B \quad (2.20)$$

mit der Boltzmannkonstante k_B , der Systemtemperatur T_{sys} und der Systembandbreite B .

Mit (2.16) bzw. (2.18) sowie (2.19) und (2.20) lässt sich ein Radarsystem hinsichtlich der erzielbaren Reichweite analysieren. Eine sehr allgemeine Reichweitenabschätzung, unter Berücksichtigung einer Vielzahl von Faktoren, ist in [Cha14] zu finden.

2.5 Signalmodell

Zur Analyse von Radarsystemen wird nun das in Abschnitt 2.1 vorgestellte Radarprinzip formalisiert. Dazu wird das unverrauschte Empfangssignal eines Empfangszugs⁷ im Bandpassbereich als Superposition der Echos

⁷Mehrere Empfangszüge werden bspw. für digitales *Beamforming* benötigt. Damit können mehrere Ziele in Azimut und/oder Elevation aufgelöst werden.

2 Grundlagen

und $h_{\text{RX}}(t)$ bezeichnet. Unter der Annahme ideal bandbegrenzter Signale und linearer Verstärker mit Verstärkungsfaktoren von Eins entsteht aus (2.21) der Zusammenhang

$$r(t) = \sum_{\zeta=1}^{N_z} e_{\text{BP}\zeta}(t) = \sum_{\zeta=1}^{N_z} b_{\zeta} s(t - \tau_{\zeta}(t)). \quad (2.24)$$

Dieser wird in der Arbeit verwendet, wenn die Nicht-Idealitäten des analogen Front-Ends und die Verstärkungsfaktoren nicht relevant sind, was für den Großteil der Betrachtungen der Fall ist. Der Ziel-Index ζ wird im Folgenden der Lesbarkeit halber weggelassen, wenn er nicht benötigt wird.

Da das überlagerte Rauschen – wie in Abschnitt 2.4.2 beschrieben – erst am Detektor relevant ist, wird es noch nicht im Bandpassbereich betrachtet, sondern erst dem Basisbandsignal zugeschlagen. Dies wird in Abschnitt 2.5.2 beschrieben.

Befinden sich Sender und Empfänger am selben Ort, so heißt das Radar *monostatisch*, andernfalls *bistatisch*. Bei einem monostatischen Radar, welches im Folgenden ausschließlich betrachtet wird, entspricht die Signallaufzeit der Zweiwegelaufzeit vom Radar zum Ziel und zurück. Unter Annahme einer linearen Zielkinematik gilt

$$\tau(t) = \frac{2R(t)}{c} = \frac{2}{c} (R_0 + v_r t) = \underbrace{\frac{2R_0}{c}}_{=\tau_R} + \underbrace{\frac{2v_r t}{c}}_{=\tau_D(t)}, \quad (2.25)$$

wobei $R(t)$ die Distanz des Ziels zum Zeitpunkt t und $R_0 = R(0)$ sowie v_r die Radialgeschwindigkeit des Ziels bzgl. des Radars ist. Die Zeitverzögerung besteht daher aus einem konstanten Anteil τ_R , der die Zielentfernung repräsentiert, sowie einem zeit-veränderlichen Anteil $\tau_D(t)$, der zu einer Dopplerverschiebung des Echos führt.

Die Dopplerfrequenz des Echos

$$f_D = -f \frac{2v_r}{c} \quad (2.26)$$

entsteht aufgrund der Relativgeschwindigkeit v_r in radialer Richtung (*Radialgeschwindigkeit*) zwischen Radar und Ziel. Gemäß (2.26) bedeutet eine

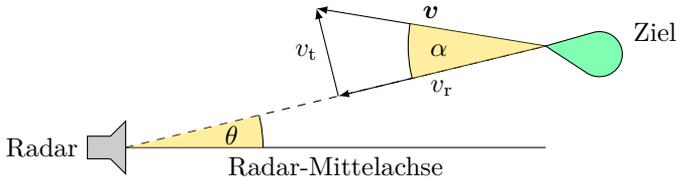


Abbildung 2.10: Geschwindigkeitsvektor sowie radiale und tangentielle Geschwindigkeitskomponente bezüglich des Radars.

positive Radialgeschwindigkeit, dass sich das Objekt vom Radar entfernt, und eine negative, dass es sich nähert. Die radiale Komponente der Geschwindigkeit erhält man ebenso wie die tangentielle Komponente v_t durch orthogonale Projektion des tatsächlichen Geschwindigkeitsvektors:

$$v_r = |\mathbf{v}| \cos \alpha \qquad v_t = |\mathbf{v}| \sin \alpha$$

Dabei ist α der Winkel zwischen der Bewegungsrichtung des Objekts und der Verbindungsgeraden vom Objekt zum Radar, wie in Abbildung 2.10 dargestellt. Eingezeichnet ist zudem der Azimut θ unter der Annahme, dass die Skizze als aus der Vogelperspektive betrachtet zu verstehen ist. Dieser versteht sich bezüglich der Radar-Mittelachse (engl. *boresight*) gemessen.

Die Amplitude b des Empfangssignals lässt sich unter der Annahme einer Wellenform mit konstanter Einhüllenden mit Hilfe der Radargleichung (2.16) folgendermaßen bestimmen:

$$b = \sqrt{P_r / \bar{P}_t} \qquad (2.27)$$

2.5.1 Messgrößen

Ein Radarempfänger beobachtet das Signal $\tilde{r}(t)$ aus (2.21) und bestimmt daraus Messgrößen der Zielparameter. Durch Messung der Zweiwegelaufzeit τ lässt sich mit (2.25) die Ziel-Entfernung

$$R = \frac{c\tau}{2} \qquad (2.28)$$

2 Grundlagen

bestimmen. Während eines kurzen Beobachtungszeitraums ist die Radialgeschwindigkeit des Ziels näherungsweise konstant. Dann kann auf ihren Wert mit (2.26) durch Bestimmung der Dopplerfrequenz aus dem Empfangssignal $\tilde{r}(t)$ geschlossen werden:

$$v_r = -\frac{\lambda f_D}{2} = -\frac{c f_D}{2f} \approx -\frac{c f_D}{2f_T}, \quad (2.29)$$

wobei man anhand von (2.26) erkennt, dass die Dopplerfrequenz linear mit der Signalfrequenz wächst. Daher verbessert sich die Schätzgenauigkeit für die Relativgeschwindigkeit, je größer die Trägerfrequenz der verwendeten Wellenform ist, da die Messkurve $f_D(v_r)$ dann steiler verläuft. Die Näherung in (2.29) gilt für modulierte Signale, deren Bandbreite maximal 10 % der Trägerfrequenz f_T beträgt [LM04, S. 5].

Unter der Annahme einer Wellenform normierter und konstanter Leistung hängt die aus (2.27) bestimmte unverrauschte Empfangsleistung

$$P_r = b^2 \quad (2.30)$$

via (2.16) u. a. vom Radarquerschnitt des Ziels ab und kann daher zu dessen Schätzung herangezogen werden. Für Energiesignale (Pulswellenformen) ist stattdessen die empfangene Energie auszuwerten. Aus (2.16) ist jedoch ersichtlich, dass für eine genaue Bestimmung des RCS viele Systemparameter des Radars, insbesondere auch Sendeleistung und Systemverluste genau bekannt sein müssen. Zudem wird die Distanz zum Ziel benötigt, welche a priori unbekannt ist und daher ebenfalls geschätzt werden muss. Da der RCS zudem – wie in Abschnitt 2.3.3 erläutert – stark von der Perspektive abhängt, unter der das Ziel beleuchtet wird, gestaltet sich eine genaue Bestimmung des RCS in der Praxis schwierig.

Weitere fundamentale Messgrößen, die mit einem Radar bestimmt werden können, sind die Einfallrichtung in Azimut und Elevation des Echosignals. Dies ist möglich, falls entweder die Antenne mechanisch rotiert wird, oder aber mehrere Empfangsantennen verwendet werden, welche je an einen Empfangszug angeschlossen sind. Dies wird in Abschnitt 5.9.3 für den Fall einer Sende- und zweier Empfangsantennen detailliert beschrieben. Das zur Anwendung kommende Verfahren zur Winkelbestimmung basiert auf einem Phasenvergleich der beiden Empfangssignale.

2.5.2 Signalmodell im äquivalenten Basisband

Die Analyse von Signalen und die Entwicklung von Algorithmen der digitalen Signalverarbeitung findet üblicherweise im äquivalenten Basisband mit komplexen Signaldarstellungen statt. Dies ist außerdem zweckmäßig, da bei äquidistanter Abtastung mit der Frequenz f_A des auf die Bandbreite B begrenzten äquivalenten Basisbandsignals die niedrigste Abtastrate gemäß des Abtasttheorems [Sha48]

$$f_A = 1/T_A > B \quad (2.31)$$

genügt, um es fehlerfrei rekonstruieren zu können [Sha49]. Dies reduziert die Rechenlast. Zu beachten ist, dass sowohl die Inphasen- als auch die Quadraturkomponente mit dieser Rate abgetastet werden müssen.

Aus dem unverstärkten reellen Sendesignal im Bandpassbereich

$$\begin{aligned} s(t) &= a(t) \cos(2\pi f_T t + \varphi(t)) \\ &= \underbrace{a(t) \cos(\varphi(t))}_{s_I(t)} \cos(2\pi f_T t) - \underbrace{a(t) \sin(\varphi(t))}_{s_Q(t)} \sin(2\pi f_T t) \end{aligned} \quad (2.32)$$

mit der Amplitude $a(t)$ und der Phase $\varphi(t)$ ergibt sich das äquivalente Basisbandsignal, welches im Radarkontext auch als *Wellenform* bezeichnet wird, zu

$$u(t) = s_I(t) + js_Q(t) = a(t)e^{j\varphi(t)}, \quad (2.33)$$

wobei $s_I(t)$ die Inphasen- und $s_Q(t)$ die Quadraturkomponente des Sendesignals sind. Damit gilt

$$s(t) = \operatorname{Re} \{ u(t) e^{j2\pi f_T t} \}. \quad (2.34)$$

Analog gilt für das äquivalente Basisbandsignal des Empfangssignals

$$e_\Sigma(t) \triangleq \sum_{\zeta=1}^{N_Z} e_\zeta(t) = r_I(t) + jr_Q(t) \Leftrightarrow r(t) = \operatorname{Re} \{ e_\Sigma(t) e^{j2\pi f_T t} \} \quad (2.35)$$

mit dem unverrauschten Echo eines Ziels im Basisband $e_\zeta(t)$. Dabei ist $r_I(t)$

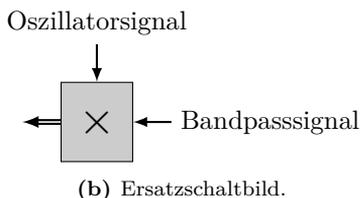
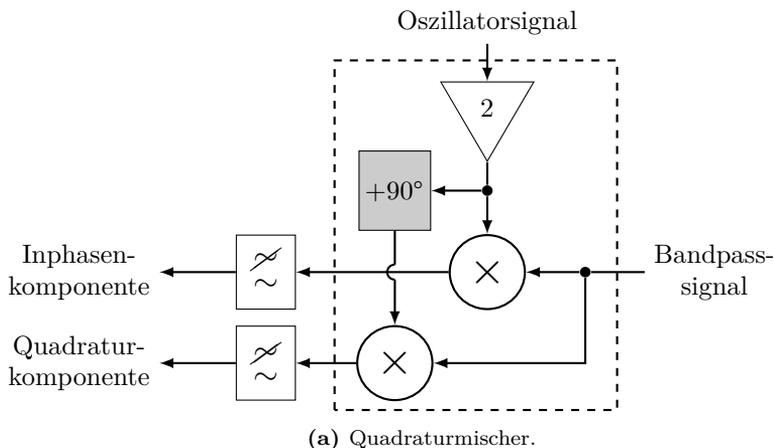


Abbildung 2.11: Quadraturmischer und Ersatzschaltbild. Der umrandete Bereich in (a) wird im Folgenden durch das Ersatzschaltbild (b) dargestellt.

die Inphasen- und $r_Q(t)$ die Quadraturkomponente des Empfangssignals

$$r(t) = r_I(t) \cos(2\pi f_T t) - r_Q(t) \sin(2\pi f_T t) .$$

Zur Umsetzung des Bandpasssignals ins äquivalente Basisbandsignal ist ein Quadraturmischer notwendig, der im Blockschaltbild in Abbildung 2.11a dargestellt ist. Die Tiefpassfilter seien ideal. Der Faktor 2 sorgt für die korrekte Skalierung der Amplituden. Zur kompakteren Darstellung wird der umrandete Bereich in Abbildung 2.11a im Folgenden durch das Ersatzschaltbild 2.11b ersetzt. Doppelpfeile kennzeichnen komplexe Signale.

Den Zielechos überlagert sich am Empfänger zusätzlich eine Realisierung $n(t)$ des komplexen Rauschprozesses $N(t)$, der im Allgemeinen aufgrund der Dominanz des thermischen Rauschens als mittelwertfreies weißes

Gaußsches Rauschen mit der Varianz $\sigma_n^2 = P_n \approx P_{\text{th}}$, vgl. (2.20), modelliert wird [Ric14]. Damit ergibt sich das analoge Basisbandsignal vor der Abtastung zu

$$z(t) = \sum_{\zeta=1}^{N_z} e_{\zeta}(t) + n(t) = r_{\text{I}}(t) + jr_{\text{Q}}(t) + n_{\text{I}}(t) + jn_{\text{Q}}(t), \quad (2.36)$$

wobei der Rauschprozess in Real- und Imaginärteil zerlegt wurde:

$$N(t) = N_{\text{I}}(t) + jN_{\text{Q}}(t) \quad (2.37)$$

Aufgrund der Unabhängigkeit der beiden Basisbandsignalfade des Empfängers und unter der Annahme, dass diese abgestimmt sind (I/Q-Gleichlauf), folgen Inphasen- und Quadraturkomponente des Rauschens unabhängig identisch verteilten Normalverteilungen

$$N_{\text{I}}(t) \sim \mathcal{N}\left(0; \frac{\sigma_n^2}{2}\right), \quad N_{\text{Q}}(t) \sim \mathcal{N}\left(0; \frac{\sigma_n^2}{2}\right)$$

und für die beiden Wahrscheinlichkeitsdichten gilt

$$f(n_{\text{I}}) = \frac{1}{\sqrt{\pi}\sigma_n} \exp\left\{-\frac{n_{\text{I}}^2}{\sigma_n^2}\right\}, \quad f(n_{\text{Q}}) = \frac{1}{\sqrt{\pi}\sigma_n} \exp\left\{-\frac{n_{\text{Q}}^2}{\sigma_n^2}\right\}.$$

In diesem Fall ist $N(t)$ zirkulärsymmetrisch normalverteilt mit der Varianz σ_n^2 und man schreibt

$$N(t) \sim \mathcal{CN}(0; \sigma_n^2). \quad (2.38)$$

Die Annahme der Zirkulärsymmetrie ist außerdem dadurch begründet, dass das Rauschen aufgrund der Kettenregel für das Gesamtrauschen eines Systems (2.53) durch den LNA dominiert wird und daher mit derselben Leistung auf Inphasen- und Quadraturkomponente zum Tragen kommt.

2.6 Radar-Transceiver Grundlagen

Dieser Abschnitt stellt grundlegende Radar-Transceiver-Architekturen sowie die wichtigsten damit verbundenen analogen Bauteile vor und

beschreibt deren relevante Eigenschaften. Das Wort *Transceiver* besteht aus einer Zusammensetzung der beiden Wörter *Transmitter* (Sender) und *Receiver* (Empfänger). Daher gliedern sich die Aufgaben des Transceivers in diese beiden Teilbereiche.

Sendeseitig ist die Umsetzung der Basisband-Radarwellenform $u(t)$ auf die Trägerfrequenz f_T (Hochmischen) sowie Filterung und Verstärkung des entstehenden hochfrequenten Signals $s(t)$ Aufgabe des Transceivers. Dadurch entsteht das Signal $\tilde{s}(t)$, welches über die Sendeantenne abgestrahlt wird.

Empfangsseitig bestehen folgende Aufgaben:

- Selektion des Bandes, in dem das Echosignal $\tilde{r}(t)$ erwartet wird sowie Unterdrückung von Außerband-Einstrahlung durch Filterung
- Rauscharme Verstärkung des herausgefilterten HF-Signals
- Umsetzung des verstärkten HF-Signals $r(t)$ in das dazu äquivalente Basisbandsignal $e_\Sigma(t)$ (Heruntermischen)
- Digitalisierung des verrauschten Basisbandsignals $z(t)$
- Vorverarbeitung des digitalisierten Basisbandsignals

Um Phase und Frequenz des empfangenen Echosignals zu messen, wird dieses mit dem Referenzsignal des Oszillators verglichen. Ein Radar, das in der Lage ist, die Phase in Bezug zu einer bekannten Referenz zu messen, wird als kohärentes Radar bezeichnet [RSH10].

Empfänger können einstufig (homodyn) oder mehrstufig (heterodyn) ausgelegt werden, was sich auf die Anzahl an Frequenzumsetzungen bezieht. Der vorliegende Abschnitt 2.6 beschränkt sich auf einstufige Empfänger, bei denen die Frequenzumsetzung direkt ins komplexe Basisband erfolgt.

2.6.1 Matched-Filter-Transceiver

Der Matched-Filter-Transceiver ist universell für jede Wellenform einsetzbar. Er ist in homodyner Architektur im Blockschaltbild in Abbildung 2.12 dargestellt. Es folgt die Beschreibung des Transceivers in komplexer Signaldarstellung.

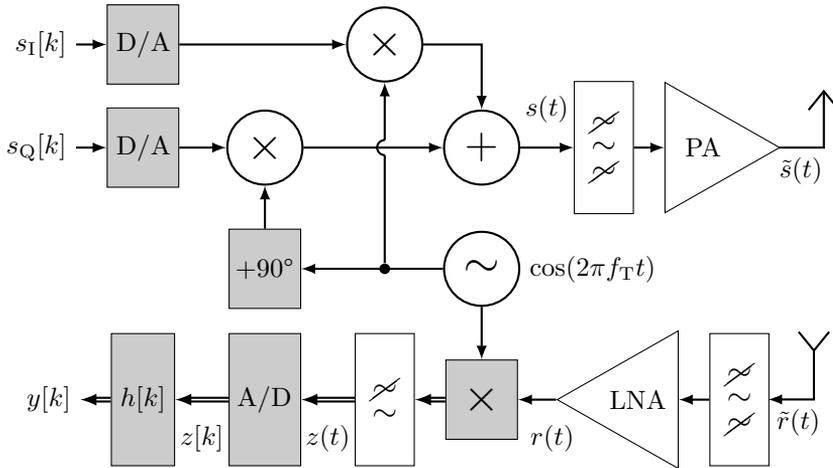


Abbildung 2.12: Transceiver mit homodynem Empfänger und digitalem Matched-Filter.

Die digital erzeugte Wellenform $u[k] = s_I[k] + js_Q[k]$ wird zunächst digital-analog gewandelt. Daraufhin folgt das Mischen⁹ mit dem hochfrequenten Trägersignal des Lokaloszillators (LO), um das Sendesignal im Bandpassbereich $s(t)$ zu erzeugen, vgl. (2.32). Dieses wird anschließend bandpassgefiltert, um die vom Regulierer vorgegebene spektrale Maske zu erfüllen, und danach verstärkt, um die erforderliche Ausgangsleistung zu erzeugen. Die hinsichtlich der Verstärker bestehende Problematik wird im Abschnitt 2.6.3 erläutert.

Empfangsseitig erfolgt nach Bandpassfilterung und rauscharmer Verstärkung das Heruntermischen ins äquivalente Basisband mittels eines Quadraturmischers gemäß Abbildung 2.11a. Damit ergibt sich aus (2.36) mit

⁹Ist das Basisbandsignal wie hier komplex, so wird dazu ein Quadraturmischer mit getrennten Zweigen für Inphasen- und Quadraturkomponente implementiert, siehe [Jon11; Ric14].

2 Grundlagen

(2.24) und (2.34) für $N_Z = 1$:

$$\begin{aligned}
 z(t) &= r_I(t) + jr_Q(t) + n(t) \\
 &= h_{\text{TP}}(t) * (r(t) \cdot 2e^{-j2\pi f_T t}) + n(t) \\
 &\stackrel{(2.24)}{=} h_{\text{TP}}(t) * (2bs(t - \tau(t))e^{-j2\pi f_T t}) + n(t) \\
 &\stackrel{(2.34)}{=} h_{\text{TP}}(t) * \left(2b\text{Re} \left\{ u(t - \tau(t))e^{j2\pi f_T (t - \tau(t))} \right\} e^{-j2\pi f_T t} \right) + n(t)
 \end{aligned}$$

Mit $\text{Re}\{u\} = (u + u^*)/2$ sowie (2.25) und (2.26) folgt

$$\begin{aligned}
 z(t) &= h_{\text{TP}}(t) * b \left(u(t - \tau(t))e^{-j2\pi f_T \tau_R} e^{j2\pi f_D t} \right. \\
 &\quad \left. + u^*(t - \tau(t))e^{-j2\pi((2f_T + f_D)t - f_T \tau_R)} \right) + n(t). \quad (2.39)
 \end{aligned}$$

Der Tiefpass $h_{\text{TP}}(t)$ sorgt einerseits für die Unterdrückung des Terms bei der doppelten Trägerfrequenz und andererseits für die Bandbegrenzung zur Einhaltung des Abtasttheorems (2.31) bei der folgenden A/D-Wandlung. Folglich muss für die Grenzfrequenz seines Durchlassbereichs

$$f_g > B/2 + \max(|f_{D_{\min}}|, |f_{D_{\max}}|)$$

gelten und der Sperrbereich muss spätestens bei

$$f_s < \min(2f_T - B/2 + f_{D_{\min}}, f_A)$$

mit $f_A > B + \max(|f_{D_{\min}}|, |f_{D_{\max}}|)$ beginnen. Damit folgt aus (2.39)

$$\begin{aligned}
 z(t) &= bu \left(t \left(1 - \frac{2v_r}{c} \right) - \frac{2R_0}{c} \right) e^{-j2\pi f_T \frac{2R_0}{c}} e^{j2\pi(-f_T \frac{2v_r}{c})t} + n(t) \\
 &\approx bu \left(t - \frac{2R_0}{c} \right) e^{-j2\pi f_T \frac{2R_0}{c}} e^{j2\pi(-f_T \frac{2v_r}{c})t} + n(t), \quad (2.40)
 \end{aligned}$$

wobei die Approximation unter der Annahme $\frac{2v_r}{c} \ll 1$ gilt. Das Basisbandsignal am Empfänger ist demnach eine in der Amplitude skalierte, zeitverzögerte, in der Phase gedrehte und um die Dopplerfrequenz verschobene Version der vom Sender erzeugten Basisband-Wellenform.

Mit der Abtastrate $f_A = 1/T_A$ gilt für das abgetastete Basisbandsignal

unter der Annahme eines Ziels

$$z[k] = e[k] + n[k] = e(kT_A) + n(kT_A) = z(kT_A). \quad (2.41)$$

Für die weitere Betrachtung ist das unverrauschte Echosignal $e[k]$ sowie der additive weiße komplexe Rauschprozess mit der Verteilung (2.38) und der Realisierung $n[k]$ relevant.

Beim Matched-Filter (MF) handelt es sich um ein lineares, zeitinvariantes Filter [Jon11]. Im Folgenden habe es die kausale Impulsantwort $h[k]$, womit sich die diskrete Filterung des verrauschten Empfangssignals als

$$y[k] = (h * z)[k] = (h * (e + n))[k] = \sum_{m=0}^{K-1} (e[m] + n[m]) h[k - m] \quad (2.42)$$

mit der Länge der Wellenform in Samples K , schreiben lässt. Ziel dieser Filterung ist die Maximierung des SNR am Filterausgang

$$SNR[k_0] = \frac{|(h * e)[k_0]|^2}{|(h * n)[k_0]|^2} \quad (2.43)$$

zum beliebigen, aber festen Zeitpunkt k_0 , falls am Eingang die erwartete Wellenform anliegt. Dadurch wird in additivem weißen Gaußschen Rauschen die Detektionswahrscheinlichkeit maximiert, welche nur von der Energie der verwendeten Wellenform abhängt und nicht von deren konkretem Verlauf [LM04; Ric14]. Damit $h[k]$ ein kausales Filter ist, muss $k_0 \geq K - 1$ gelten, vgl. (2.42).

Die Maximierung von (2.43) lässt sich im Frequenzbereich mittels der Cauchy-Schwarz-Ungleichung [Bro05] durchführen [Jon11; Ric14]. Mit (2.41) und (2.40) erhält man damit als Impulsantwort des Matched-Filters:

$$h[k] = V e^*[-k + k_0] \quad (2.44)$$

$$= \begin{cases} V u^* ((k_0 - k)T_A - \tau_R) e^{j2\pi(f_T \tau_R - f_D (k_0 - k)T_A)}, & 0 \leq k \leq K \\ 0, & \text{sonst} \end{cases}$$

Dabei ist $V \in \mathbb{R}$ ein beliebiger reeller Vorfaktor. Das Maximum am

Ausgang des Matched-Filters (2.44) für das Signal aus (2.40) mit der Zweiwegelaufzeit τ_R und einer Dopplerverschiebung von f_D entsteht zum Zeitpunkt $k = k_0$. Üblich ist es, das MF so auszulegen, dass es für $\tau_R = 0$ gerade kausal ist, was sich aus (2.44) für $\tau_R = 0$ und $k_0 = K - 1$ ergibt:

$$h_0[k] = \begin{cases} Vu^* ((K - 1 - k)T_A) e^{-j2\pi f_D (K-1-k)T_A}, & 0 \leq k \leq K \\ 0, & \text{sonst} \end{cases} \quad (2.45)$$

Das Maximum am Ausgang des Filters (2.45) für ein Signal mit der Zweiwegelaufzeit τ_R und der Dopplerverschiebung f_D entsteht zum Zeitpunkt¹⁰ $k_{\max} = \lfloor K - 1 + \tau_R/T_A + 0,5 \rfloor$. Durch Schätzung der Position des Maximums kann daher die Entfernung des Ziels bestimmt werden. Für eine von f_D abweichende Dopplerverschiebung ist das MF nicht angepasst. Daher wird (2.45) auch als Doppler-Matched-Filter bezeichnet.

Eine anschauliche Interpretation des MF lässt sich anhand des Frequenzgangs (nun ohne Doppler) $H_0[n] = VU^*[n]e^{-j2\pi n(K-1)/K}$ geben: Das MF gewichtet das Signal entsprechend seines Frequenzgangs. Dies führt zur Maximierung des SNRs zum Zeitpunkt k_{\max} [LM04, S. 25]. Bei mangelnder Doppleranpassung (engl. *Doppler mismatch*) liegt das Spektrum des Empfangssignals nicht exakt im Durchgangsbereich des Filters.

2.6.2 Stretch Processor

Beim *stretch processor* (SP), der erstmals in [Cap71] vorgeschlagen wurde, handelt es sich um eine spezielle Empfängerarchitektur für linear frequenzmodulierte und schrittweise frequenzcodierte Wellenformen (siehe Kapitel 3). Für diese stellt er eine Implementierung des MF dar [Ric14]. Im Gegensatz zum MF-Empfänger, der in Abschnitt 2.6.1 beschrieben wird, ist der SP daher nicht für jede beliebige Wellenform geeignet.

Wie der MF-Empfänger, so kann auch der *stretch processor* sowohl einzeln als auch mehrstufig aufgebaut werden. Eine grundlegende einstufige Architektur des SPs ist im Blockschaltbild in Abbildung 2.13 dargestellt. Ein

¹⁰Da im Allgemeinen $\tau_R \neq nT_A$ mit $n \in \mathbb{N}$, wird das Maximum meist nicht exakt abgetastet. Durch Überabtastung lässt sich der entstehende SNR-Verlust verringern.

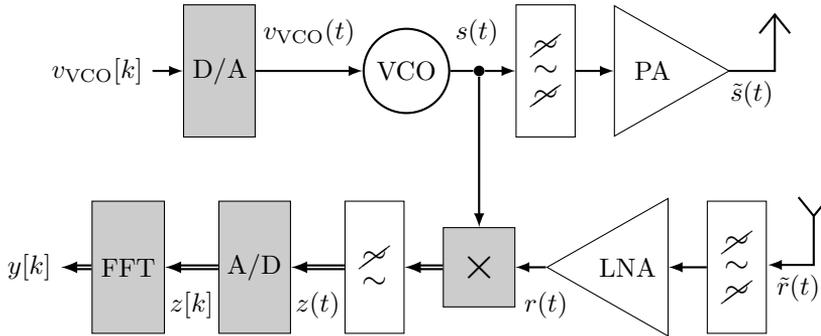


Abbildung 2.13: *Stretch processor* mit digitalem FFT-Prozessor im Blockschaltbild.

linearer spannungsgesteuerter Oszillator (engl. *voltage controlled oscillator*, VCO) besitzt die Übertragungsfunktion

$$f(v_{\text{VCO}}(t)) = K_{\text{VCO}} v_{\text{VCO}}(t) + f_{\text{T}}$$

mit dem reellen Faktor K_{VCO} der Einheit Hz/V. Wird dieser mit dem während $0 \leq t \leq T_c$ linearen Signal $v_{\text{VCO}}(t)$ angesteuert, so erzeugt er das reelle linear frequenzmodulierte Bandpasssignal

$$\begin{aligned} s(t) &= \cos\left(2\pi \int_0^t (K_{\text{VCO}} v_{\text{VCO}}(\tilde{t}) + f_{\text{T}}) d\tilde{t} + \varphi_0\right), \quad 0 \leq t \leq T_c \\ &= \cos\left(2\pi \int_0^t \left(\frac{B}{T_c} \tilde{t} + f_{\text{T}}\right) d\tilde{t} + \varphi_0\right) \\ &= \cos\left(\underbrace{\pi \frac{B}{T_c} t^2 + 2\pi f_{\text{T}} t + \varphi_0}_{=\varphi_{\text{LFM}}(t)}\right) \end{aligned} \quad (2.46)$$

mit der Bandbreite B , der Startfrequenz f_{T} und der Dauer einer Frequenzrampe (engl. *chirp*) T_c . Es folgen ebenso wie beim MF-Transceiver im vorigen Abschnitt 2.6.1 Bandpassfilterung und Leistungsverstärkung gemäß (2.22) zur Erzeugung des Sendesignals $\tilde{s}(t)$.

Wird ein Ziel beleuchtet, so gilt für das unverrauschte Empfangssignal $r(t)$ am Eingang des Mischers unter idealisierten Annahmen hinsichtlich

2 Grundlagen

der Verstärker und Filter mit (2.24) und (2.46):

$$\begin{aligned}
 r(t) &= bs(t - \tau(t)) \\
 &= b \cos(\varphi_{\text{LFM}}(t - \tau(t))) \\
 &= \operatorname{Re} \left\{ b e^{j\varphi_{\text{LFM}}(t - \tau(t))} \right\} \\
 &= \frac{b}{2} \left(e^{j\varphi_{\text{LFM}}(t - \tau(t))} + e^{-j\varphi_{\text{LFM}}(t - \tau(t))} \right)
 \end{aligned} \tag{2.47}$$

Sollen positive von negativen Frequenzverschiebungen unterschieden werden können, so muss das Signal aus (2.47) mit einem Quadraturmischer, dessen Oszillatorsignal das modulierte Signal des VCO $s(t)$ ist, ins Basisband gemischt werden. Interessiert nur das einseitige Spektrum, so genügt ein reeller Mischer. Das Mischen mit dem linear modulierten Sendesignal und die anschließende Filterung mit einem idealen Tiefpass mit der Impulsantwort $h_{\text{TP}}(t)$ stellt den Kern des SP dar und kann im Komplexen folgendermaßen dargestellt werden:

$$\begin{aligned}
 z(t) &= h_{\text{TP}}(t) * \\
 &= \left[\frac{b}{2} \left(e^{j\varphi_{\text{LFM}}(t - \tau(t))} + e^{-j\varphi_{\text{LFM}}(t - \tau(t))} \right) \cdot 2e^{-j\varphi_{\text{LFM}}(t)} \right] + n(t) \\
 &= b e^{j(\varphi_{\text{LFM}}(t - \tau(t)) - \varphi_{\text{LFM}}(t))} + n(t) \\
 &= \underbrace{b e^{-j\left(2\pi \frac{B}{T_c} \tau(t) t - \pi \frac{B}{T_c} \tau^2(t) + 2\pi f_T \tau(t)\right)}}_{=e(t)} + n(t)
 \end{aligned} \tag{2.48}$$

Mit (2.25) lassen sich bei genauerer Betrachtung der Phase des unverrauschten Basisbandsignals $e(t)$ aus (2.48)

$$\begin{aligned}
 \angle e(t) &= 2\pi \left[\underbrace{\left(-\frac{B}{T_c} \frac{2R_0}{c} \right)}_{f_R} \underbrace{\left(-\frac{2f_T v_r}{c} \right)}_{f_D} + \frac{4BR_0 v_r}{c^2 T_c} \right] t \\
 &\quad - \left(\frac{2v_r B}{c T_c} \underbrace{\left(1 - \frac{v_r}{c} \right)}_{\approx 1} \right) t^2 - \frac{2f_T R_0}{c} + \frac{2R_0^2 B}{c^2 T_c} \Bigg], \quad 0 \leq t \leq T_c
 \end{aligned} \tag{2.49}$$

konstante sowie linear und quadratisch von der Zeit abhängige Terme

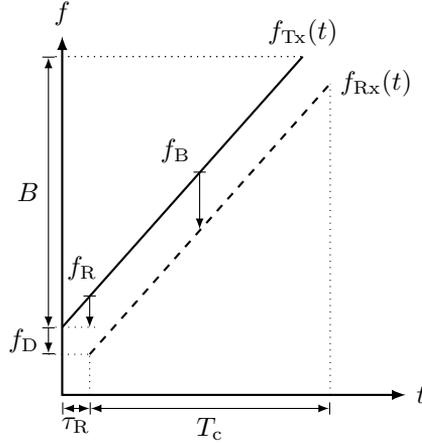


Abbildung 2.14: Zusammenhänge zwischen gesendeter und empfangener Frequenzrampe bei linearer Frequenzmodulation.

erkennen. In (2.49) ist f_R eine entfernungsabhängige Frequenz. Vernachlässigt man die Terme mit dem Quadrat der Lichtgeschwindigkeit im Nenner, und wendet die Schmalbandnäherung $B \ll f_T$ an, so vereinfacht sich (2.49) zu [Kro14, S. 34]

$$\begin{aligned} \angle e(t) &\approx 2\pi \left[\underbrace{\left(-\frac{B}{T_c} \frac{2R_0}{c} \right)}_{f_R} \underbrace{- \frac{2f_T v_r}{c}}_{f_D} t - \underbrace{\frac{2f_T R_0}{c}}_{\varphi_0} \right] \\ &= 2\pi \left(\underbrace{(f_R + f_D)}_{=f_B} t + \varphi_0 \right), \quad 0 \leq t \leq T_c, \end{aligned} \quad (2.50)$$

da mit der Schmalbandnäherung während der kurzen Dauer des Chirps

$$\frac{2v_r B}{cT_c} t \leq \frac{2v_{r\max} B}{c} = -\frac{f_{D\min} B}{f_T} \approx 0$$

gilt. In (2.50) ist f_B die sogenannte *Beatfrequenz*. Eine anschauliche Darstellung der Zusammenhänge zwischen gesendeter und empfangener Frequenzrampe ist in Abbildung 2.14 gegeben.

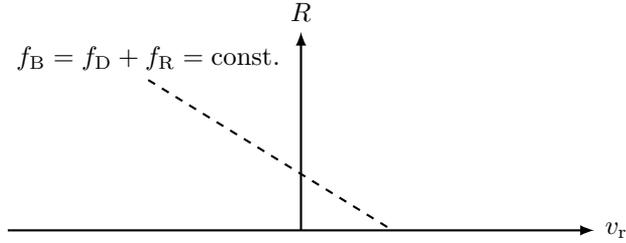


Abbildung 2.15: Die gestrichelte Linie repräsentiert die möglichen Kombinationen von Entfernungen und Radialgeschwindigkeiten, die zur selben Beatfrequenz führen.

Im Transceiver gemäß Abbildung 2.13 folgt anschließend die Abtastung des Signals mit der Phase (2.50) gemäß (2.41). Durch Schätzung der Beatfrequenz mittels der schnellen Fouriertransformation (engl. *fast Fourier transform*, FFT) ergibt sich somit eine mehrdeutige Messung von Entfernung und Geschwindigkeit, welche in einem linearen Zusammenhang stehen. Dies wird als *range-Doppler coupling* (RDC) bezeichnet und lässt sich im sog. R/v -Diagramm darstellen. Dies ist schematisch in Abbildung 2.15 dargestellt. Zur Auflösung der Mehrdeutigkeit existieren verschiedene Erweiterungen zur einfachen linearen Frequenzrampe, einige davon werden in Kapitel 3 erläutert.

Die maximale Signalbandbreite des Basisbandsignals aus (2.48) lässt sich mit (2.50) für gegebene Systemparameter sowie minimale und maximale Entfernungen und Geschwindigkeiten im betrachteten Szenario folgendermaßen abschätzen:

$$\begin{aligned}
 B_{\text{SP, BB}} &= f_{\text{B, max}} - f_{\text{B, min}} \\
 &= \frac{2}{c} \left(f_{\text{T}} (v_{\text{r, max}} - v_{\text{r, min}}) + \frac{B}{T_{\text{c}}} (R_{\text{max}} - R_{\text{min}}) \right) \quad (2.51)
 \end{aligned}$$

2.6.3 Verstärker

Verstärker sind essenzielle Bestandteile eines jeden Radarsystems. Generell unterscheidet man zwischen Leistungsverstärkern (engl. *power amplifier*,

PA) und rauscharmen Verstärkern (engl. *low noise amplifier*, LNA).

Die Aufgabe eines Leistungsverstärkers ist es, das erzeugte Sendesignal im Bandpassbereich auf die angestrebte Ausgangsleistung zu verstärken, welche je nach Anwendung von einigen Milliwatt bis hin zu mehreren Megawatt betragen kann [Ric14]. Das wichtigste Merkmal dabei ist die Effizienz

$$\eta_{\text{amp}} = \frac{\bar{P}_t}{P_{\text{in}}} \quad (2.52)$$

des Verstärkers mit der Eingangsleistung P_{in} [RSH10].

Dahingegen werden rauscharme Verstärker als erste Verstärkerstufe am Empfänger eingesetzt, um das empfangene – oftmals sehr schwache – Echosignal vorzuverstärken. Gemäß der Friis-Formel hat der erste Verstärker einer Kette von Verstärkern den größten Einfluss auf das resultierende SNR, daher ist hierbei die wichtigste Eigenschaft eine möglichst rauscharme Verstärkung. Die Rauschzahl des Gesamtsystems berechnet sich gemäß dieser Formel zu

$$F_{\text{sys,dB}} = 10 \log_{10} \left(F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \right), \quad (2.53)$$

wobei F_i der Rauschfaktor und G_i der Gewinn der jeweiligen Stufe ist [Cha14].

Im Folgenden wird der Leistungsverstärker betrachtet. Wie in Abschnitt 2.4.1 erläutert, ist die während einer Messung empfangene Signalenergie in Bezug zur Rauschenergie entscheidend für die Detektionswahrscheinlichkeit des Radars. Um diese Energie zu maximieren, ist es erstrebenswert, das Signal während der gesamten Sendedauer mit maximaler Leistung zu senden, was ein Signal mit konstanter Einhüllenden voraussetzt.

Signale mit konstanten Einhüllenden erlauben zudem die Verwendung von nicht-linearen Verstärkern. Demgegenüber benötigt man, falls das Signal eine Amplitudenmodulation besitzt, lineare Verstärker, da eine nicht-lineare Verstärkerkurve in diesem Fall zu Intermodulationsprodukten führen würde [Mei04, S. F29].

Analoge Transistorverstärker werden gemäß ihrer Beschaltung in Klassen eingeteilt. Während Verstärker der Klasse A über einen sehr großen linearen Bereich verfügen, existiert bei Verstärkern der Klasse C nur ein sehr kleiner und auch nur näherungsweise linearer Bereich [Mei04, S. F12]. Verstärker der Klasse A erreichen nach [Mei04, S. F9] allerdings nur einen Wirkungsgrad von bis zu 20 %, solche der Klasse C jedoch einen von bis zu 70 %.

Um den Leistungsverbrauch bei maximaler Beleuchtungsenergie zu minimieren, werden daher in Radarsystemen vorwiegend Verstärker der Klasse C in Verbindung mit Wellenformen, die eine konstante Einhüllende besitzen, verwendet.

2.7 Detektion

Als Teil der digitalen Radarsignalverarbeitung analysiert der Detektor die vorverarbeiteten digitalisierten Werte $y[k]$ des Empfangssignals im Basisband $z(t)$. Die Frequenzumsetzung ins Basisband geschieht im analogen Front-End, wie in Abbildung 2.16 dargestellt.

Die Aufgabe des Detektors besteht darin, zu entscheiden, ob das Empfangssignal (2.21) ein Zielecho enthält oder ob es lediglich aus Störsignalen besteht. Die Störsignale, welche die Detektion erschweren, sind (vgl. [RSH10, S. 25f] und [Ric14, S. 17ff]) insbesondere:

- Thermisches Rauschen
- Funkelrauschen
- $1/f$ -Rauschen
- Eigeninterferenz
- Externe Interferenz
- Clutter (Echos aus der Umgebung und nicht von den gesuchten Zielen)

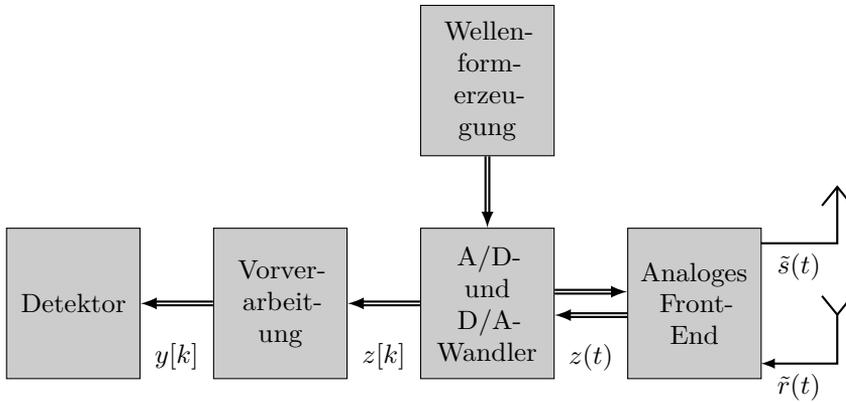


Abbildung 2.16: Eingangssignal des Detektors $y[k]$ ist das abgetastete Empfangssignal im Basisband $z[k]$ nach Vorverarbeitung durch Filterung, Fensterung und weiteren Algorithmen.

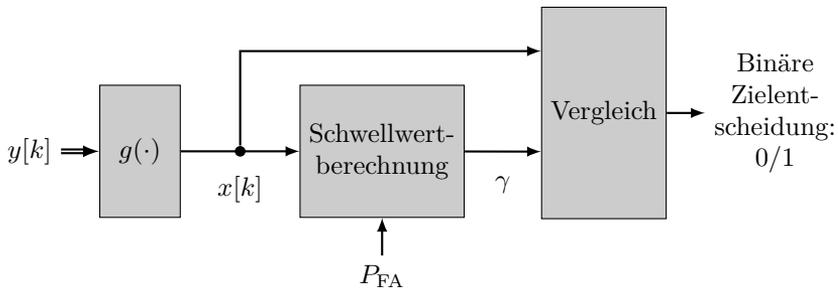


Abbildung 2.17: Allgemeiner Aufbau eines Detektors.

Der allgemeine Aufbau eines Detektors ist in Abbildung 2.17 dargestellt.

Es sei $y[k]$ das vorverarbeitete Empfangssignal, dem die Störung $V(n[k])$ mit der Vorverarbeitung $V(\cdot)$ überlagert ist. Dieses wird zunächst mittels einer Abbildungsvorschrift $g(\cdot)$ auf die *Entscheidungsgröße*

$$x[k] = g(y[k]) \quad (2.54)$$

abgebildet. Anhand dieser Größe wird pro Sample $x[k]$ die Entscheidung zwischen den beiden Hypothesen

- H_0 : Kein Echo, also nur Störungen im Signal (d. h. Objekt nicht präsent),
- H_1 : Echo (und Störungen) im Signal (d. h. Objekt präsent)

durch einen Hypothesentest gefällt. Aufgrund der Entscheidung pro Sample besitzt der Detektor die Fähigkeit, mehrere Ziele in einem Signal zu entdecken. Die Ergebnisse einer jeden Entscheidung können sein:

- E_0 : Es wurde *kein* Objekt entdeckt
- E_1 : *Ein* Objekt wurde entdeckt

Nun lassen sich die Detektionswahrscheinlichkeit $P_D = P(E_1|H_1)$ und die Falschalarmwahrscheinlichkeit $P_{FA} = P(E_1|H_0)$ definieren, welche sich mit Hilfe der zugehörigen bedingten Wahrscheinlichkeitsdichten für x und des Entscheidungsgebiets \mathfrak{A}_1 ausdrücken lassen als

$$P_D = \int_{\mathfrak{A}_1} f_X(x|H_1) dx \quad (2.55)$$

und

$$P_{FA} = \int_{\mathfrak{A}_1} f_X(x|H_0) dx. \quad (2.56)$$

Das Ziel eines guten Detektordesigns besteht darin, die Detektionswahrscheinlichkeit (2.55) zu maximieren, während die Falschalarmwahrscheinlichkeit (2.56) minimiert wird. Das Dilemma dabei ist, dass die beiden

Wahrscheinlichkeiten durch das gemeinsame Entscheidungsgebiet \mathfrak{X}_1 gekoppelt sind. Bei unveränderter Signalverarbeitung und festen Systemparametern zieht demnach eine Erhöhung der Detektionswahrscheinlichkeit immer auch eine Erhöhung der Falschalarmwahrscheinlichkeit nach sich und umgekehrt [Ric14]. Eine Methode zur Bestimmung des Entscheidungsgebiets liefert das Lemma von Neyman und Pearson, das im folgenden Abschnitt erläutert wird.

2.7.1 Neyman-Pearson-Detektor

Der Neyman-Pearson-Detektor ist eine Entscheidungsregel für den in Abschnitt 2.7 beschriebenen Hypothesentest, welche die Detektionswahrscheinlichkeit maximiert unter der Randbedingung, dass eine vorgegebene Falschalarmwahrscheinlichkeit nicht überschritten wird. Sie ist für theoretische Betrachtungen die Referenz im Radarkontext [Ric14]. Bei der Neyman-Pearson-Entscheidungsregel handelt es sich um den *likelihood ratio test*

$$L(x) = \frac{f_X(x|H_1)}{f_X(x|H_0)} \underset{H_0}{\underset{H_1}{\gtrless}} \Lambda \quad (2.57)$$

der mittels der Methode der Lagrange-Multiplikatoren aus (2.55) und (2.56) mit der noch zu bestimmenden Schwelle Λ hergeleitet wird [Kay98]. Diese lässt sich bei bekannter Störstatistik (Wahrscheinlichkeitsdichte der Störsignale) auf Basis der vorgegebenen Falschalarmwahrscheinlichkeit mit (2.56) bestimmen [Ric14]. Dies ist zugleich der entscheidende Nachteil des Neyman-Pearson-Detektors: Er benötigt a priori Wissen über das Störsignal (Verteilung sowie Parameter, bspw. die Rauschleistung bei mittelwertfreiem AWGN).

Praktisch wird (2.57) so umgeformt, dass direkt die Entscheidungsgröße $x[k]$ mit einer Schwelle verglichen werden kann, was dann möglich ist, wenn es sich bei der Entscheidungsgröße um eine *suffiziente Statistik*¹¹

¹¹Für die in dieser Arbeit auftretenden Wahrscheinlichkeitsdichten ist dies stets der Fall. Die Existenz einer suffizienten Statistik im Allgemeinen geht über den Rahmen dieser Arbeit hinaus und wird daher nicht untersucht.

handelt [Ric14, S. 300]:

$$f(A) = \gamma \Rightarrow x[k] \underset{H_0}{\overset{H_1}{\gtrless}} \gamma[k] \quad (2.58)$$

In Abhängigkeit von der Funktion $g(\cdot)$ aus (2.54) ändert sich die Statistik von $x[k]$. Es existieren folgende gängige Vorschriften, wobei die Zeitindizes der Übersichtlichkeit halber weggelassen wurden [Ric14]:

- Identität¹² $g(y) = y$
- Linearer Detektor¹³ $g(y) = |y|$
- Quadratischer Detektor $g(y) = |y|^2$

Eine Normalverteilung wird durch den quadratischen Detektor in eine Chi-Quadrat Verteilung transformiert [Ric14]. Zur Veranschaulichung sind die bedingten Wahrscheinlichkeitsdichten für Gaußsches Rauschen am Detektoreingang für den Identitäts- und für den quadratischen Detektor in Abbildung 2.18 dargestellt. Darin ist zudem die Falschalarmwahrscheinlichkeit für einen gegebenen Schwellwert γ markiert.

Detektoren werden anhand der *receiver operating characteristic* (ROC) miteinander verglichen. Diese wird in Abschnitt 2.8.1 beschrieben.

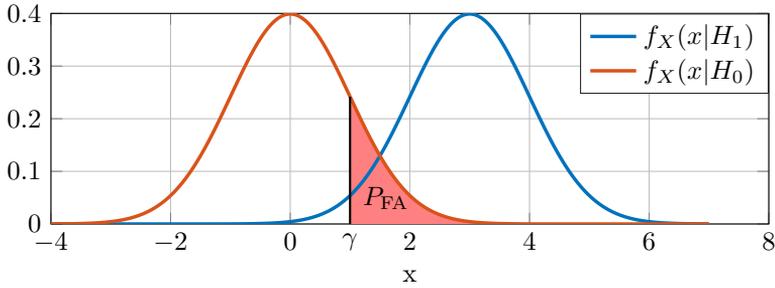
2.7.2 Integration und Integrationsgewinn

Genügt die reflektierte Energie einer einzelnen Radarmessung in Bezug zur Rauschenergie nicht, um ein Ziel mit einer geforderten Wahrscheinlichkeit zu detektieren, so besteht die Möglichkeit, mehrere korrelierte Messungen, die durch unkorreliertes Rauschen gestört sind, gemeinsam zu betrachten, um durch Mittelung das effektive SNR und dadurch die Detektionswahrscheinlichkeit zu erhöhen. Diese Methode wird im Radar-kontext als *Integration* und die entstehende Verbesserung des SNR als *Integrationsgewinn* G_I bezeichnet, vgl. (2.19) und Abschnitt 2.4.2.

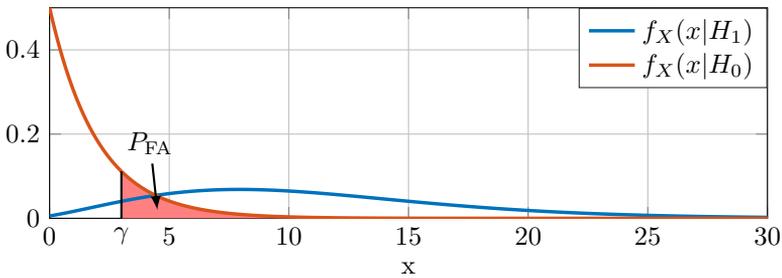
Es wird zwischen den Integrationsmethoden

¹²Nur sinnvoll bei reellem Signal.

¹³Obwohl die Betragsbildung keine lineare Funktion ist, wird in der Radarliteratur dieser Begriff verwendet, siehe beispielsweise [Roh83].



(a) Der Identitätsdetektor führt auf eine mittelwertfreie und eine mittelwertbehaftete Normalverteilung.



(b) Der quadratische Detektor führt bei komplexem Eingangssignal auf eine zentrale und eine nicht-zentrale Chi-Quadrat Verteilung mit je zwei Freiheitsgraden.

Abbildung 2.18: Bedingte Wahrscheinlichkeitsdichten bei Verwendung verschiedener Detektoren und Gaußischem Rauschen am Detektoreingang.

- kohärent,
- nicht-kohärent,
- binär

unterschieden, mit denen unterschiedlich hohe Integrationsgewinne erzielt werden können [Ric14]. Während die ersten beiden Integrationsmethoden direkt die Abtastwerte der empfangenen Signale verarbeiten (vor dem Detektor), besteht die binäre Integration in einer Zusammenführung der Detektionsergebnisse mehrerer Messungen (nach dem Detektor). Binäre Integration ist universal anwendbar. Ob kohärent oder nicht-kohärent integriert werden kann hängt von Wellenform und Transceiver ab.

2 Grundlagen

Im Folgenden werden die verschiedenen Integrationsmethoden kurz erklärt. Sei y_i der Signalanteil der i -ten Messung und n_i der Störanteil, so gilt für die Integration von N_{int} Messungen bei

1. kohärenter Integration (direktes Summieren der Signale):

$$y_{\text{coh}}[k] = \sum_{i=0}^{N_{\text{int}}-1} (y_i[k] + n_i[k]) , \quad (2.59)$$

2. nicht-kohärenter Integration (Summieren der Amplituden):

$$y_{\text{nc}}[k] = \sum_{i=0}^{N_{\text{int}}-1} |y_i[k] + n_i[k]| , \quad (2.60)$$

3. binärer Integration (N_{bi} aus N_{int} Entscheidung):

$$H_{\text{bi}} = \begin{cases} H_1, & \geq N_{\text{bi}} \text{ von } N_{\text{int}} \text{ Entscheidungen für } H_1 \\ H_0, & \text{sonst} \end{cases} \quad (2.61)$$

Unter der Annahme, dass sich der Einfluss des Rauschens zu unterschiedlichen Abtastzeitpunkten als *unabhängig* identisch verteilte, mittelwertfreie Gaußsche Zufallsvariablen beschreiben lässt, kann der mit den verschiedenen Regeln erzielbare Integrationsgewinn folgendermaßen abgeschätzt werden [RSH10]. Für kohärente Integration von N_{int} Messungen ergibt er sich zu

$$G_{\text{I,dB}} = 10 \log_{10} (N_{\text{int}}) . \quad (2.62)$$

Für nicht-kohärente Integration von N_{int} Messungen liegt er im Bereich

$$5 \log_{10} (N_{\text{int}}) \leq G_{\text{I,dB}} \leq 10 \log_{10} (N_{\text{int}}) . \quad (2.63)$$

Der Gewinn, der sich bei binärer Integration einstellt, hängt von den jeweiligen Werten von N_{bi} und N_{int} ab, wobei bei konstantem N_{int} ein kleinerer Wert für N_{bi} zu einer Verbesserung der Detektionswahrscheinlichkeit und ein größerer Wert für N_{bi} zu einer Verringerung der Falschalarmwahrscheinlichkeit führt. Weitere Details finden sich in [Ric14].

2.8 Leistungsfähigkeit eines Radars

Da in den folgenden Kapiteln die Auslegung eines Nahbereichsradarsystems beschrieben und diskutiert wird, sollten zunächst Kriterien erläutert werden, die es später erlauben, die Leistungsfähigkeit eines Radars zu beziffern. Dies geschieht im Folgenden.

Zur Bewertung der Leistungsfähigkeit einer Radarmessung werden verschiedene Kriterien angewendet. Diese lassen sich gliedern in Kriterien zur Bewertung der Detektionseigenschaften sowie in Kriterien zur Bewertung der Leistungsfähigkeit der Messung. Nach einer kurzen Übersicht wird auf die einzelnen Kriterien detailliert eingegangen.

Zur Bewertung der Detektionseigenschaften werden in dieser Arbeit folgende Größen betrachtet:

- Mindestens notwendiges SNR, damit ein Ziel mit einer vorgegebenen Wahrscheinlichkeit detektiert wird
- Falschalarmwahrscheinlichkeit und Detektionswahrscheinlichkeit
- Fähigkeit zur Unterdrückung unerwünschter Echos (*Clutter*)
- Mehrdeutigkeiten in Entfernung und Doppler
- Sichtfeld und blinde Bereiche

Detektionswahrscheinlichkeit und Falschalarmwahrscheinlichkeit sind gekoppelt und lassen sich übersichtlich mit Hilfe der *receiver operating characteristic* darstellen, welche die Systemparameter eines Radars mit der Detektionswahrscheinlichkeit in Verbindung bringt, siehe Abschnitt 2.8.1.

Die eindeutig messbaren Bereiche in Entfernung und Doppler eines Radars hängen von der Radarwellenform und der implementierten Signalverarbeitung ab. Bei einem einfachen Pulsradar ist die maximal eindeutige Entfernung proportional zur Pulswiederholdauer.

Clutterunterdrückung ist ein komplizierteres Gütemaß, welches nicht durch einen einfachen Zahlenwert ausgedrückt werden kann. Zur Clutterunterdrückung ist a priori Wissen über die Eigenschaften des Clutters in den verschiedenen geometrischen Dimensionen notwendig. Je besser (genauer, feiner aufgelöst) ein Radar in diesen Dimensionen arbeitet, desto

2 Grundlagen

mehr Potenzial ergibt sich auch für die Signalverarbeitung, den Clutter durch Ausblendung der entsprechenden Bereiche zu unterdrücken.

Das Sichtfeld wird in Azimut und Elevation begrenzt durch die Richtcharakteristik der Antenne sowie den Bereich, in dem sie mechanisch oder elektronisch geschwenkt werden kann. In der Entfernung ist es begrenzt durch den Nahblindbereich sowie dem Minimum aus Reichweite und Entfernungseindeutigkeitsbereich.

Zur Bewertung der Leistungsfähigkeit hinsichtlich der Messung werden

- die Auflösungsfähigkeit
- sowie die Messgenauigkeit

in den verschiedenen geometrischen Dimensionen (Entfernung, Radialgeschwindigkeit, Azimut, Elevation) betrachtet.

Die Leistungsfähigkeit eines Radars hinsichtlich dieser Kriterien ist physikalisch begrenzt durch die ausgesandte Wellenform, insbesondere deren

- Mittenfrequenz,
- Bandbreite,
- Sendeleistung;

die verwendeten Antennen, insbesondere

- Richtcharakteristik, vor allem Öffnungswinkel der Hauptkeule,
- Anzahl und Ort der Empfangsantennen;

und den Empfänger, insbesondere

- Linearität (Verzerrungsfreiheit),
- Eigenrauschen.

Ob die im Signal vorhandene Information ausgewertet werden kann, hängt außer vom SNR des Echos von der Signalverarbeitung des Radargeräts ab. Bei digitaler Signalverarbeitung (DSV) sind die Eigenschaften des Analog-digital-Wandlers, insbesondere

- Abtastrate,
- Auflösung,

- Dynamikbereich

sowie unter Echtzeit-Anforderungen¹⁴ die Rechenleistung der verwendeten Prozessorbausteine entscheidend für die Qualität der errechneten Zielinformation und die Umsetzbarkeit spezifisch entwickelter Algorithmen, welche letztlich ausschlaggebend dafür sind, die Rohdaten in gewünschte Messgrößen umzuwandeln. Die resultierende Messrate ergibt sich daher aus der Summe von Beobachtungsdauer und Verarbeitungszeit der digitalen Signalverarbeitung.

2.8.1 Receiver Operating Characteristic

Die *receiver operating characteristic* (ROC) ist eine Analysemethode für Detektoren. Sie stellt eine Beziehung zwischen der Falschalarmwahrscheinlichkeit und der Detektionswahrscheinlichkeit in Abhängigkeit verschiedener Parameter des Detektors sowie des Signal-zu-Rauschverhältnisses am Detektor her. Damit wird sie zum Vergleichs- und Bewertungskriterium für Detektoren:

$$P_D = f(P_{FA}; SNR)$$

In Abbildung 2.19 ist der relevante Bereich ($P_D \geq 0,9$) der ROC für einen quadratischen Detektor bei kohärentem Empfang für verschiedene SNR (am Detektor) zwischen 9 dB und 15 dB dargestellt. Da reale Radarsysteme viele Entscheidungen pro Sekunde treffen, bewegen sich typisch angestrebte Falschalarmwahrscheinlichkeiten im Bereich von 10^{-8} bis 10^{-4} [Ric14]. Man erkennt, dass in diesem Bereich ab einem SNR von ca. 13,68 dB Detektionswahrscheinlichkeiten über 99 % und für $P_{FA} = 10^{-6}$ genau 95 % erreicht werden. Dadurch lässt sich ein sinnvoller Arbeitspunkt eines Detektors festlegen. Da Radarszenarien sehr häufig durch ein niedriges SNR (an der Antenne) gekennzeichnet sind [LM04], wird das notwendige SNR am Detektor in diesen Fällen erst durch den Einsatz von Integrationsmethoden (siehe Abschnitt 2.7.2) erreicht.

Nach Beschreibung der Grundlagen zur Bewertung der Detektionsleistung eines Radars, welche maßgeblich vom Detektor, der Störstatistik und der

¹⁴Die Ergebnisse einer Messung müssen nach einer vorgegebenen maximalen Zeitspanne vorliegen.

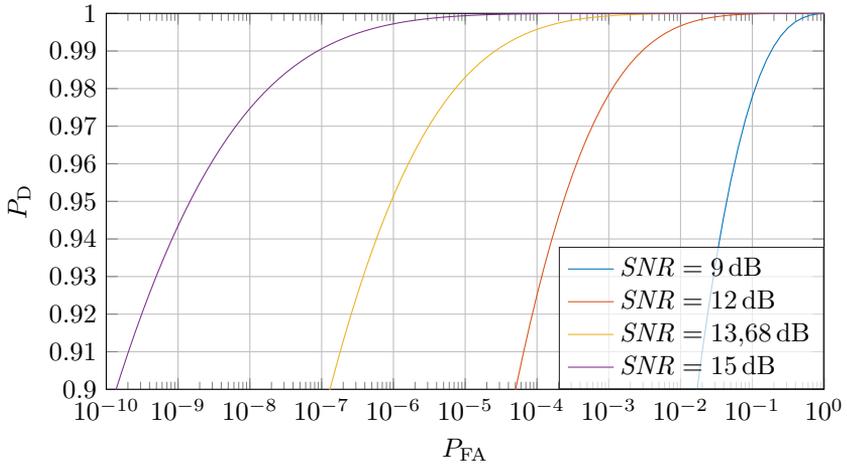


Abbildung 2.19: Relevanter Bereich der *receiver operating characteristic* des quadratischen Detektors.

erwarteten Signalleistung abhängt, geht es im nächsten Abschnitt um die Frage, wie gut Ziele aufgelöst und ihre Position und Radialgeschwindigkeit bestimmt werden können.

2.8.2 Auflösung und Mehrdeutigkeiten

Die Meldung einer Detektion seitens des Detektors bedeutet lediglich, dass sich die Leistung des Signals in der betrachteten *Auflösungszelle* (s. u.) so stark von der erwarteten Störleistung unterscheidet, dass die Wahrscheinlichkeit, dass dieses Signal keine ausschließliche Störung ist, wesentlich größer ist als die Wahrscheinlichkeit, dass es sich um ein reines Störsignal handelt. Handelt es sich tatsächlich *nicht* um einen Falschalarm, so bleibt trotzdem ungewiss, ob das Signal von einem einzigen Ziel (genauer: Streuzentrum) stammt oder das Resultat der Überlagerung mehrerer Echos (getrennter Streuzentren) ist. Wie gut diese getrennt werden können, hängt von der *Auflösung* des Radars in den jeweiligen Dimensionen ab. Damit ist der mindestens notwendige Abstand gemeint, um zwei gleichstarke Echos voneinander trennen zu können. Dazu müssen sie eine unterscheidbare Ausgabe nach der Signalverarbeitung liefern, im Gegensatz zu einem

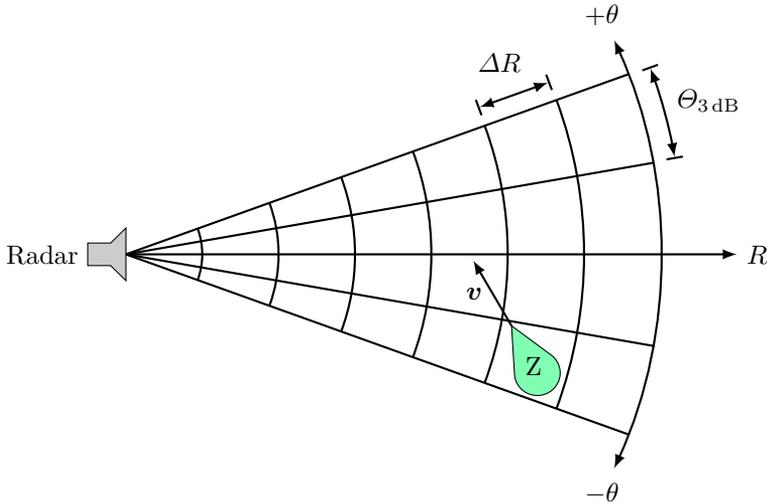


Abbildung 2.20: Auflösungszellen eines Radars, das in Entfernung und Winkel auflösen kann, mit Ziel „Z“. Zwei Ziele innerhalb derselben Auflösungszelle können nicht voneinander unterschieden werden.

gemeinsamen ununterscheidbaren Ausgabesignal [Ric14]. Die Auflösung hängt von der Signalform (hinsichtlich Entfernung und Geschwindigkeit, siehe Abschnitt 2.8.2.1) sowie von der Richtcharakteristik der verwendeten Antenne (hinsichtlich Azimut und Elevation, siehe Abschnitt 2.8.2.2) ab und wird in dieser Arbeit als Breite des beidseitigen Leistungsabfalls um 3 dB des Zielechos in der jeweiligen Dimension definiert. Dieses Konzept lässt sich in der Auflösungszelle zusammenfassen. Dabei handelt es sich um ein N_{dim} -dimensionales Intervall, dessen Kantenlängen der Auflösung des Radars in der jeweiligen Dimension entsprechen [Ric14, S. 29ff], wobei N_{dim} die Anzahl der Dimensionen ist, in denen das Radar auflöst.

Für ein Radar, das im Azimut und in der Entfernung auflösen kann, ist der ausgeleuchtete Bereich – unterteilt in einzelne Entfernungs-Azimut-Auflösungszellen – in Abbildung 2.20 dargestellt. Die Auflösungsfähigkeit (in einer oder mehreren Dimensionen) ist Grundvoraussetzung für jedes mehrzielfähige Radar.

Mehrdeutigkeiten hinsichtlich der Zielparameter entstehen durch:

- Verletzung des Abtasttheorems
- Nebenkeulen der Ambiguitätsfunktion der Wellenform (siehe Abschnitt 2.8.2.1) bzw. der Antennenrichtcharakteristik (siehe Abschnitt 2.8.2.2)
- Periodizitäten der trigonometrischen Funktionen

Sie sind daher u. a. abhängig von der verwendeten Wellenform sowie der Verarbeitung und führen dazu, dass die Parameter eines Ziels nicht eindeutig geschätzt werden können bzw. dass sog. *Geisterziele* entstehen. Das sind Ziele, die in der ausgegebenen Zielliste der Radarsignalverarbeitung auftauchen, die jedoch nicht real existieren. Sie sind nicht mit Falschalaranen zu verwechseln, da sie nicht durch Rauschen entstehen, und daher auf andere Art und Weise zu unterdrücken sind.

Aufgrund der Abhängigkeit der Eindeutigkeitsbereiche von spezifischen Radarparametern werden im Folgenden keine konkreten Ausdrücke dafür gegeben. Diese finden sich stattdessen für Entfernung und Radialgeschwindigkeit bei der Beschreibung der Wellenformen in Kapitel 3 und für den Azimut bei der Beschreibung des Transceivers in Kapitel 4.

2.8.2.1 Entfernung und Radialgeschwindigkeit

Die Qualitäten einer Radarmessung in Entfernung und Geschwindigkeit werden hauptsächlich durch die Wellenform $u(t)$ bestimmt. Eine fundamentale Analyseverfahren für Wellenformen ist die Ambiguitätsfunktion [LM04]. Sie existiert in zwei Varianten, einer für Energie- und einer für Leistungssignale. Daher können sowohl gepulste (endliche Energie) als auch kontinuierliche Wellenformen (endliche Leistung) analysiert werden. Es lassen sich damit insbesondere Mehrdeutigkeiten sowie die Auflösungsfähigkeit in Entfernung und Geschwindigkeit einer Wellenform ermitteln.

Ambiguitätsfunktion für Energiesignale: Die komplexe Ambiguitätsfunktion [Ric14] für Energiesignale

$$\mathcal{X}(\tau, f_D) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t)u^*(t + \tau)e^{j2\pi f_D t} dt \quad (2.64)$$

entspricht dem zeitumgekehrten Ausgang des MF zum Energiesignal $u(t)$, wenn am Eingang eine um τ verzögerte und um die Dopplerfrequenz f_D verschobene Version¹⁵ des Signals anliegt. Ihr Betrag $|\mathcal{X}(\tau, f_D)|$ wird als Ambiguitätsfunktion bezeichnet¹⁶. Ist die Energie der Wellenform

$$\int_{-\infty}^{\infty} |u(t)|^2 dt = 1$$

normiert, so besitzt die Ambiguitätsfunktion folgende Eigenschaften [LM04]:

1. Das Volumen unter der Ambiguitätsfunktion ist konstant und entspricht der Signalenergie

$$\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} |\mathcal{X}(\tau, f_D)|^2 d\tau df_D = 1.$$

2. Sie ist punktsymmetrisch,

$$|\mathcal{X}(-\tau, -f_D)| = |\mathcal{X}(\tau, f_D)|.$$

3. Sie besitzt ein globales Maximum im Ursprung,

$$|\mathcal{X}(\tau, f_D)| \leq |\mathcal{X}(0, 0)| = 1.$$

Die erste Eigenschaft stellt eine fundamentale Randbedingung für das Wellenformdesign dar: Es ist nicht möglich eine schmale Hauptkeule ohne Nebenkeulen zu erzeugen. Entfernt man Volumen aus einem Bereich, so muss dieses Volumen an einem anderen Bereich in der Verzögerungs-Doppler-Ebene wieder auftauchen.

Aus der Ambiguitätsfunktion lassen sich folgende Eigenschaften der Wellenform erkennen:

¹⁵Es gilt weiterhin die Bedeutung einer negativen Doppler-Verschiebung wie in (2.26): Das Ziel entfernt sich.

¹⁶Die Definitionen unterscheiden sich in der Literatur. So wird teilweise auch $|\mathcal{X}(\tau, f_D)|^2$, $|\mathcal{X}(-\tau, f_D)|$ oder $|\mathcal{X}(-\tau, f_D)|^2$ als Ambiguitätsfunktion definiert [Wan74]. Die hier verwendete Definition ist konsistent mit [LM04] und eignet sich besser zur Darstellung als $|\mathcal{X}(\tau, f_D)|^2$. Außerdem folgt sie der Intention des Erfinders, Positionen von Zielen darzustellen, die bezüglich eines Referenzziels nicht eindeutig sind [Woo53].

2 Grundlagen

- Die Breite der Hauptkeule in Verzögerungs- und Dopplerrichtung bestimmt die Auflösung in diesen beiden Dimensionen
- *Peak sidelobe level* (PSL): Höhe der höchsten Nebenkeule relativ zum Maximum
- *Integrated sidelobe level* (ISL): Energie in den Nebenkeulen reduziert die zur Detektion nutzbare Signalleistung und dadurch das Ziel-SNR
- *Range-Doppler coupling* (RDC): Verschiebung der scheinbaren Entfernung eines Ziels abhängig von seiner Relativgeschwindigkeit; erkennbar an einem länglich und diagonal über der *range-Doppler*-Ebene liegenden „Grat“

Die Frage nach der optimalen Ambiguitätsfunktion lässt sich nicht allgemein beantworten [Ric14], jedoch finden sich in der Literatur im Wesentlichen zwei Vorschläge:

- Die „Reißzwecke“ (engl. *thumbtack*) [Ric14]: Ein schmales Maximum bei $(\tau, f_D) = (0, 0)$ und außerhalb ein gleichmäßig hohes Podest
- Der „Doppler-tolerante“ Grat [LM04]: Hohe Nebenmaxima entlang der Doppler-Achse und außerhalb gleichmäßig niedrig

Die Reißzwecken-Ambiguitätsfunktion ist sehr gut geeignet für genaue Messungen und für bildgebende Aufgaben, da ein gut lokalisiertes Maximum von Vorteil für die Parameterschätzung und Auflösung ist sowie die Abwesenheit von Nebenmaxima Mehrdeutigkeiten verhindert. Der Doppler-tolerante Grat eignet sich hingegen besser für Suchradare, da Ziele unabhängig von ihrer Dopplerfrequenz entdeckt werden können, ohne dass dafür eine Bank von Doppler-Matched-Filtern notwendig wäre. Dies vereinfacht die Signalverarbeitung, jedoch muss die Dopplerfrequenz, falls gewünscht, anderweitig geschätzt werden. Beispielhaft ist in Abbildung 2.21 eine Ambiguitätsfunktion für eine Frequenz-Sprung-Wellenform dargestellt. Sie kommt der Reißzweckenform bereits sehr nahe.

Ambiguitätsfunktion für Leistungssignale: Kontinuierliche Radarwellenformen besitzen zeitlich eine unbegrenzte Ausdehnung, weshalb (2.64) für diese Signalklasse modifiziert werden muss. In [LM04] wird

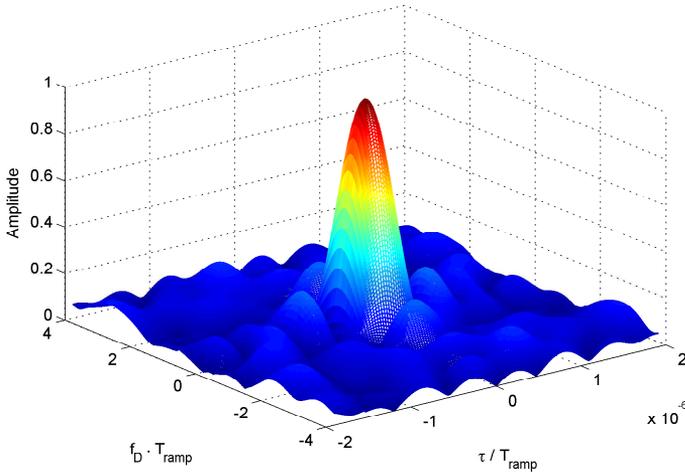


Abbildung 2.21: Ambiguitätsfunktion einer Frequenz-Sprung-Wellenform, welche ein gut lokalisiertes Maximum und niedrige Nebenmaxima besitzt [Nus15]. Verzögerung τ und Dopplerfrequenz f_D sind auf die Wellenformdauer T_{ramp} bzw. deren Inverses normiert.

daher die komplexe Ambiguitätsfunktion für periodische kontinuierliche Wellenformen mit einer Periodendauer T_P wie folgt definiert:

$$\mathcal{X}_{N_P T_P}(\tau, f_D) = \frac{1}{N_P T_P} \int_0^{N_P T_P} u(t) u^*(t + \tau) e^{j2\pi f_D t} dt \quad (2.65)$$

Dies korrespondiert mit dem Modell, dass der Empfänger ein Matched-Filter verwendet, das auf N_P Perioden der Wellenform angepasst ist. Mit der Eigenschaft [LM04]

$$|\mathcal{X}_{N_P T_P}(\tau, f_D)| = |\mathcal{X}_{1 T_P}(\tau, f_D)| \cdot \left| \frac{\sin(N_P \pi f_D T_P)}{N_P \sin(\pi f_D T_P)} \right| \quad (2.66)$$

genügt die Bestimmung einer Periode ($N_P = 1$) in (2.65) zur Berechnung der gesamten Ambiguitätsfunktion. Eine interessante Beobachtung lässt sich anhand des zweiten Terms in (2.66) machen: Da dieser nur eine Funktion des Dopplers und der Anzahl an betrachteten Perioden ist, bedeutet dies:

- Die Eigenschaften in der Entfernungsdimension werden durch eine Periode der Wellenform festgelegt.
- Die Eigenschaften in der Dopplerdimension können durch die Anzahl an gemeinsam betrachteten Perioden verbessert werden. So ergibt sich aus (2.66) durch Betrachtung der Nullstellen eine Dopplerauflösung von $\Delta f_D = \frac{1}{N_P T_P}$.

Diese Erkenntnis wird in Kapitel 3 eine entscheidende Auswirkung auf die Wahl der Wellenform haben.

Eine weitere wichtige Erkenntnis kann durch Betrachten des Schnitts der kontinuierlichen Ambiguitätsfunktion bei $\tau = 0$ bei Abwesenheit von Amplitudenmodulation gewonnen werden. Er ist dann unabhängig von der Wellenform:

$$|\mathcal{X}_{N_P T_P}(0, f_D)| = \left| \frac{\sin(N_P \pi f_D T_P)}{N_P \sin(\pi f_D T_P)} \right|, \quad |u(t)| \equiv 1 \quad (2.67)$$

Diese Eigenschaft begründet die Notwendigkeit einer Amplitudengewichtung, welche in Kapitel 5 analysiert wird und die für die Ambiguitätsfunktion den selben Effekt wie $|u(t)| \neq 1$ besitzt.

Entfernungsauflösung: Im Allgemeinen bestimmt die Form der Hauptkeule der Ambiguitätsfunktion die erzielbare Entfernungsauflösung, unter der im Folgenden deren zweiseitige 3 dB-Breite verstanden wird. Diese ist umgekehrt proportional zur Bandbreite der Wellenform. Einer möglichen Verschlechterung der Entfernungsauflösung aufgrund der Signalverarbeitung, insbesondere Fensterung, wird durch den Faktor $\beta_R \geq 1$ Rechnung getragen.

Die 3 dB-Auflösung kann mit dem *Rayleigh-Kriterium* hergeleitet werden, welches besagt, dass zwei Ziele aufgelöst werden können, wenn das Maximum des MF-Ausgangs des zweiten Signals mit der ersten Null des MF-Ausgangs des ersten Signals zusammenfällt [RSH10]. Damit gilt für einen unmodulierten Puls mit $\beta_R = 1$,

$$\Delta R = \beta_R \frac{c \tau_{\text{Puls}}}{2} = \beta_R \frac{c}{2B} \geq \frac{c}{2B}, \quad (2.68)$$

wobei τ_{Puls} die Dauer des Pulses mit der Bandbreite B ist.

Auflösung der Radialgeschwindigkeit: Die Beobachtungsdauer T_B hingegen bestimmt die erzielbare Auflösung der Radialgeschwindigkeit [RSH10]

$$\Delta v_r = \beta_{v_r} \frac{c}{2T_B f} \quad (2.69)$$

mit dem Faktor $\beta_{v_r} \geq 1$, der die Auflösungsver schlechterung durch die Signalverarbeitung angibt. Die Beobachtungsdauer entspricht bei einem einzelnen Puls der Pulsdauer τ_{Puls} und bei einer kontinuierlichen Wellenform der Dauer der gemeinsam ausgewerteten Perioden $N_P T_P$. Eine gute Dopplerauflösung kann also entweder durch lange Pulse erzielt werden (dies ist Idee von Pulskompression [RSH10]) oder aber durch die gemeinsame und kohärente Auswertung mehrerer Signalperioden [LM04].

Gleichung (2.69) liefert für $\beta_{v_r} = 1$ die theoretische Untergrenze der Auflösung der Radialgeschwindigkeit. Die praktisch erzielbare Geschwindigkeitsauflösung liegt aufgrund von Filterung und Fensterung um einstellige Faktoren β_{v_r} darüber. Bei schmalbandigen Signalen ($B < f_T/10$) kann f in (2.69) in guter Näherung durch die Trägerfrequenz f_T ersetzt werden, vgl. (2.29).

2.8.2.2 Azimut und Elevation

Auflösung und Nebenkeulenstruktur in Azimut (Winkel θ) und Elevation (Winkel ϕ) lassen sich anhand der *Antennenrichtcharakteristik*

$$C(\theta, \phi) = \frac{|\mathbf{E}(r, \theta, \phi)|}{\max_{\theta, \phi} |\mathbf{E}(r, \theta, \phi)|} \Bigg|_{r \rightarrow \infty} = \frac{|\mathbf{H}(r, \theta, \phi)|}{\max_{\theta, \phi} |\mathbf{H}(r, \theta, \phi)|_{\max}} \Bigg|_{r \rightarrow \infty} \quad (2.70)$$

aus der elektrischen Feldstärke im Fernfeld (vgl. (2.82)) ermitteln [Wie05]. Dabei ist r der Radius. Ein Beispiel in verschiedenen Darstellungen ist in Abbildung 2.22 gegeben. Zwischen der Richtcharakteristik und der radialen Komponente¹⁷ der Strahlungsleistungsdichte/des Poynting-Vektors aus

¹⁷Im Fernfeld existiert nur diese.

2 Grundlagen

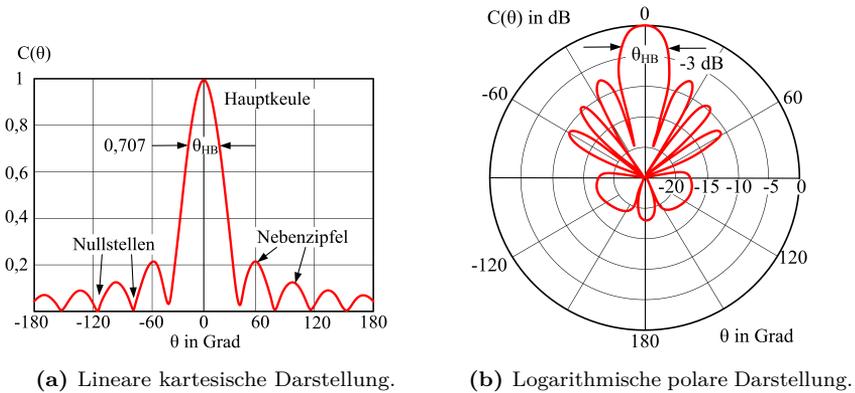


Abbildung 2.22: Beispielhafte Antennenrichtcharakteristik [Ker12].

(2.1) besteht daher der Zusammenhang

$$C^2(\theta, \phi) = \frac{S_r(r, \theta, \phi)}{\max_{\theta, \phi} S_r(r, \theta, \phi)} \Bigg|_{r \rightarrow \infty}.$$

Der Quotient aus maximaler Strahlungsleistungsdichte der Antenne im Abstand r zur Strahlungsleistungsdichte des isotropen Strahlers mit gleicher Strahlungsleistung P_t ergibt den Richtfaktor

$$D = 4\pi r^2 \frac{\max_{\theta, \phi} S_r(r, \theta, \phi)}{P_t}, \quad (2.71)$$

welcher ein Maß für die Strahlungsbündelung der Antenne ist. Dies ist in Abbildung 2.23 veranschaulicht. Aus dem Richtfaktor kann der Antennengewinn

$$G = D\eta \quad \text{mit } 0 \leq \eta < 1 \quad (2.72)$$

berechnet werden, welcher die internen Verluste der Antenne berücksich-

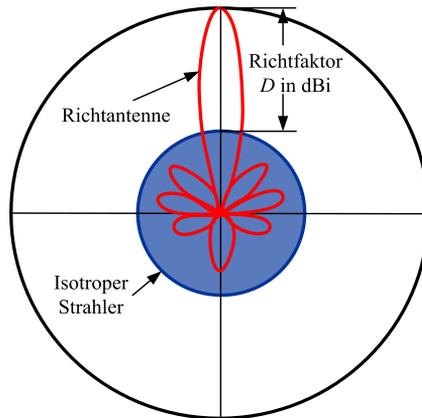


Abbildung 2.23: Veranschaulichung des Richtfaktors in logarithmischer polarer Darstellung [Ker12].

tigt¹⁸. Dazu definiert man den Antennenwirkungsgrad

$$\eta = \frac{P_t}{P_{\text{in}}} \quad (2.73)$$

als Quotient aus Strahlungsleistung der Antenne zu zugeführter Leistung. Aus dem Antennengewinn lässt sich die effektive Antennenwirkfläche A_e bestimmen:

$$A_e = \frac{\lambda^2 G}{4\pi\eta}. \quad (2.74)$$

Aus der geometrischen Antennenfläche A ergibt sich daraus die Aperturfizienz

$$\eta_a = A_e/A, \quad (2.75)$$

welche von der Antennenbelegung abhängt [RSH10]. Je größer die effektive Antennenwirkfläche und je höher die Sendefrequenz desto größer ist die Verstärkung, die ein gesendetes oder empfangenes Signal in Hauptstrahlrichtung erfährt. Mit der effektiven Antennenwirkfläche und der Frequenz

¹⁸Als Faustregel für das Systemdesign kann η in erster Näherung zu 0,5 angenommen werden [KST04].

skaliert auch der *zweiseitige* Öffnungswinkel (auch: Halbwertsbreite, da er den Winkel angibt, über dem die Richtcharakteristik der Antenne bezogen auf ihr Maximum bis zur Hälfte abfällt) in Azimut Θ_{HB} und Elevation Φ_{HB} . So gilt für stark richtende Antennen ($\Theta_{\text{HB}}, \Phi_{\text{HB}} < 20^\circ$) [Wie05]

$$\Theta_{\text{HB}} \cdot \Phi_{\text{HB}} = \frac{\lambda^2}{A_e}, \quad (2.76)$$

wobei die Halbwertsbreiten im Bogenmaß einzusetzen sind. Mit (2.74) und (2.76) ergibt sich

$$G = \eta \frac{4\pi}{\Theta_{\text{HB}} \cdot \Phi_{\text{HB}}}. \quad (2.77)$$

Pencil beam-Antennen besitzen eine starke Richtwirkung und identische Öffnungswinkel in beiden Dimensionen, $\Theta_{\text{HB}} = \Phi_{\text{HB}}$, woraus folgt:

$$\Theta_{\text{HB,pencil}} = \Phi_{\text{HB,pencil}} = 2 \cdot \sqrt{\frac{\eta\pi}{G}} \quad (2.78)$$

Die Öffnungswinkel begrenzen den Sichtbereich des Radars, stellen also eine räumliche Filterung dar. Durch sie ist eine untere Schranke für die Winkelauflösung in Azimut bzw. Elevation gegeben. Der relevante Öffnungswinkel im Kontext von Radaranwendungen besteht aufgrund von (2.16) aus dem kombinierten Öffnungswinkel von Sende- und Empfangsantenne, der sich aus der kombinierten Richtcharakteristik

$$C_{\text{tr}}(\theta, \phi) = C_{\text{t}}(\theta, \phi)C_{\text{r}}(\theta, \phi) \quad (2.79)$$

der beiden Antennen ergibt. Die Antennenrichtcharakteristik spiegelt durch ihre Nebenkeulenstruktur ebenfalls räumliche Mehrdeutigkeiten (engl. *grating lobes*) wider.

Zur Auflösung des Winkels muss die Wellenfront räumlich abgetastet werden. Außer durch Rotation der Antenne kann dies auch durch die Verwendung mehrerer Antennen, einem sog. Antennen-Array, erfolgen. Dadurch wird eine räumliche Filterung der empfangenen Echos durch Formung einer virtuellen Antennenkeule ermöglicht. Zum Schwenken der Antennenkeule in die Raumrichtung θ_{b} erfolgt dazu eine Phasenverschiebung der Signale der einzelnen Antennenelemente mit anschließender Summation. Besitzt das Array N_{Ant} Elemente, die linear in einem ge-

gegenseitigen Abstand d voneinander angeordnet sind, so ergibt sich der Array-Faktor (AF) [RSH10, S. 333] zu:

$$AF(\theta) = \frac{1}{N_{\text{Ant}}} \sum_{n=1}^{N_{\text{Ant}}} \exp \left[-j \frac{2\pi}{\lambda} n d (\sin \theta - \sin \theta_b) \right] \quad (2.80)$$

Unter der Annahme, dass alle Antennenelemente dieselbe Richtcharakteristik besitzen, ergibt sich die Richtcharakteristik des gesamten Antennen-Arrays als Produkt des Array-Faktors mit der Richtcharakteristik eines einzelnen Elements

$$C_{\text{array}}(\theta, \phi) = C_{\text{element}}(\theta, \phi) AF(\theta) . \quad (2.81)$$

2.8.3 Genauigkeit der Parameterschätzung

Kann ein Ziel aufgelöst werden, so stellt sich als nächstes die Frage, wie genau seine Parameter geschätzt werden können. Dies wird in Form der Standardabweichung der Schätzgröße und des *bias* oder bei Messungen in Form des *root-mean-square error* (RMSE) und des mittleren systematischen Fehlers angegeben. Die Genauigkeit hängt von der Auflösung in der betreffenden Dimension sowie insbesondere vom SNR und dem verwendeten Schätzalgorithmus ab [Ric14]. Daher folgt eine genauere Betrachtung im entsprechenden Abschnitt 5.4. Eine untere Grenze für die theoretisch mögliche Genauigkeit eines Schätzers ist durch die Cramér-Rao-Schranke (engl. *Cramér-Rao lower bound*, CRLB) gegeben [Kay93].

2.8.4 Nahblindbereich

Das Sendesignal spricht bei jedem Radar auch direkt auf den Empfänger über. Bei einem monostatischen Radar geschieht dies sowohl in der HF-Schaltung, insbesondere im Mischer, als auch über die Antennen, sofern getrennte Send- und Empfangsantennen verwendet werden.

Je nach Wellenform (siehe Kapitel 3) muss der Empfänger während des Sendens ausgeschaltet werden, um vor den hohen Spitzenleistungen des direkten Übersprechens des Senders geschützt zu werden. Dann entsteht

ein unvermeidbarer Nahblindbereich, d. h. sehr nahe Ziele können nicht detektiert werden.

Falls der Empfänger durch das direkte Übersprechen nicht in Sättigung geht, so kann er während des Sendens eingeschaltet bleiben. Dann vermindert sich jedoch aufgrund der endlichen Isolation sein Dynamikbereich. Dies äußert sich in einem sehr starken statischen Ziel in der ersten Entfernungszelle, das durch seine Haupt- und Nebenkeulenstruktur die Störleistung im gesamten Detektionsbereich erhöht und dadurch die Detektionsperformanz (ROC) reduziert. Bei der Verwendung von Wellenformen, die gleichzeitig Entfernung und Doppler auflösen, reduziert sich die Hauptkeule des direkten Übersprechens auf langsame und zugleich sehr nahe Objekte. Es existieren verschiedene Konzepte, den Nahblindbereich zu unterdrücken. Ein in der Literatur diskutierter Kerngedanke dabei ist, das direkte Übersprechen durch destruktive Interferenz auszulöschen, was durch einen Regelkreis und ein entsprechend moduliertes HF-Signal gleicher Amplitude und um π gedrehter Phase im Vergleich zum übersprechenden Signal möglich ist. Mit diesen Verfahren werden praktisch über 30 dB Dämpfung des direkten Übersprechens erreicht [Lin06; Sto14].

Ist die Leistung des direkten Übersprechens a priori bekannt, so besteht eine einfache Methode mit dem direkten Übersprechen umzugehen darin, die Detektionsschwelle in diesem Bereich anzuheben. Diese ist in dem Patent [DD08] beschrieben.

2.9 Der Nahbereich

Um die Herausforderungen eines Nahbereichsradars zu beschreiben, muss zunächst erklärt werden, was mit *Nahbereich* im Radarkontext gemeint ist. Dies geschieht im folgenden Abschnitt. Im Anschluss folgt eine Beschreibung der spezifischen Herausforderungen, die beim Systementwurf eines Nahbereichsradars zu beachten sind.

2.9.1 Begriffsabgrenzung

In der Literatur herrscht kein Konsens über absolute Entfernungsangaben des Nahbereichs. So wird in [KHW92] das Design eines Nahbereichsradars

speziell für Industrieanwendungen beschrieben, welches einen Entfernungsmessbereich von 0,5 m–30 m besitzt. Demgegenüber beschreibt [WS98] ein „Nahbereichs-Pulsradar“ mit dem Fokus auf Anwendungen im Automobilbereich mit einem Entfernungsbereich von 0,15 m–20 m. In [Wei11] wird die *Radarsensorik* beschrieben als berührungslose Erfassung von Objekten unterschiedlicher, nicht „luftähnlicher“ Materialien in einem Abstand weniger Zentimeter bis hin zu einigen hundert Metern vom Sensor.

Schon aus dieser kurzen Zusammenstellung ist ersichtlich, dass konkrete Entfernungangaben nicht zielführend, sondern andere charakterisierende Eigenschaften zur Begriffsabgrenzung notwendig sind. Diese finden sich u. a. in [Cha14]. Dort wird insbesondere die Geometrie des Nahbereichs beschrieben, welche aufgrund des Einsatzbereichs von Nahbereichsradaren – mit Blickrichtung zum oder parallel zum Boden und innerhalb von Gebäuden – durch viel Clutter in geringem Abstand zu den Zielen gekennzeichnet ist. Zudem wird die Möglichkeit des Betriebs eines Radars im Nahfeld der Antenne in Erwägung gezogen.

Ein Nahbereichsradar ist daher vor allem als Gegensatz zu klassischen Überwachungs- und Navigationsradaren für Luft- und Schiffsverkehr zu sehen, die große Raumvolumina überwachen, welche typischerweise verhältnismäßig wenige Ziele beinhalten und deren vorwiegend auftretender Clutter bekannt ist und statistisch oder geometrisch beschrieben werden kann [Lud08; Bil02]. Typische Entfernungen, bei denen in der Literatur beschriebene Nahbereichsradare betrieben werden, liegen im Bereich direkt vor der Antenne bis hin zu einigen 100 m [Cha14; KS03].

Im Nahfeld einer Antenne haben Objekte durch kapazitive/induktive Kopplung eine Rückwirkung auf die Antenne. Der Übergang von Nahfeld zu Fernfeld ist fließend, in der Literatur [Bal05; Cha14] wird

$$R_{\text{nf}} = \frac{2l_{\text{Ant}}^2}{\lambda} \quad (2.82)$$

als Grenze angegeben, wobei l_{Ant} die größte physikalische Ausdehnung der Antenne ist. Die Grenze ist demnach proportional zur elektrischen Größe der Antenne. Je stärker die Richtwirkung, desto weiter dehnt sich das Nahfeld aus.

Diese Arbeit beschäftigt sich *nicht* mit im Nahfeld betriebenen Radaren. Daher ist die untere Grenze des in dieser Arbeit betrachteten Nahbereichs

der Beginn des Fernfelds R_{nf} . Die obere Grenze soll nicht fix auf einen Wert gesetzt werden, sondern hängt davon ab, im Rahmen welcher Frequenzregulierung ein Radar betrieben wird, da dadurch die maximale Sendeleistung begrenzt wird, welche wiederum Einfluss auf die maximale Reichweite hat (siehe Abschnitt 2.4.1). Die in dieser Arbeit hergeleiteten Zusammenhänge gelten prinzipiell auch für größere Distanzen.

2.9.2 Herausforderungen und Anforderungen

Die größte Herausforderung für ein Radar im gemäß Abschnitt 2.9.1 charakterisierten Nahbereich besteht daher in der o. g. *Clutterdichte* und besonders darin, diesen Clutter effizient von den Zielen zu trennen und auszublenden. Dies erfordert eine *entsprechend hohe Auflösung* in den Dimensionen, in denen eine Trennung möglich ist, Mehrzielfähigkeit sowie eine applikationsspezifische Signalverarbeitung, die das vorhandene a priori Wissen bestmöglich ausnutzt.

Weitere Herausforderungen, denen sich der Systementwurf eines Nahbereichsradars stellen muss und Anforderungen, die er erfüllen muss, ergeben sich aus den in Abschnitt 1.1.1 beschriebenen Randbedingungen typischer Sensorikanwendungen in der Industrie und aus denen der Gestenklassifikation (vgl. Abschnitt 1.1.2):

Betrieb in lizenzfreien Bändern: Dadurch ist einerseits die erlaubte Sendeleistung auf wenige Milliwatt begrenzt¹⁹, wodurch die maximale Reichweite eingeschränkt ist. Andererseits ist die verfügbare Bandbreite beschränkt, woraus sich für die Entfernungsauflösung eine untere Schranke ergibt.

Kompaktheit: Aufgrund von Platzmangel oder aus optischen Gründen fordert eine Vielzahl der Anwendungen geringe Sensorabmessungen im Zentimeterbereich oder kleiner [Sch15c]. Dies stellt eine Herausforderung für die Hardware sowie eine untere Grenze für die Sendefrequenz dar, da die Antennenabmessungen proportional zur Wellenlänge skalieren.

¹⁹In der Allgemeinverteilung der Bundesnetzagentur für Funkanwendungen geringer Reichweite zwischen 24 und 246 GHz ist die maximale äquivalente isotrope Strahlungsleistung (EIRP) auf 100 mW begrenzt [Bun14c].

Integrierte echtzeitfähige Signalverarbeitung: Zur Steuerung und Regelung industrieller Prozesse sind hohe Messraten im Bereich von 10 Hz bis 1 kHz notwendig, wobei die Zeit zwischen zwei Messungen deterministisch sein muss. Zudem soll die Ausgabe so komprimiert wie möglich sein (Ziellisten, digitaler Wert oder definierter Spannungspegel). Dies ist zusammen mit den Kostenbeschränkungen sowohl für das Hardware-Design als auch hinsichtlich der geforderten *geringen Komplexität* der implementierten Algorithmen eine Herausforderung.

Robustheit und Langzeitstabilität: Um die Wartungskosten und Systemausfallrate gering zu halten, sollte der Sensor ohne bewegliche Teile aufgebaut sein und sich möglichst selbst kalibrieren sowie thermische und Alterungseffekte kompensieren.

Niedrige System- und Betriebskosten: Um im Vergleich zu existierenden Sensorlösungen konkurrenzfähig zu sein, sind alle Systemkomponenten – von der Wahl der Wellenform über die Hardware bis hin zur Signalverarbeitung – gefordert, um einen günstigen Sensor zu realisieren. Zudem sollte das System leistungseffizient im Betrieb sein.

Die Erfüllung dieser teils gegensätzlichen Anforderungen wird in den folgenden drei Kapiteln erörtert.

Zunächst geht es in Kapitel 3 um Wellenformen, die eine hohe Entfernungsauflösung besitzen und dabei gleichzeitig ein günstiges und kompaktes Sensordesign erlauben. Danach folgt in Kapitel 4 eine Vorstellung und ein Vergleich verschiedener Systemarchitekturen, mit denen die zuvor identifizierten geeigneten Wellenformen effizient erzeugt werden können, bevor im Kapitel 5 Algorithmen beschrieben werden, die auf Basis des digitalisierten Empfangssignals die vorhandenen Ziele detektieren, dabei den erwarteten Clutter bestmöglich unterdrücken und eine möglichst genaue Schätzung der Parameter der detektierten Ziele erlauben.

2.10 Merkmalsbasierte Klassifikation

Die merkmalsbasierte Klassifikation ist ein Teilgebiet der Mustererkennung. Ihr Wesen ist es, Beobachtungen/Messungen auf der Grundlage von

spezifischen Merkmalen Indizes zuzuordnen, um deren Zugehörigkeit zu einer bestimmten Klasse zu markieren [Sch96].

Ein Muster ist eine Beobachtung, die einer bestimmten Klasse angehört. Sei $C \in \mathbb{N}$ die Gesamtzahl an Klassen, dann wird mit dem N_V -dimensionalen Messraum $\mathbb{P} \subseteq \mathbb{R}^{N_V}$ und dem Klassenindex $c \in \mathcal{C} = \{1, 2, \dots, C\}$ der Vektor $\mathbf{p}_c \in \mathbb{P}$ als Muster bezeichnet. Mit dem Merkmalsraum $\tilde{\mathbb{P}} \subseteq \mathbb{R}^{N_M} \subseteq \mathbb{P}$, wobei $N_M \leq N_V$ die Anzahl an Merkmalen ist, und dem Entscheidungsraum $\mathbb{D} \subseteq \mathbb{R}^C$ ist es Aufgabe des Klassifikators, eine Messung $\mathbf{p} \in \mathbb{P}$ auf einen Entscheidungsvektor $\mathbf{d} \in \mathbb{D}$ abzubilden und darauffolgend durch Anwendung einer Metrik $m(\mathbf{d}, \mathbf{y}_c) \forall c \in \mathcal{C}$ mit den Ergebnisvektoren $\mathbf{y}_c \in \mathbb{D}$ den Klassenindex c des beobachteten Musters zu schätzen. Die Vektoren \mathbf{y}_c sind die C Einheitsvektoren des C -dimensionalen Entscheidungsraums. Um dies zu erreichen wird folgendes dreischrittiges Verfahren durchgeführt:

1. Merkmalsextraktion: $\mathbf{p} \rightarrow \tilde{\mathbf{p}}$
2. Klassifikation: $\mathbf{d} = \mathbf{d}(\tilde{\mathbf{p}})$
3. Entscheidung: $\hat{c} = \arg \min_c \{m(\mathbf{d}, \mathbf{y}_c)\}$

Durch die Merkmalsextraktion entsteht eine signifikante Reduktion der Datenmenge, falls $N_M \ll N_V$, was die Aufgabe des Klassifikators vereinfacht. Diese besteht darin, mittels der C -dimensionalen *Trennfunktion* $\mathbf{d} : \tilde{\mathbb{P}} \rightarrow \mathbb{D}$ eine Abbildung von den Merkmalen in den Entscheidungsraum durchzuführen [Nie74]. Die Parameter der Trennfunktion werden dabei durch Training gewonnen. In dieser Arbeit wurde die Trainingsmethode *überwachtes Lernen* [DHS12] durch Bereitstellen eines Trainingsdatensatzes mit bekannten Klassenindizes durchgeführt. Die grundlegende Struktur eines merkmalsbasierten Klassifikators ist im Blockdiagramm in Abbildung 2.24 dargestellt.

2.10.1 Nächster-Nachbar-Klassifikator

Der Nächster-Nachbar- (NN-) Klassifikator [CH67] ist ein simpler aber dennoch sehr mächtiger Klassifikationsalgorithmus. Die Trennfunktion des NN-Klassifikators

$$\mathbf{d} = (d_1 \quad d_2 \quad \dots \quad d_C)^T \tag{2.83}$$

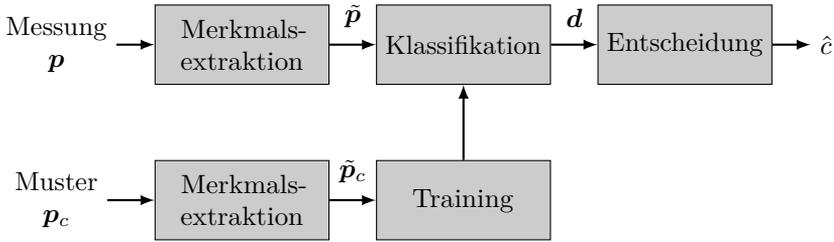


Abbildung 2.24: Merkmalsbasierter Klassifikator im Blockdiagramm.

nutzt die Regel

$$d_c = \begin{cases} 1 & \exists \tilde{\mathbf{p}}_c^{(i)} : D(\tilde{\mathbf{p}}, \tilde{\mathbf{p}}_c^{(i)}) < D(\tilde{\mathbf{p}}, \tilde{\mathbf{p}}_\kappa^{(j)}) \forall \kappa \neq c \wedge \forall j, \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}, \quad (2.84)$$

wobei $\tilde{\mathbf{p}}_c^{(i)}$ der Merkmalsvektor der i . Trainingsmessung der Klasse c ist (im Folgenden als Trainingsvektor bezeichnet) und $\kappa \in \{1, 2, \dots, C\}$. Daher kann die Entscheidung direkt anhand von \mathbf{d} abgelesen werden, da $\mathbf{d} \equiv \mathbf{y}_c$ für $c = \hat{c}$. Mit der Anzahl an Merkmalen N_M gilt für die Distanzfunktion [Nie74]

$$D(\tilde{\mathbf{p}}, \tilde{\mathbf{p}}_c^{(i)}) = \left(\sum_{n=1}^{N_M} \left| \tilde{p}_n - \tilde{p}_{c,n}^{(i)} \right|^q \right)^{1/q}, \quad (2.85)$$

wobei n der Index der Vektorelemente ist. Für $q = 2$ entspricht D der Euklidischen Norm, die in dieser Arbeit verwendet wurde.

Zusammengefasst besteht das Prinzip des NN-Klassifikators darin, die Distanz D zwischen dem zu untersuchenden Merkmalsvektor und allen bekannten Trainingsvektoren zu berechnen, und für *die* Klasse zu entscheiden, welcher der Trainingsvektor angehört, der diese Distanz minimiert. Nachteilig am NN-Klassifikators ist seine zur Anzahl an Trainingsvektoren proportionale Komplexität.

Ein weiterer Nachteil ist die Neigung des NN-Klassifikators zum *Overfitting* [DHS12]. Da nur der unmittelbar nächste Nachbar betrachtet wird, beeinflusst jeder Trainingsdatensatz direkt die Trennfunktion, ohne,

dass die statistische Signifikanz des Trainingsdatensatzes berücksichtigt wird. Eine ungünstige Beeinflussung der Trennfunktion führt zu einer Verschlechterung der mittleren Trennfähigkeit.

Außerdem besitzt der NN-Klassifikator nicht die Fähigkeit zur Rückweisung, um die er jedoch erweitert werden kann, indem nicht nur der unmittelbar nächste Nachbar betrachtet wird, sondern die Q nächsten Nachbarn mit $Q > 1$. Dies wird im nächsten Abschnitt erläutert.

2.10.2 Q -Nächster-Nachbar-Klassifikator

Die Distanzfunktion (2.85) gibt Auskunft über die Unsicherheit, mit der eine Beobachtung einer bestimmten Klasse angehört. Der NN-Klassifikator propagiert diese Unsicherheit nicht nach außen sondern entscheidet sich *hart* für eine Klasse, selbst wenn die kleinste berechnete Distanz groß ist. Um diese Schwäche zu kompensieren, wurde der Q -Nächster-Nachbar- (Q -NN-) Klassifikator²⁰ erfunden [Sch96], der auf Grundlage der Q nächsten Nachbarn des Merkmalsvektors in der Menge der Trainingsvektoren eine Mehrheitsentscheidung fällt.

Die Rückweisungsfähigkeit lässt sich durch die Forderung, dass wenigstens $Q_0 > Q/2$ der Q nächsten Nachbarn derselben Klasse c angehören müssen, um für Zugehörigkeit zu dieser Klasse zu entschieden, realisieren. Eine Rückweisung erfolgt, falls dies nicht der Fall ist. Die Einführung einer Rückweisungs-Klasse, welche in dieser Arbeit mit dem Index 0 gekennzeichnet wird, verringert die Wahrscheinlichkeit für Fehlklassifikationen, da bei hoher Unsicherheit nicht entschieden werden muss.

²⁰In der Literatur als k -Nächster-Nachbar-Klassifikator eingeführt [DH73], hier jedoch umbenannt, um eine Verwechslung mit dem diskreten Zeitindex k auszuschließen.

Wellenformen für Nahbereichsradar

Der Begriff *Wellenform* bezeichnet die komplexe Einhüllende aus (2.33) $u(t) = a(t)e^{j\varphi(t)} = s_I(t) + js_Q(t)$ des Sendesignals $s(t)$, vgl. (2.32).

Zur Analyse der Wellenform muss der Ausschnitt betrachtet werden, der vom Empfänger zu einer Messung verarbeitet wird. Bei kohärentem Empfang wird dieser Zeitausschnitt als kohärentes Verarbeitungsintervall (engl. *coherent processing interval*, CPI) der Dauer T_{CPI} bezeichnet. Das CPI kann eine oder mehrere Perioden der Wellenform mit der Periodendauer T_P umfassen. Das Hauptwerkzeug zur Analyse von Wellenformen ist die in Abschnitt 2.8.2.1 vorgestellte Ambiguitätsfunktion [LM04].

Die Wahl der Wellenform eines Radarsystems hat weitreichende Auswirkungen sowohl auf die erreichbare Leistungsfähigkeit, als auch auf die Kosten für Entwicklung, Herstellung und Betrieb des Systems [Cox05].

Durch die Wellenform werden gemäß Abschnitt 2.8 folgende Eigenschaften der Leistungsfähigkeit des Radars beeinflusst:

- Auflösung der Entfernung ΔR
- Auflösung der Radialgeschwindigkeit Δv_r
- Eindeutigkeitsbereich der Entfernung (*unambiguous range*) $R_{\text{max,ua}}$
- Eindeutigkeitsbereich der Radialgeschwindigkeit (*unambiguous radial velocity*) $v_{\text{r,max,ua}}$
- *Range-Doppler* Coupling
- Dynamikbereich durch das PSL der Ambiguitätsfunktion

- ROC durch die Energie in der Hauptkeule der Ambiguitätsfunktion gegenüber der Energie in den Nebenkeulen
- Integrierbarkeit mehrerer Messungen (kohärent, inkohärent, binär)

Die Auflösung in den beiden Dimensionen Entfernung und Radialgeschwindigkeit hat wiederum Einfluss auf die dort erreichbare Genauigkeit sowie auf den durch das direkte Übersprechen entstehenden blinden Bereich und auf die Fähigkeit zur Clutter-Unterdrückung.

Der Einfluss auf die Kosten ergibt sich einerseits daraus, dass jede Wellenform eine spezifische Signalerzeugung sowie Empfangssignalverarbeitung erfordert und andererseits aus der notwendigen maximalen Sendeleistung. Die diesbezüglich charakterisierenden Parameter sind:

- Notwendige Abtastrate bezogen auf Signalbandbreite f_A/B
- Komplexität der Signalverarbeitung/Rechenoperationen pro Messung
- Verhältnis aus mittlerer und maximaler Sendeleistung $\bar{P}_t/P_{t,\max}$

Mit den ersten beiden Stichpunkten skalieren die Kosten der digitalen Hardware, mit letzterem die der analogen Bauteile aufgrund der notwendigen Leistungsverstärkung zur Erzeugung einer bestimmten Beleuchtungsenergie.

Im Folgenden werden bekannte Radarwellenformen, die u. a. in [LM04] beschrieben werden, vorgestellt und anhand der o. g. Parameter auf ihre Eignung für einen *low cost* Nahbereichsradarsensor untersucht. Die verfolgte Systematik orientiert sich dabei zunächst an der zeitlichen Charakteristik der Wellenform [RSH10]. Anschließend wird die Modulationsart zur Kategorisierung herangezogen. Dies ist in Abbildung 3.1 dargestellt.

3.1 Gepulste Wellenformen

Gepulste Wellenformen sind dadurch gekennzeichnet, dass während einer kurzen Dauer $\tau_{\text{Puls}} \ll T_P$ gesendet wird, wohingegen während der restlichen Zeit $T_P - \tau_{\text{Puls}}$ der Sender ausgeschaltet bleibt und der Empfänger auf Echos wartet. Im Kontext von Pulsradar wird T_P als Pulswiederholintervall (engl. *pulse repetition interval*, PRI) bezeichnet. Die vergangene Zeit

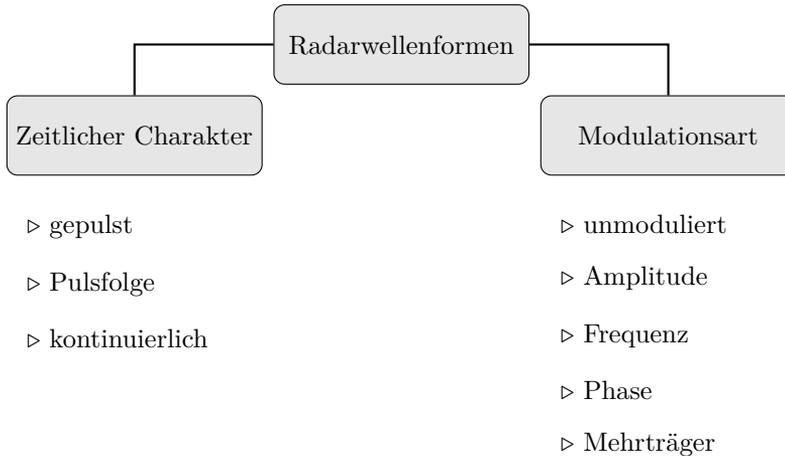


Abbildung 3.1: Systematik der Radarwellenformen.

zwischen gesendetem Puls und empfangenem Echo entspricht genau der Zweiwegelaufzeit, daher handelt es sich um eine direkte Laufzeitmessung. Die Wellenform eines Pulsradars lässt sich als

$$u_{\text{Puls}}(t) = \begin{cases} a(t)e^{j\varphi(t)}, & 0 \leq t < \tau_{\text{Puls}} \\ 0, & \text{sonst} \end{cases} \quad (3.1)$$

beschreiben. Der Puls wird durch die Funktion $a(t)$ amplitudenmoduliert. Zusätzlich kann die Phase $\varphi(t)$ moduliert werden oder auch unmoduliert bleiben. Die Bandbreite eines ausschließlich amplitudenmodulierten Pulses kann durch $B \approx 1/\tau_{\text{Puls}}$ approximiert werden [RSH10]. Pulsradar ist die älteste Betriebsart, die auch der Erfinder Hülsmeyer mittels eines Funkensenders verwendete [Hül04]. Der Vorteil gepulster Wellenformen ist, dass der Sender während des Echo-Empfangs ausgeschaltet bleibt, wodurch direktes Übersprechen effizient vermieden wird. Dies ermöglicht hohe Sendeleistungen ohne die empfindliche Empfängerelektronik zu gefährden. Des Weiteren sind keine Einbußen hinsichtlich des Empfängerdynamikbereichs hinzunehmen, da der Empfänger während der Dauer des Empfangs nicht vom Sender gestört wird.

Demgegenüber stehen einige Nachteile:

- Da der Empfänger während des Sendens ausgeschaltet bleibt, entsteht ein unvermeidbarer Nahblindbereich der Ausdehnung $R_{\text{blind}} = c\tau_{\text{Puls}}/2$ (siehe Abschnitt 2.8.4).
- Der Sender benötigt zum Erzeugen einer bestimmten Beleuchtungsenergie eine hohe Spitzenleistung im Vergleich zur mittleren Sendeleistung, daher ist $\bar{P}_t/P_{t,\text{max}} \ll 1$. Da aufgrund der Frequenzregulierung jedoch die maximale Sendeleistung begrenzt ist, ist die maximale Beleuchtungsenergie proportional zur Pulsdauer. Hohe Spitzenleistungen stellen eine Herausforderung für das analoge Front-End dar. Mit der Ausgangsleistung korrelieren außerdem dessen Abmessungen [Par15].
- Der Empfänger muss durch geeignete Maßnahmen, z. B. einen schnellen Schalter, von der Spitzenleistung des Senders geschützt werden.
- Aufgrund der kurzen Pulsdauer entsteht eine geringe Dopplerauflösung, falls die Dopplerfrequenz überhaupt messbar ist. Andernfalls ist die Radialgeschwindigkeit nur indirekt – via Entfernungsveränderung aufeinanderfolgender Pulse – messbar oder durch die gemeinsame Auswertung einer Folge von Pulsen mit einem auf die Pulsfolge ausgelegten Matched-Filter, was Kohärenz über alle Pulse hinweg erfordert, vgl. (2.65).
- Zur Digitalisierung ist eine Abtastrate $f_A > B$ erforderlich.

Diese Nachteile tragen allesamt zu einer Erhöhung der Kosten des Radars bei, die mit der Bandbreite skalieren. Dass Nahbereichsradare große Bandbreiten bei geringen Kosten vereinen sollen (siehe Abschnitt 2.9.2), stellt daher ein Ausschlusskriterium für gepulste Wellenformen, auch Pulsfolgen, dar. Aus diesem Grund folgt in Abschnitt 3.2 eine Betrachtung kontinuierlicher Wellenformen.

3.2 Kontinuierliche Wellenformen

Im Gegensatz zu gepulsten Wellenformen wird bei kontinuierlichen Wellenformen pausenlos (während der gesamten Periodendauer T_P) gesendet

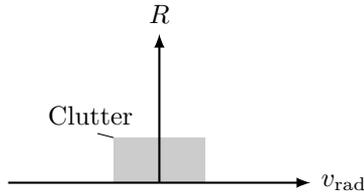


Abbildung 3.2: Cluttermap eines Radars mit kontinuierlicher Wellenform. In grau ist der durch das direkte Übersprechen entstehende Clutter dargestellt.

und gleichzeitig empfangen. Dies hat einerseits zur Folge, dass mit näherungsweise (je nach Modulationsart) konstanter Sendeleistung gearbeitet werden kann:

$$\frac{\bar{P}_t}{P_{t,\max}} \approx 1$$

Dies reduziert die Anforderungen an das analoge Front-End (vgl. Abschnitt 2.6.3) und ermöglicht eine höhere Beleuchtungsenergie als mit einem Pulsradar bei gleicher regulatorischer Leistungsbegrenzung. Beides führt zu einer Kostenreduktion der Hardware und des Betriebs.

Der Nachteil, der durch das kontinuierliche Senden entsteht, liegt darin, dass der Empfänger ebenfalls pausenlos arbeitet und deshalb durch direktes Übersprechen vom Sender gestört wird. Dadurch wird der Dynamikbereich des Empfängers verringert; je nach Wellenform und Verarbeitung allerdings nur innerhalb bestimmter R/v_r -Regionen. Dadurch entsteht Clutter im Nahbereich bei niedrigen Geschwindigkeiten. Dies ist in der sog. *Cluttermap* in Abbildung 3.2 dargestellt.

Die Ausbreitung des Nahbereichsclutters in R und v_r hängt von der Auflösung in den beiden Dimensionen, der Signalverarbeitung und den Gegenmaßnahmen ab, die im Systemdesign implementiert werden, um das direkte Übersprechen zu unterdrücken. Die Möglichkeiten diesbezüglich werden in Kapitel 4 und in Kapitel 5 vorgestellt und erläutert.

Eine kontinuierliche Wellenform lässt sich via (2.33) beschreiben und sie kann durch Wahl von $a(t)$ und $\varphi(t)$ auf verschiedene Weisen moduliert

werden. Diese werden im Folgenden vorgestellt und auf Ihre Tauglichkeit für *low cost* Nahbereichsradare überprüft.

3.2.1 Unmoduliert – Continuous wave

Das Senden eines unmodulierten Trägers stellt den Ursprung aller kontinuierlichen Wellenformen dar und wird im Englischen als *continuous wave* (CW) bezeichnet. Das Sendesignal lässt sich durch Setzen von $a(t) \equiv a$ und $\varphi(t) \equiv 0$ in (2.33) mit der konstanten Amplitude a beschreiben. Durch die exakt konstante Amplitude des Sendesignals kann ein effizienter nicht-linearer Verstärker (vgl. Abschnitt 2.6.3) betrieben werden.

Mangels Bandbreite können mit CW Ziele nicht in der Entfernung aufgelöst werden. Eine Entfernungsmessung ist nur durch einen Phasenvergleich von gesendetem und empfangenem Signal möglich und daher auf einen Eindeutigkeitsbereich von $\lambda/2$ beschränkt.

Der wesentliche Nutzen von CW besteht in einer eindeutigen Dopplermessung. Daher findet es bspw. Anwendungen bei Geschwindigkeitsmessungen im Straßenverkehr, als Bewegungsmelder [RSH10] oder zur Bestimmung der Fortbewegungsgeschwindigkeit von Zügen [Wei11]. Da keine Periodendauer durch das Sendesignal explizit vorgegeben ist, kann der Empfänger die Länge des Auswertefensters flexibel wählen, wodurch die Dopplerauflösung während des Betriebs variiert werden kann.

Für die in dieser Arbeit verfolgten Anwendungen ist CW ungeeignet, da die Möglichkeit zur Entfernungsauflösung fehlt und der Entfernungseindeutigkeitsbereich zu gering ist.

3.2.2 Frequenzmodulation (FMCW)

Durch Setzen von $a(t) \equiv a$ wie bei CW in Abschnitt 3.2.1 und Modulation der Frequenz

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi(t)}{dt} \quad (3.2)$$

entsteht aus (2.33) das Basisbandsignal

$$u_{\text{FM}}(t) = a \exp \left\{ j \left(2\pi \int_0^t f(\tau) d\tau + \varphi_0 \right) \right\}, \quad 0 \leq t < T_{\text{P}} \quad (3.3)$$

mit der Startphase $\varphi_0 = \varphi(0)$ und einer gewissen Bandbreite $B > 0$, wodurch sich gemäß (2.68) eine endliche Entfernungsaufösung ergibt. Das Signal wird als frequenzmoduliertes Dauerstrichradar (engl. *frequency modulated continuous wave radar*, FMCW-Radar) bezeichnet. Aufgrund der konstanten Amplitude kann wie bei CW ebenfalls ein nicht-linearer Verstärker eingesetzt werden.

Frequenzmodulierte Wellenformen haben in der praktischen Implementierung den Vorteil, dass sie mittels eines VCO erzeugt werden können, vgl. Abschnitt 2.6.2. Das ermöglicht es, breitbandige Signale mittels eines schmalbandigen Ansteuersignals zu erzeugen. Dies reduziert die Kosten solcher Systeme, da die Notwendigkeit eines schnellen D/A-Wandlers entfällt.

3.2.2.1 Frequenzumtastung

Eine Art der Frequenzmodulation besteht darin, zwischen diskreten Frequenzwerten umzutasten (engl. *frequency shift keying*, FSK). FSK-Verfahren bieten prinzipiell die Möglichkeit, mit einem SP verarbeitet zu werden, wodurch sich kostengünstige Transceiver bauen lassen, eine der in Abschnitt 2.9.2 formulierten Anforderungen an einen Nahbereichsradarsensor. Daher werden die zu dieser Klasse an Wellenformen gehörenden Verfahren im Folgenden genauer beleuchtet.

Zwei-Frequenzumtastung (2-FSK): Bei diesem Verfahren handelt sich um eine Realisierungsvariante eines CW-Radars mit zwei Sendefrequenzen [Rom13]. Im Gegensatz dazu wird bei 2-FSK im Takt $1/T_c$, wobei T_c für Chirpdauer¹ steht, zwischen zwei sinusförmigen Signalen bei den beiden voneinander verschiedenen Frequenzen f_1 und f_2 umgetastet [Kro14]. Verarbeitet wird im HF-Frontend mit einem SP. Zur weiteren Verarbeitung werden die Abtastwerte der beiden Signale sortiert nach der

¹Obwohl es sich um einen entarteten Chirp handelt, wird diese Bezeichnung und das Symbol T_c aus Gründen der Konsistenz verwendet.

Frequenz, bei der sie gewonnen wurden, im Speicher abgelegt. Zur Detektion werden die Dopplerfrequenzen in den beiden Signalen bestimmt. Die Differenz der beiden zur selben Dopplerfrequenz gehörenden Phasenwerte $\varphi_i = 2\pi f_i \tau$, $i \in \{1, 2\}$ ermöglicht die Bestimmung der Entfernung

$$R_0 = \frac{\varphi_2 - \varphi_1}{4\pi(f_2 - f_1)} = \frac{\Delta\varphi}{4\pi(f_2 - f_1)}$$

mit einem Eindeutigkeitsbereich von $R_{\max, \text{ua}} = \frac{c}{2(f_2 - f_1)}$ [MS14]. Daher eignet sich 2-FSK für folgende Aufgaben:

- Detektion bewegter Ziele
- Geschwindigkeitsmessung
- Auflösung mehrerer Ziele unterschiedlicher Geschwindigkeit
- Entfernungsmessung mit begrenztem Eindeutigkeitsbereich

Sie eignet sich nicht für die Detektion statischer Ziele sowie für die Trennung von Zielen in der Entfernung. Befinden sich mehrere Ziele in derselben Geschwindigkeits-Auflösungszelle, so ist aufgrund von Interferenz die Entfernungsmessung verfälscht. Zudem verringert sich die Genauigkeit der Entfernungsmessung, je größer der Eindeutigkeitsbereich ist, da die Steigung der Messkurve $f_{\text{mess}} : \Delta\varphi \rightarrow R$ abflacht.

Aufgrund der ausschließlichen Eignung für bewegte Ziele ist 2-FSK nicht für die in dieser Arbeit verfolgten Anwendungen geeignet. Weitere Details zur Wellenform finden sich in [Men99; Mei01; Kro14].

Costas-Codes: Eine weitere Form der Frequenzumtastung sind *Costas-Codes* [Cos84; LM04]. Die zugrunde liegende Idee ist es, durch Umtasten von N diskreten, äquidistanten Frequenzstufen innerhalb von N Zeitschritten, ein Signal der Bandbreite $B = Nf_\Delta$ zu erzeugen, wobei f_Δ der Abstand je zweier benachbarter Frequenzstufen ist. Dabei wird jede Frequenz während einer Signalperiode T_P genau ein Mal gesendet. Das besondere an *Costas-Codes* ist, dass beliebige Verschiebungen der Wellenform im diskreten Zeit-Frequenz-Raster höchstens zu einer Überlappung eines Frequenzbursts führen.

Es kann gezeigt werden, dass *Costas-Codes* eine Ambiguitätsfunktion besitzen, die der Reißzwecken-Form sehr nahe kommt [LM04]. Zudem

können sie via *stretch processing* verarbeitet werden [Lev02]. Dazu muss die Empfangsfolge vor der FFT-Verarbeitung umsortiert werden, so dass die gewonnenen Abtastwerte nicht mehr in chronologischer Reihenfolge, sondern in aufsteigender Reihenfolge der Frequenzen vorliegen und dadurch als Eingang der FFT dienen können. Dies bedeutet zusätzlichen Signalverarbeitungsaufwand. Da die Konstruktion von *Costas-Codes* nicht-trivial ist [LM04], müssen Folgen der benötigten Längen in einem Speicher vorgehalten werden, um sie bei Bedarf senden und verarbeiten zu können. Dazu wird einerseits zusätzlicher Speicher benötigt und andererseits ist die Flexibilität bzgl. der Eindeutigkeitsbereiche und Auflösungseigenschaften eingeschränkt. Dennoch stellen *Costas-Codes* eine prinzipiell geeignete Wellenform für Nahbereichsradar dar.

In [Nus15; NFJ16] wird in diesem Kontext gezeigt, wie eine *frequency-hopping*-Wellenform ähnlich der *Costas-Codes* zur Erhöhung der Interferenzrobustheit in Szenarien dienen kann, in denen mehrere identische Radare gleichzeitig betrieben werden. Das vorrangige Ziel dabei ist es, den Fall vollständiger Interferenz zu vermeiden, der bei synchroner Überlagerung eines Echos mit dem Signal eines anderen Radars auftritt. In diesem Fall kann mit der beschriebenen Signalverarbeitung das Interferenzsignal um $10 \log_{10}(N)$ dB unterdrückt werden.

3.2.2.2 Lineare Frequenzmodulation (LFM)

Erfolgt die Frequenzmodulation linear,

$$f(t) = \begin{cases} \frac{B}{T_c} t, & 0 \leq t < T_c \\ 0, & \text{sonst} \end{cases}, \quad (3.4)$$

wobei T_c hier die Dauer der Frequenzrampe ist, so ermöglicht dies den Aufbau des Empfängers als *stretch processor* (SP), vgl. Abschnitt 2.6.2. Setzt man (2.68) und (2.69) in (2.51) ein, so ergibt sich bei Verwendung des SP für die Bandbreite des Basisbandsignals

$$B_{\text{SP, BB}} = \frac{\beta_{v_r}}{T_B} \left(\frac{v_{r_{\max}} - v_{r_{\min}}}{\Delta v_r} \right) + \frac{\beta_R}{T_c} \left(\frac{R_{\max} - R_{\min}}{\Delta R} \right). \quad (3.5)$$

Demnach ist die Summe der Auflösungszellen in den beiden Dimensionen geteilt durch die jeweils relevante Signaldauer für die benötigte Bandbreite

des Basisbandsignals entscheidend². Dies ermöglicht es, die Abtastrate im Vergleich zur Bandbreite der Wellenform zu reduzieren. Insbesondere in Nahbereichsszenarien, in denen nur geringe Eindeutigkeitsbereiche benötigt werden, kann diese Reduktion beträchtlich ausfallen [RSH10; Kro14]. Dadurch reduzieren sich die Anforderungen an den A/D-Wandler.

Ein Nachteil linearer Frequenzmodulation ist das rechteckförmige Spektrum, welches in der impliziten Gleichgewichtung der Frequenzen bei Verwendung eines linearen Chirps begründet ist [LM04]. Dadurch ergeben sich hohe Nebenkeulen in der Ambiguitätsfunktion. Bei einem idealen rechteckförmigen Spektrum beträgt das PSL -13 dB. Dieser Nachteil lässt sich durch eine der folgenden beiden Methoden kompensieren [LM04]:

- Gewichtung der Amplitude $a(t)$ des linearen Chirps
- Modulation mittels eines nichtlinearen Frequenzverlaufs $f(t)$

Der zweiten Möglichkeit widmet sich der Abschnitt 3.2.2.7. Erfolgt die Amplitudengewichtung verteilt auf Sender und Empfänger im Sinne des MF, so ist am Sender ein linearer Verstärker (vgl. Abschnitt 2.6.3) notwendig, um Intermodulationsprodukte zu vermeiden [Mei04]. Da dies wiederum die Herstellungs- und Betriebskosten des analogen Front-Ends erhöht, wird dieser Ansatz für das in dieser Arbeit entwickelte Radar nicht verfolgt. Die Alternative, eine Amplitudengewichtung via Fensterung lediglich am Empfänger durchzuführen, bringt zwar einen SNR-Verlust sowie eine Verbreiterung des Hauptmaximums der Ambiguitätsfunktion mit sich, wird in dieser Arbeit jedoch aufgrund der erzielbaren Kostenersparnis weiterverfolgt. Details dazu werden in Abschnitt 5.4.4 erläutert.

Die grundlegende *sägezahnförmige LFM*, deren Frequenzverlauf (3.4) folgt, liefert durch Messung der Beatfrequenz ein mehrdeutiges Ergebnis bzgl. Entfernung und Radialgeschwindigkeit, vgl. (2.50) und Abbildung 2.15. Daher eignet sich das Verfahren nicht für bewegte Ziele. Für statische Ziele gilt jedoch $f_B = f_R$, so dass in diesem Fall die sägezahnförmige LFM eine geeignete und aufwandgünstig zu realisierende Wellenform darstellt. Für weitere Betrachtungen zu LFM sei auf [Sto92] verwiesen.

Zur Auflösung der Mehrdeutigkeiten bei bewegten Zielen werden zusätzliche Rampen unterschiedlicher Steigung benötigt – ein Beispiel hierfür

²Aufgrund der Abhängigkeit von der Entfernungsauflösung ΔR besteht jedoch *keine Unabhängigkeit* von der Bandbreite B der Wellenform.

ist die im folgenden Abschnitt 3.2.2.3 beschriebene dreieckförmige LFM – oder es können mehrere steile Rampen gemeinsam zweidimensional verarbeitet werden, dies wird in Abschnitt 3.2.2.6 erläutert.

Da bei industriellen Anwendungen und bei der Gestenklassifikation grundsätzlich auch bewegte Ziele detektiert werden sollen, erweist sich die sägezahnförmige LFM als ungeeignet.

3.2.2.3 Dreieckförmige Frequenzmodulation

Für die entfernungsabhängige Frequenz des Basisbandsignals einer Frequenzrampe bei LFM gilt, vgl. (2.50):

$$f_R = \begin{cases} -\frac{B}{T_c} \frac{2R_0}{c}, & \text{bei positiver Rampensteigung} \\ \frac{B}{T_c} \frac{2R_0}{c}, & \text{bei negativer Rampensteigung} \end{cases} \quad (3.6)$$

Bei Modulation je einer Frequenzrampe mit positiver Steigung (engl. *up-chirp*) und einer mit negativer Steigung (engl. *down-chirp*) derselben Dauer und Bandbreite, ergibt sich für die beiden Beatfrequenzen folgendes lineares Gleichungssystem (LGS), vgl. (2.50), mit den entsprechend gewählten Indizes:

$$f_{B,\text{up}} = f_{R,\text{up}} + f_D \quad (3.7a)$$

$$f_{B,\text{down}} = f_{R,\text{down}} + f_D = -f_{R,\text{up}} + f_D \quad (3.7b)$$

Durch Auflösung des LGS lassen sich Entfernung und Radialgeschwindigkeit eines Ziels eindeutig bestimmen. Dies wird als dreieckförmige Frequenzmodulation bezeichnet.

Befindet sich mehr als ein auflösbares Ziel im Sichtbereich des Radars, so entstehen Mehrdeutigkeiten, die zu Geisterzielen führen können. Eine Situation mit zwei Zielen ist in Abbildung 3.3 im R/v -Diagramm dargestellt. Die durchgezogenen Linien gehören zum ersten Ziel, die gestrichelten zum zweiten. Da die Zuordnung der Beatfrequenzen von positiver und negativer Frequenzrampe jedoch am Empfänger unbekannt ist, ergeben sich vier mögliche Ziele, von denen zwei sog. Geisterziele sind. Bei N_Z Zielen ergeben sich N_Z^2 potenzielle Ziele, wovon es sich bei $N_Z^2 - N_Z$ um Geisterziele handelt. Um die korrekten R/v -Paare als Ziele zu identifizieren, wird zusätzliche Information benötigt. Diese kann bspw. durch

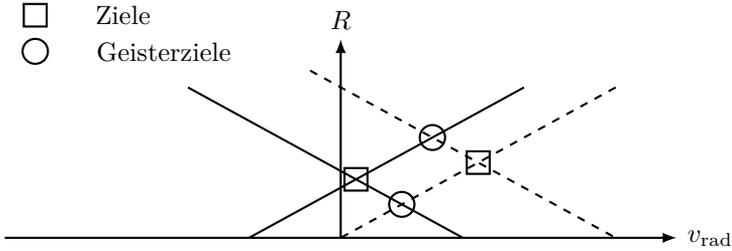


Abbildung 3.3: Situation mit zwei bewegten Zielen im R/v -Diagramm.

weitere Frequenzrampen mit unterschiedlicher Steigung gewonnen werden [MS14].

Aufgrund der auftretenden Mehrdeutigkeiten in Mehrziel-Szenarien erweist sich auch die dreieckförmige LFM für die in dieser Arbeit verfolgten Anwendungen als ungeeignet.

3.2.2.4 Multi Chirp LFM

Durch das Erweitern der Wellenform um zusätzliche Frequenzrampen unterschiedlicher Steigung erhält das LGS (3.7) weitere unabhängige Gleichungen. Für jede Rampe $l \in \{1, 2, \dots, L\}$ und jedes Ziel $\zeta \in \{1, 2, \dots, N_Z\}$ entsteht eine Beatfrequenz

$$f_{B_{\zeta,l}} = \alpha_l v_{r_\zeta} + \beta_l R_{0_\zeta}, \quad (3.8)$$

wobei α_l und β_l der Signalverarbeitung bekannte Parameter sind, die lediglich von der Rampe und der Sendefrequenz abhängen, vgl. (2.50). Damit existiert für jedes Ziel ein lineares Gleichungssystem mit L Gleichungen. Das Problem in Mehrziel-Situationen ist, dass nicht bekannt ist, welche der jeweils geschätzten N_Z Beatfrequenzen der L Frequenzrampen zusammengehören. Zudem verbleibt durch das überlagerte Rauschen selbst bei korrekter Auswahl der Beatfrequenzen ein Restfehler. Der direkte Algorithmus zur Lösung des Problems basiert auf der Methode der kleinsten Fehlerquadrate (engl. *minimum mean square error*, MMSE). Damit können für jede mögliche Kombination der Beatfrequenzen die

Zielparameter geschätzt werden. Schließlich muss durch eine Optimierung des Gesamtfehlers unter der Nebenbedingung, dass jede Beatfrequenz zu den Parametern genau eines Ziels gehört, die finale Zielauswahl erfolgen [Lüb05]. Da dieses Verfahren schon für wenige Ziele sehr aufwändig ist [Lüb05], wurde in [Lüb05] ein heuristischer Algorithmus vorgeschlagen, der auf Hypothesentests basiert und eine geringere Komplexität besitzt.

Nichtsdestotrotz bleiben einige Nachteile der Verwendung mehrerer LFM-Rampen unterschiedlicher Steigung bestehen [Mei01; Lüb05; Kro14]:

- Die Wahrscheinlichkeit für das Auftreten von Geisterzielen wächst mit der Anzahl an vorhandenen Zielen [Mei01]
- Der Signalverarbeitungsaufwand zum Eliminieren der Geisterziele steigt mit der Anzahl an Rampen, wodurch die Echtzeitfähigkeit beeinträchtigt wird [Lüb05]
- Die Messdauer verlängert sich mit jeder weiteren Frequenzrampe
- Beleuchtungsenergie mehrerer Rampen wird nicht zur Verbesserung der ROC integriert, sondern zur Auflösung der Mehrdeutigkeiten hinsichtlich der Zielparameter verwendet

Dies ist der Grund, weshalb auch die oben beschriebene Multi-Chirp-LFM-Variante für Situationen mit sehr vielen Zielen ungeeignet ist.

Zusammengefasst eignet sich die vorgestellte LFM-Variante für:

- Detektion statischer Ziele
- Detektion einer geringen Anzahl an bewegten Zielen
- Entfernungsmessung
- Geschwindigkeitsmessung
- Auflösung von wenigen Zielen in unterschiedlicher Entfernung
- Auflösung von wenigen Zielen mit verschiedenen Geschwindigkeiten

Die Wellenform ist nicht geeignet für Szenarien mit sehr vielen Ziel- und Clutterechos, da der Rechenaufwand zum Lösen der entstehenden Gleichungssysteme hoch wird und bereits kleine Messfehler zu Geisterzielen führen können.

3.2.2.5 Multiple Frequency Shift Keying

Eine FM-Wellenform, die es erlaubt, mehrere Ziele zu detektieren, ohne dass es dabei zu Mehrdeutigkeiten in der Zuordnung der Zielparameter kommt, wurde in [Kro14] vorgestellt und als *multiple frequency shift keying (MFSK) with combined up- and down-chirp* bezeichnet. Es handelt sich um eine Kombination von FSK und dreieckförmiger LFM, wobei eine Phasenmessung zur Auflösung der Mehrdeutigkeiten dient, die genauere Frequenzmessung jedoch zur eigentlichen Parameterschätzung verwendet wird. Die Wellenform erweitert die in [MR00] vorgestellte Wellenform um einen *down-chirp*. Damit handelt es sich um eine Wellenform, die auch für Anwendungen mit mehreren bewegten Zielen geeignet ist. Dennoch besitzt auch MFSK verschiedene Nachteile, die inhärent damit zusammenhängen, dass die beiden Dimensionen Entfernung und Radialgeschwindigkeit eines Ziels auf eine Dimension, nämlich die Beatfrequenz, abgebildet werden [Kro14], vgl. (2.50). Dadurch verbleiben Einschränkungen in der Mehrziel-Fähigkeit [Kro14]:

- Zum Einen können zwei Ziele, die sich sowohl in der Entfernung als auch in der Radialgeschwindigkeit unterscheiden, zur selben Beatfrequenz führen.
- Zum Anderen ist in Szenarien mit vielen Zielen und insbesondere mit *ausgedehntem statischem Clutter* das eindimensionale Spektrum am Ausgang der FFT des *stretch processor* stark belegt. Dies führt zu Einbußen in der Detektion, da sich einerseits der Dynamikbereich aufgrund überlagernder Nebenkeulen verringert und andererseits eine hohe Anzahl an erwarteten Zielen innerhalb der Referenzzellen des Detektors dessen Detektionsleistung reduziert, vgl. Abbildung 5.11.

Abhilfe schafft eine zweidimensionale *range-Doppler*-Verarbeitung, welche mit der im folgenden Abschnitt vorgestellten Wellenform möglich ist.

3.2.2.6 Linear Chirp Sequence- (LCS-) FMCW

Die LCS-FMCW-Wellenform besteht aus einer Folge von L linear frequenzmodulierten Chirps, die gemeinsam verarbeitet werden. Die Verarbeitung erfolgt kohärent. Der Frequenzverlauf des gesendeten Signals sowie der

des Echos eines Ziels sind in Abbildung 3.4 dargestellt. Die LCS-FMCW Wellenform sowie deren Eigenschaften werden in [Kro14] ausführlich beschrieben und im Folgenden kurz zusammengefasst.

Da es sich um eine LFM-Wellenform handelt, kann als Transceiver ein *stretch processor* (vgl. Abschnitt 2.6.2) zum Einsatz kommen und dadurch die Signalerzeugung und die Abtastung des Basisbandsignals bei Raten ablaufen, die einem Bruchteil der modulierten Bandbreite entsprechen, vgl. (3.5) bzw. (2.51).

Zur Herleitung des Basisbandsignals des l . Chirps am Ausgang des SP

$$z(t, l) = e(t) + n(t) = |e(t, l)| e^{j\angle e(t, l)} + n(t, l) \quad (3.9)$$

betrachtet man die Zweiwegelaufzeit (2.25) in Abhängigkeit der Chirpnummer $l \in \{0, 1, \dots, L-1\}$ [Kro14]

$$\tau(t, l) = \frac{2}{c} \left(R_0 + v_r (t + lT_c) \right). \quad (3.10)$$

Setzt man (3.10) in (2.48) ein, so ergibt sich analog zu (2.50) in guter Näherung (sofern $B \ll f_T$) für die Phase des unverrauschten Echosignals des l . Chirps im Basisband

$$\angle e(t, l) \approx 2\pi \left(\underbrace{-\frac{B}{T_c} \frac{2R_0}{c}}_{f_R} t - \underbrace{\frac{2f_T v_r}{c}}_{f_D} (t + lT_c) - \underbrace{\frac{2f_T R_0}{c}}_{\varphi_0} \right) \quad (3.11a)$$

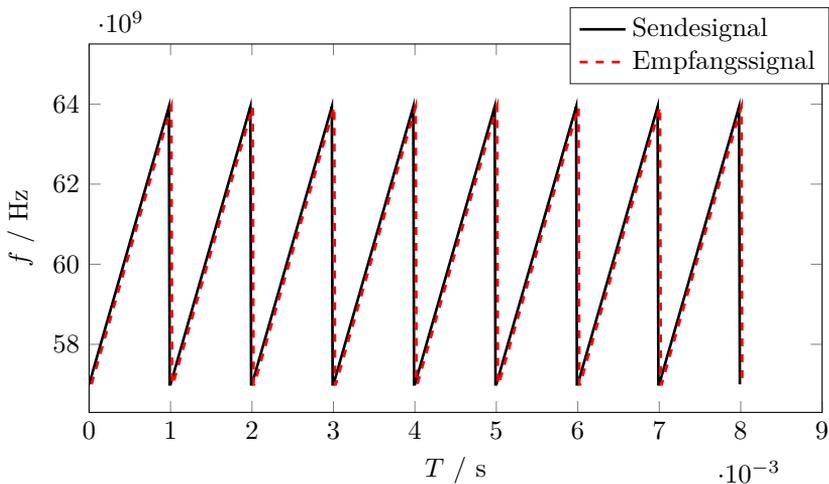
$$= 2\pi \left(\underbrace{(f_R + f_D)}_{=f_B} t + f_D lT_c + \varphi_0 \right) \quad (3.11b)$$

$$= 2\pi \left(f_B t + f_D lT_c + \varphi_0 \right). \quad (3.11c)$$

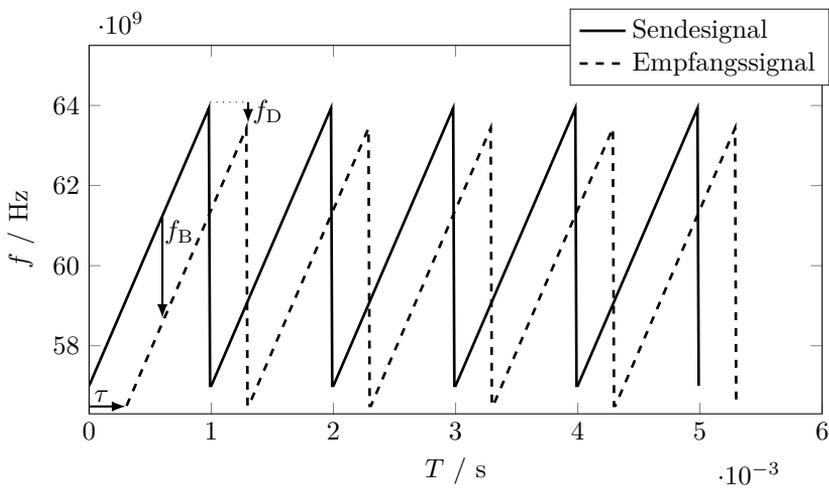
Anhand von (3.11a) und (3.11b) ergeben sich Bestimmungsleichungen für die Radialgeschwindigkeit

$$v_r = -f_D \frac{c}{2f_T} \quad (3.12)$$

3 Wellenformen für Nahbereichsradar



- (a) Wellenform mit 8 Chirps, wobei zur Veranschaulichung der Dimensionen das Ziel eine Geschwindigkeit von 10 m/s besitzt und sich in einer Distanz von 3 km befindet.



- (b) Wellenform mit 5 Chirps, wobei die Abstände zwischen Sende- und Empfangssignal zur Veranschaulichung unrealistisch gewählt wurden.

Abbildung 3.4: Frequenzverlauf von Sende- und Empfangssignal der Linear Chirp Sequence FMCW Wellenform.

und für die Entfernung

$$R_0 = -\frac{cT_c}{2B} (f_B - f_D) . \quad (3.13)$$

In (3.13) entspricht der Term $f_B - f_D$ einer Korrektur des *range-Doppler coupling*. Durch Abtastung von $z(t)$ aus (3.9) mit der Phase aus (3.11c) gemäß (2.41) folgt für das komplexe Basisbandsignal des l . Chirps

$$\begin{aligned} z[k, l] &= z(kT_A + lT_c) \\ &= b e^{j2\pi f_B kT_A} e^{j2\pi f_D lT_c} e^{j\varphi_0} + n(kT_A + lT_c) \\ &= e[k, l] + n[k, l] . \end{aligned} \quad (3.14)$$

Anhand (3.14) ist deutlich erkennbar, dass sich die Beatfrequenz über die Abtastwerte (Index $k \in \{0, 1, \dots, K-1\}$) eines Chirps manifestiert, was im Kontext von Puls-Doppler-Verarbeitung auch als *fast time* bezeichnet wird [Ric14]. Demgegenüber manifestiert sich die Dopplerfrequenz bei konstantem k über die L Chirps (Index l), der sog. *slow time* [Ric14]. Beide Frequenzen können daher unabhängig voneinander geschätzt werden, was sehr effektiv mittels des zweidimensionalen Periodogramms durch die schnelle Fouriertransformation (FFT) realisiert werden kann.

Durch Detektion der Maxima im Periodogramm können die Beat- und die Dopplerfrequenzen geschätzt werden, wobei eine eindeutige Zuordnung der beiden Frequenzen zueinander je Ziel besteht. Daher können für jedes Ziel eindeutig Schätzwerte für Entfernung und Radialgeschwindigkeit ermittelt werden. Dies wird detailliert in Kapitel 5 beschrieben.

Die Eindeutigkeitsbereiche in Entfernung und Geschwindigkeit sind dabei aufgrund des Abtasttheorems (2.31) durch die jeweiligen Abtastfrequenzen in der *fast time* f_A und in der *slow time* $1/T_c$ begrenzt. Unter der Annahme eines stationären Ziels ($v_r = 0$) gilt mit (3.13), (3.14) und (2.68) für den Entfernungseindeutigkeitsbereich

$$R_{\max, \text{ua}} = -\frac{cT_c}{2B} f_{R_{\min}} = \frac{cT_c}{2B} f_A = \frac{cT_c}{2BT_A} = \frac{K}{\beta_R} \Delta R , \quad (3.15)$$

vgl. auch (2.51). Da sich diese Arbeit mit Nahbereichsanwendungen beschäftigt, sind folglich eindeutige Messungen im Intervall $[0; R_{\max, \text{ua}}]$ möglich.

3 Wellenformen für Nahbereichsradar

Für den Eindeutigkeitsbereich der Radialgeschwindigkeit folgt mit (3.12) und (3.14)

$$v_{r_{\max,ua}} = v_{r_{\max}} - v_{r_{\min}} = |-f_{D_{\max}}| \frac{c}{2f_T} = \frac{c}{2f_T T_c}. \quad (3.16)$$

Da sowohl positive als auch negative Radialgeschwindigkeiten von Interesse sind, ergibt sich in dieser Arbeit das Intervall, in dem eindeutige Messungen der Radialgeschwindigkeit möglich sind, zu $[-v_{r_{\max,ua}}/2; v_{r_{\max,ua}}/2]$.

Die LCS-FMCW-Wellenform mit der oben beschriebenen Verarbeitung besitzt folgende vorteilhafte Eigenschaften:

- Zweidimensionale Auflösung von Zielen in Entfernung und Geschwindigkeit
- Keine Mehrdeutigkeiten bei der Parameterzuordnung in Szenarien mit mehreren Zielen
- Verarbeitungsgewinn bei weißem Rauschen von $10 \log_{10}(KL)$ durch kohärente Verarbeitung mittels der zweidimensionalen FFT [Kro14]

Wie in [FJ15a] dargelegt, eignet sich LCS-FMCW nicht für Szenarien, in denen sehr große Eindeutigkeitsbereiche in der Entfernung und der Radialgeschwindigkeit gefordert werden. Dies ist jedoch in den Nahbereichsanwendungen, die in dieser Arbeit untersucht werden, nicht der Fall. Außerdem bietet LCS-FMCW hinsichtlich des Transceivers den Vorteil der Anwendbarkeit des SP, wodurch dieser günstig zu realisieren ist (siehe auch Kapitel 4). Daher ist LCS-FMCW die ideale Wellenform für die in dieser Arbeit betrachteten Nahbereichsanwendungen.

Darüber hinaus ist bei Verwendung von LCS-FMCW eine einkanalige (reelle) Auslegung des Mischers möglich, falls die Frequenzrampen so steil sind, dass

$$|f_R| \gg |f_D|, \quad (3.17)$$

da dann die Beatfrequenz in (3.14) durch die entfernungsabhängige Frequenz dominiert wird und stets negativ ist [Kro14]. Dies wird im Hinblick auf den Transceiver in Kapitel 4 weiter erörtert.

3.2.2.7 Nichtlineare Frequenzmodulation

Durch nichtlineare Frequenzmodulation (NLFM) kann die Form des Spektrums des Sendesignals verändert werden, ohne dessen Amplitude zu verändern [LM04; MS12]. Dadurch entfällt die Notwendigkeit eines linearen Sendeverstärkers. Durch Implementierung eines Matched-Filters am Empfänger wird die Unterdrückung der Nebenkeulen der Ambiguitätsfunktion ohne SNR-Verlust ermöglicht. Jedoch ist einerseits das bestenfalls erreichbare PSL begrenzt auf [LM04; CA99]

$$PSL_{\max, \text{NLFM}} = -20 \log_{10}(BT_c) - 3 \text{ dB}, \quad (3.18)$$

wobei T_c die Dauer des nichtlinearen Chirps und B dessen Bandbreite ist, was es notwendig macht, zum Erreichen eines niedrigeren PSL dennoch zusätzlich die Amplitude zu modulieren bzw. am Empfänger zu gewichten. Dies wird in der Literatur als *hybrid FM* bezeichnet [CA99].

Andererseits, und das ist hinsichtlich eines *low cost* Radarsensors der schwerwiegendste Nachteil, ist *stretch processing* bei NLFM nicht möglich, weshalb bei hohen Bandbreiten sehr schnelle A/D-Wandler benötigt werden. Daher scheidet NLFM für das in dieser Arbeit entwickelte *low cost* Nahbereichsradar als Wellenform aus.

3.2.2.8 Signalvervielfachung für verbesserte Detektion

Um die Phaseninformation eines Echos zur Verbesserung der ROC auszunutzen wurde in [FWJ15] eine Modifikation für CW- und LFM-Wellenformen vorgeschlagen. Diese besteht darin, N_S Kopien desselben Signals $u(t)$, die um Vielfache von f_Δ in der Frequenz verschoben werden, als Sendesignal

$$u_\Sigma(t) = \frac{1}{\sqrt{N_S}} \sum_{n=0}^{N_S-1} u(t) e^{j2\pi n f_\Delta t} \quad (3.19)$$

zu verwenden. Aufgrund der Normierung der Amplitude in (3.19) besitzt das Summensignal $u_\Sigma(t)$ dieselbe Leistung wie die einzelne Wellenform $u(t)$, falls der Frequenzabstand f_Δ genügend groß ist, um die einzelnen Signalkopien zu orthogonalisieren.

Zur Detektion wird im Allgemeinen die Leistung des empfangenen Signals ausgewertet. Die Phase eines Zielechos ist zwar (ohne Rauschen) deterministisch, jedoch a priori unbekannt und gleichverteilt in $[-\pi, \pi]$. Daher wird sie bei herkömmlichen Detektionsmethoden bspw. durch Bilden des Betragsquadrats verworfen.

Wenn aber mehrere frequenzverschobene Kopien desselben Signals empfangen werden, so kann die Stichprobenvarianz der Phasenwerte der Signalkopien als zusätzliches Kriterium zur Detektion genutzt und diese dadurch verbessert werden. In [FWJ15] wird der optimale Detektor dafür hergeleitet und gezeigt, dass dadurch insbesondere Verbesserungen der Detektionsperformanz im Bereich niedriger SNR möglich ist.

Aufgrund des zusätzlichen Aufwands zur Detektion anhand zweier Entscheidungsgrößen sowie der zusätzlich benötigten Bandbreite wird dieses Verfahren jedoch im Kontext eines Nahbereichsradars unter den Randbedingungen geringer Komplexität und Kosten für nicht zielführend erachtet und daher in dieser Arbeit nicht weiter betrachtet.

3.2.3 Phasenmodulation

Phasenmodulierte Radarwellenformen besitzen eine konstante Amplitude und Trägerfrequenz, wodurch sie sich für nicht-lineare Verstärker eignen. Zur Modulation wird die Phase $\varphi(t)$ in Abschnitten der Dauer τ_{chip} zwischen N diskreten Werten umgetastet. Die einzelnen Abschnitte werden als Chips bezeichnet.

Aufgrund der Tatsache, dass die Signalbandbreite umgekehrt proportional zur Chipdauer ist und *stretch processing* nicht anwendbar ist, sind für hohe Bandbreiten des Sendesignals hohe Wandlerraten sowohl zur Wellenformsynthese als auch zur Digitalisierung notwendig.

Aufgrund der damit verbundenen Hardwarekosten scheidet Phasenmodulation für die Nutzung in *low cost* Nahbereichsradarsensoren aus.

3.2.4 Orthogonal Frequency Division Multiplex

Orthogonal frequency division multiplex (OFDM) Radar ist eine Wellenform, die ursprünglich aus der Funkkommunikation stammt. Als Besonder-

heit ermöglicht OFDM-Radar die gleichzeitige Nutzung des Radarsignals zu Kommunikationszwecken und wurde daher im Rahmen von automotiven Anwendungen, bei denen beide Funktionen gewünscht sind, u. a. in [Stu12; Bra14] untersucht.

Wie in [FJ15b] und [FJ15a] gezeigt wurde, führen die Wellenformen OFDM-Radar und LCS-FMCW-Radar unter denselben Randbedingungen seitens der Applikation und geeigneter Verarbeitung zum selben Basisbandsignal für die Radarsignalverarbeitung, so dass dieselbe Signalverarbeitungskette verwendet werden kann. Jedoch ist die Signalerzeugung bei OFDM-Radar komplexer und erfordert sowohl einen OFDM-Modulator, als auch einen OFDM-Demodulator sowie einen breitbandigen D/A-Wandler, dessen Wandlerrate mindestens der Bandbreite des Sendesignals entspricht [FJ15b].

Ein weiteres Problem bei OFDM sind Amplitudenschwankungen des Sendesignals (engl. *peak to average power ratio*, PAPR) [NP00]. Dieses Problem kann durch geeignete Kodierung der Sendesymbole abgemildert, jedoch nicht in Gänze eliminiert werden [DW01]. Dies erhöht, wie in Abschnitt 2.6.3 dargestellt, die Anforderungen an den Leistungsverstärker.

Zudem erfordert OFDM-Radar einen zusätzlichen Schritt in der Vorverarbeitung, um den Einfluss der Modulationssymbole aus dem Empfangssignal zu entfernen. Dies erfordert KL Divisionen komplexer Zahlen [Bra14]. Da in den in dieser Arbeit verfolgten Anwendungen keine gleichzeitige Kommunikation mittels des Sendesignals erforderlich ist, ergibt sich durch OFDM kein Vorteil im Vergleich zu LCS-FMCW. Darüber hinaus ist der höhere Aufwand zur Signalerzeugung und Abtastung ein Ausschlusskriterium im Kontext eines kostengünstigen Nahbereichsradars für die angestrebten Anwendungen.

3.2.5 Amplitudenmodulation

Amplitudenmodulation ist untypisch für Radarwellenformen und wird aufgrund der damit verbundenen Notwendigkeit linearer Verstärker, vgl. Abschnitt 2.6.3, praktisch nicht als Wellenform verwendet³ [RSH10, S. 787].

³Bei OFDM-Radar entstehen Amplitudenschwankungen *ungewollt* und werden durch spezielle Kodierung der Sendesymbole soweit wie möglich reduziert.

Dennoch existieren in der Literatur Beschreibungen von Wellenformen, welche die Amplitude modulieren, so z. B. der Huffman Code [LM04], da Amplitudenmodulation zusätzliche Kontrolle über die Nebenkeulen ermöglicht. So lassen sich die Nebenkeulen der Ambiguitätsfunktion in Dopplerrichtung nur durch Veränderung der Amplitude der Wellenform verändern, vgl. (2.67). Dies wird jedoch typischerweise dadurch realisiert, dass die Amplitude der empfangenen Wellenform durch Fensterung (siehe Abschnitt 5.4.4) gewichtet wird, wodurch das Empfangsfilter kein MF mehr darstellt [LM04]. Der entstehende SNR-Verlust ist jedoch meist weniger kritisch als die Nebenkeulen und weniger teuer als die Verwendung linearer Verstärker.

3.3 Vergleich

Die abschließende Auswahl der Wellenform für die in dieser Arbeit untersuchten Nahbereichsanwendungen geschieht in diesem Abschnitt anhand eines zusammenfassenden Vergleichs. Die relevanten Anforderungen für die Wahl der Wellenform aus Abschnitt 2.9.2 seien daher an dieser Stelle nochmals kurz zusammengefasst:

1. Betrieb in lizenzfreien Bändern mit begrenzter maximaler Sendeleistung
2. Geringe Hardware- und Betriebskosten
3. Geringe Komplexität der Signalverarbeitung
4. Detektion mehrerer statischer und bewegter Ziele, sowie eindeutige Bestimmung der Entfernung und Radialgeschwindigkeit eines jeden Ziels

Um bei begrenzter maximaler Sendeleistung die Reichweite zu maximieren, sind kontinuierliche Wellenformen den gepulsten vorzuziehen. Diese Forderung wird optimal von Wellenformen mit einer konstanten Einhüllenden erfüllt. Des Weiteren können in diesem Fall effiziente nicht-lineare Verstärker eingesetzt werden, die im Betrieb günstiger als lineare Verstärker sind. Dies trägt zur Erfüllung der zweiten oben genannten Bedingung bei und ist ein Argument gegen OFDM und gegen Amplitudenmodulation.

Phasenmodulation und nicht-lineare Frequenzmodulation erfordern zur Erfüllung des Abtasttheorems $f_A > B$, wobei B die Bandbreite der Wellenform ist, da sie sich nicht zur Verarbeitung mittels eines *stretch processors* eignen. Aufgrund der zweiten und dritten Anforderung in obiger Aufzählung stellt dies ein klares Ausschlusskriterium für diese beiden Wellenformtypen dar.

Dadurch reduziert sich die Auswahl auf LFM- und FSK-Wellenformen. Die einzigen Wellenformen, die sich dazu eignen, mehrere statische und bewegte Ziele zu detektieren sowie deren Entfernung und Radialgeschwindigkeit eindeutig zu schätzen, sind:

- Costas-Codes
- Multi-Chirp-LFM
- MFSK
- LCS-FMCW

Davon besitzen die Costas-Codes den höchsten Aufwand in Sender und Empfänger. Die Mehrziel-Fähigkeit von Multi-Chirp-LFM ist, wie in Abschnitt 3.2.2.4 dargelegt, bei vielen Zielen kritisch zu beurteilen. Zudem ist der Einsatz von Sendeleistung zur ausschließlichen Auflösung von Mehrdeutigkeiten ungünstig. Die MFSK-Wellenform bietet prinzipiell einen guten Kompromiss zwischen Komplexität und Leistungsfähigkeit, jedoch kommt auch ihre Fähigkeit in Szenarien mit sehr vielen Zielen und Clutter aufgrund der eindimensionalen Messung der Beatfrequenz an Grenzen.

Aus diesen Gründen fällt die Entscheidung in der vorliegenden Arbeit hinsichtlich der anvisierten Anwendungen für LCS-FMCW als Wellenform in Verbindung mit einem *stretch processor* als Transceiver. Welche Details bei der Transceiver-Architektur beachtet werden müssen, damit LCS-FMCW optimale Performanz bei geringen Kosten liefern kann, wird im folgenden Kapitel 4 erläutert.

Transceiver für LCS-FMCW

In diesem Kapitel geht es um die *Architektur* des Transceivers für die *linear chirp sequence* (LCS-) FMCW Wellenform, die in Kapitel 3 als geeignetste für die in dieser Arbeit untersuchten Anwendungen ausgewählt wurde. Dies beinhaltet die Erzeugung des Sendesignals sowie den Empfang des Echsignals und die Umsetzung des empfangenen Signals ins äquivalente Basisband. Damit ist das Kapitel als Leitlinie für Auswahl und Aufbau eines geeigneten Radar-Transceivers für die im Fokus stehenden Anwendungen zu sehen.

Die Anforderungen dabei orientieren sich an den in Abschnitt 2.9.2 formulierten Anforderungen an das gesamte System:

- Günstig zu realisieren, um die Kosten des Gesamtsystems niedrig zu halten
- Verzerrungsarme Verarbeitung zum Erreichen der Auflösungsanforderungen im Nahbereich sowie einer hohen Genauigkeit der Parameterschätzung
- Hoher Dynamikbereich, um Maskierung von Zielen zu vermeiden
- Hohe Wiederholgenauigkeit für die Langzeitstabilität

Anhand des MF-Empfängers und des *stretch processors* wurden die Grundlagen von Radar-Transceivern bereits ins Abschnitt 2.6 erklärt. Die Eigenschaft des SP, die Bandbreite des Basisbandsignals am Empfänger von linear und schrittweise frequenzmodulierten Wellenformen im Vergleich zum Sendesignal zu reduzieren, machte ihn aufgrund der damit verbundenen Kostenersparnis zur Entscheidungsgrundlage für die verwendete Wellenform. Daher widmet sich dieses Kapitel ausschließlich dieser

Transceiver-Variante. Zudem beschränken sich die Betrachtungen auf eine monostatische Ausführung des Transceivers, da nur diese der Forderung eines kompakten Sensors (vgl. Abschnitt 1.1.1 und 1.1.2) genügt. Dadurch kann dasselbe Oszillatorsignal zum Hoch- und Heruntermischen verwendet werden. Ein Vorteil, der sich dadurch ergibt, ist ein erhöhtes SNR durch einen in der Literatur als *self coherence* beschriebenen Effekt [RSH10]. Der Grund dafür liegt darin, dass langsame Schwankungen in der Frequenz des Oszillators (Frequenzdrift) weniger zu Phasenrauschen im Basisband-signal führen, wenn diese gleichartig im Sende- und im Empfangspfad auftreten.

Neben der konkreten Ausgestaltung der einzelnen Transceiver-Funktionen werden mögliche Fehlerquellen aufgezeigt, analysiert und entsprechende Gegenmaßnahmen erläutert.

4.1 Signalerzeugung

Da sich die Zielparameter Entfernung und Dopplerfrequenz in der Verschiebung zwischen den gesendeten und den empfangenen Frequenzrampen manifestieren, ist deren genaue Erzeugung, die sich anhand von

- Linearität,
- Phasenrauschen,
- Kohärenz während des CPI (L Frequenzrampen),
- Stabilität (Wiederholgenauigkeit),

charakterisieren lässt, essenziell für die Leistungsfähigkeit des Radarsystems [UJW09].

Die Auswertung des Echos eines mit einer linear frequenzmodulierten Wellenform beleuchteten Punktziels mit dem SP erzeugt nur dann ein Informationssignal mit exakt konstanter Frequenz (der Beatfrequenz), wenn die Frequenzrampe des Sendesignals linear ist. Abweichungen in der Linearität der Frequenzrampe führen zu spektraler Verbreiterung des Informationssignals [Bre11]. Dadurch verschlechtern sich einerseits die Auflösung und Schätzgenauigkeit und andererseits der Dynamikbereich

des Radars, da schwache Ziele durch die entstehenden höheren spektralen Nebenkeulen maskiert werden [Bre11].

Phasenrauschen wirkt sich einerseits ebenfalls in einer spektralen Verbreiterung von Zielen und Clutter aus, wodurch diese schlechter voneinander getrennt werden können. Andererseits entsteht durch Phasenrauschen spektrale Überfaltung (engl. *aliasing*) der Nebenkeulen, was zu einem erhöhten Grundrauschen führt und damit die Entdeckung schwacher Ziele beeinträchtigt.

Kohärenz während des CPI ist für die FFT-Verarbeitung (vgl. 3.2.2.6) unabdingbar und garantiert einen hohen Integrationsgewinn.

Über lange Zeit stabile Signalerzeugung sorgt für gleichbleibende Leistungsfähigkeit und ist daher für einen kommerziellen Sensor ein wichtiges Qualitätsmerkmal.

Im Folgenden werden nur Verfahren zur Signalerzeugung diskutiert, die digital rekonfigurierbar sind, um die Wellenformparameter auf anwendungsspezifische Anforderungen anpassen zu können.

Die Signalerzeugung für frequenzmodulierte Wellenformen kann durch

- direkte digitale Frequenzsynthese (DDFS),
- einen frei schwingenden VCO,
- einen mittels Phasenregelkreis stabilisierten VCO

erfolgen. Sie kann darüber hinaus

- direkt auf der Sendefrequenz,
- auf einer Zwischenfrequenz mit anschließendem Hochmischen,
- durch Frequenzvervielfachung

erfolgen.

Findet die Signalerzeugung direkt auf der Sendefrequenz statt, so ergibt sich daraus für den SP-Empfänger eine einstufige (homodyne) Struktur. Die Erzeugung auf einer Zwischenfrequenz ermöglicht es, einen mehrstufigen (heterodynen) Empfänger zu realisieren. Heterodyne Empfänger besitzen eine bessere Selektivität, da auf niedrigen Frequenzen besser gefiltert werden kann. Wird zudem auf der ZF digitalisiert, so kann dadurch

das Flicker-Rauschen aufgrund seines $1/f$ -förmigen Leistungsdichtespektrums (LDS) reduziert werden. Die Implementierung eines heterodynen Empfängers erfordert jedoch gute Filterung der auftretenden harmonischen Frequenzen beim Mischen durch *anti image filter*, damit diese nicht zu Störungen des gewünschten Signals oder zu Außerbandstrahlung führen [RSH10]. Daher sind heterodyne Architekturen aufgrund der größeren Zahl an verwendeten Bauelementen teurer als homodyne, weswegen in dieser Arbeit ausschließlich die homodyne Architektur mit Frequenzerzeugung direkt im Sendeband betrachtet wird.

Eine Übersicht über die Verfahren zur Signalsynthese für FMCW ist in [UJW09] zu finden.

4.1.1 Frei schwingender harmonischer VCO

Spannungsgesteuerte harmonische Oszillatoren stellen eine günstige Möglichkeit zur Erzeugung eines frequenzmodulierten Signals dar. Durch die Steuerspannung wird dabei ein Schwingkreis meist über eine Varaktordiode so verstimmt, dass dieser ein sinusförmiges Signal einer bestimmten Frequenz emittiert. Erfolgt dies im Frequenzband, in dem das Radar betrieben werden soll, so kann das Ausgangssignal via Anpassungsschaltung auf die Sendeantenne gelegt werden, falls die Ausgangsleistung des VCO ausreicht. Andernfalls ist es zuvor zu verstärken.

Vorteilhaft bei der Verwendung eines VCO ist, dass die Steuerspannung mit einem D/A-Wandler erzeugt werden kann, der bei geeigneter Auslegung der Signalparameter bei einer im Vergleich zur Signalbandbreite des Sendesignals wesentlich geringeren Wandlerrate

$$f_{\text{DAC}} > \frac{2N_{\text{step}}}{T_c} = \frac{2}{T_{\text{step}}} = \frac{2B}{T_c f_{\text{step}}} \quad (4.1)$$

arbeitet. Diese wird durch die Anzahl an modulierten Frequenzstufen N_{step} und die Chirpdauer T_c bestimmt. Der Faktor 2 ist zur Erfüllung des Abtasttheorems für korrekte Signalrekonstruktion notwendig, da es sich bei der Steuerspannung um ein reelles Signal handelt. Damit ergibt sich mit der Schrittweite T_{step} in der Zeit und f_{step} in der Frequenz ein

Designkriterium:

$$f_{\text{DAC}} \ll B \Leftrightarrow f_{\text{step}} \gg \frac{1}{T_c} \quad (4.2)$$

Zur Glättung der Steuerspannung ist zudem ein auf die Parameter der Frequenzrampe abgestimmtes Tiefpassfilter notwendig.

Durch die wenigen benötigten Bauteile (vgl. Abbildung 2.13) stellt ein frei schwingender VCO eine sehr günstige Möglichkeit der Signalerzeugung dar, jedoch besitzen VCOs einen nicht-linearen und temperaturabhängigen Frequenzgang [FR06; Men99], was bei der Ansteuerung durch entsprechende Linearisierung berücksichtigt werden muss. Mit einem VCO sind sehr große Signalbandbreiten von mehreren Gigahertz durchstimmbare. Aufgrund des zusätzlichen analogen Filteraufwands ist die Flexibilität hinsichtlich der Steigung der erzeugten Frequenzrampen jedoch eingeschränkt.

Eine Methode zur Linearisierung eines frei schwingenden VCO wird in Abschnitt 4.1.1.1 erläutert. Außer frei schwingend kann ein VCO auch eingebunden in eine Phasenregelschleife seinen Dienst verrichten. Dies wird in Abschnitt 4.1.3 beschrieben. Dadurch lassen sich einige der oben beschriebenen Probleme lösen.

4.1.1.1 Linearisierung durch Vorverzerrung

Eine Linearisierung kann bei bekannter VCO-Charakteristik durch Vorverzerrung der Steuerspannung $v_{\text{VCO}}(t)$ des VCO mittels dessen inverser Übertragungsfunktion $g_{\text{lin}}(t) = f_{\text{VCO}}^{-1}(t)$ geschehen, so dass die Verkettung der beiden Funktionen

$$\left(f_{\text{VCO}} \circ g_{\text{lin}}\right)(v_{\text{VCO}}(t)) = f_{\text{T}} + K_{\text{VCO}}v_{\text{VCO}}(t) \quad (4.3)$$

einen linearen Verlauf mit der Steigung

$$K_{\text{VCO}} = \frac{B}{v_{\text{VCO,max}} - v_{\text{VCO,min}}} \quad (4.4)$$

und den entsprechenden Grenzen der Kennlinie ergibt. Dies ist in Abbildung 4.1 dargestellt.

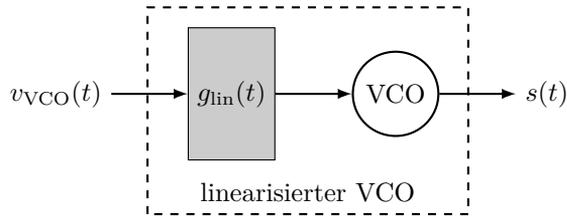


Abbildung 4.1: Linearisierung eines VCO durch Vorverzerrung der Steuerspannung.

Notwendige Voraussetzung für das Verfahren ist ein monotoner Verlauf der Übertragungsfunktion des VCO, wovon im Allgemeinen auszugehen ist [Rom13].

Hinsichtlich der Linearisierung durch Vorverzerrung ist jedoch zu berücksichtigen, dass sich die Übertragungsfunktion des VCO während des Betriebs durch Erwärmung verändern kann [FR06; Mit10]. Dies zu berücksichtigen erfordert Kenntnis der Temperatur sowie die Implementierung eines entsprechenden Kennfelds zur Kompensation [Mit10]. Dazu ist eine aufwändige Charakterisierung des VCO notwendig, welche meist nicht vom Hersteller geliefert wird und schon allein aufgrund der notwendigen Messtechnik teuer ist. Darüber hinaus können durch Kalibrierung keine Alterungseffekte berücksichtigt werden.

Die Kalibrierung kann auch mittels des Radarempfängers als Messgerät durchgeführt werden, sofern dieser durch zusätzlich implementierte Hardwaremaßnahme dazu in der Lage ist. In [Men99] wird zu diesem Zweck eine Verzögerungsleitung (engl. *delay line*) vorgeschlagen. Dadurch kann das System periodisch während des Betriebs innerhalb einer kurzen Pause zwischen zwei Radarmessungen neu kalibriert werden. Für sich schnell verändernde Nichtlinearitäten ist dieses Verfahren jedoch ungeeignet. Außerdem erfordert es zusätzlichen Signalverarbeitungsaufwand.

4.1.2 Direkte digitale Frequenzsynthese

Die direkte digitale Frequenzsynthese (DDFS) stellt eine Alternative zur Frequenzerzeugung mittels eines frei schwingenden VCO dar. Sie besteht aus einer *lookup table* (LUT), mit der Phasenwerte in korrespondierende Signalamplituden einer harmonischen Schwingung umgewandelt werden,

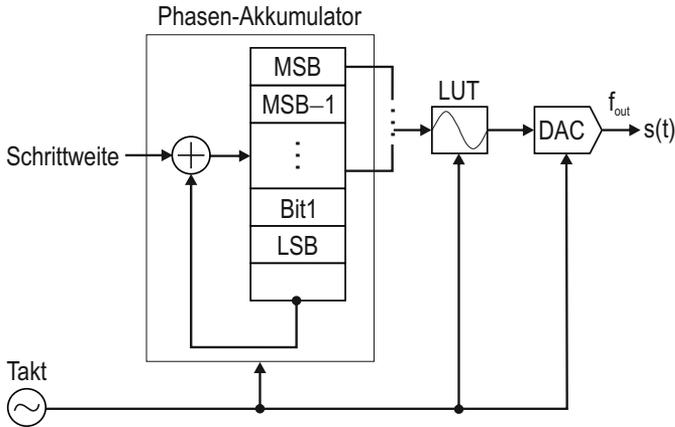


Abbildung 4.2: Prinzip der direkten digitalen Synthese zur Signalerzeugung.

einem Digital-analog-Wandler, der diese Werte in ein analoges Signal umsetzt und aus einem Phasen-Akkumulator, um die LUT zu adressieren [UJW09]. Dieses Prinzip ist in Abbildung 4.2 dargestellt. Dabei steht „MSB“ für das *most significant bit* und „LSB“ für das *least significant bit* des Phasenregisters.

Aufgrund der gänzlich digitalen Art der Signalerzeugung können mit einer DDFS Frequenzrampen auch ohne besondere Kompensationsmethoden wesentlich linearer und temperaturstabiler erzeugt werden, als mit einem frei schwingenden VCO. Andererseits existieren jedoch eine Reihe von Fehlerquellen, die einer DDFS eigen sind und in [FR06] beschrieben werden. Nichtsdestotrotz zeigt ein direkter Vergleich von VCO und DDFS geringeres Phasenrauschen seitens der DDFS [FR06], was sich in schmalere Haupt- und niedrigere Nebenkeulen des Frequenzspektrums auswirkt. Dadurch verbessert sich die Detektions- und Schätzperformanz des Radars [FR06]. Demgegenüber stehen der höhere Preis sowie die aufgrund der erforderlichen Digital-analog-Wandlung begrenzten Bandbreiten¹. Aufgrund

¹Mit Stand Oktober 2015 ist die AD9914 mit 3,5 GSPS und einem Preis von über \$100 die schnellste DDFS von Analog Devices. Diese ermöglicht die Erzeugung von Signalen mit einer maximale Bandbreite von 1,75 GHz, siehe <http://www.analog.com/en/products/rf-microwave/direct-digital-synthesis-modulators/ad9914.html>.

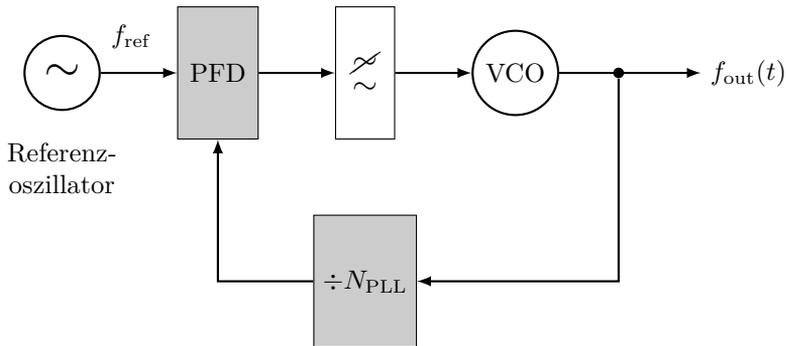


Abbildung 4.3: *Integer-N PLL* im Blockschaltbild.

dessen ist die alleinige Verwendung einer DDFS zur Signalerzeugung im Kontext der vorliegenden Arbeit nicht möglich.

4.1.3 Integer-N Phasenregelschleife

Bei einer Phasenregelschleife (engl. *phase-locked loop*, PLL) handelt es sich um einen rückgekoppelten Regelkreis zur Phasen- und Frequenzregelung. Das grundlegende Funktionsprinzip einer PLL ist in Abbildung 4.3 dargestellt.

Der Kern einer PLL ist ein Phasendetektor (engl. *phase frequency detector*, PFD). Dabei handelt es sich um ein Bauelement, mit dem die Phasendifferenz zweier Eingangssignale bestimmt werden kann, was durch eine dazu proportionale Spannung am Ausgang wiedergegeben wird. Es folgt ein Tiefpassfilter zur Glättung und Entfernung hochfrequenter Signalanteile. Durch die Bandbreite des Tiefpasses lässt sich Einfluss auf das dynamische Verhalten der PLL, insbesondere deren Einschwingdauer nehmen [Bar99]. Am Ausgang des Tiefpassfilters stellt sich daher eine Gleichspannung ein, die den folgenden VCO steuert. Bei direkter Rückkopplung des VCO-Ausgangs würde die Ausgangsfrequenz der Eingangsfrequenz phasenstabil folgen. Mittels eines Frequenzteilers im Rückkopplungszweig lässt sich dadurch ein Frequenzvervielfacher realisieren. Bei einer *integer-N PLL* ist der Teiler $N_{\text{PLL}} \in \mathbb{N}$ ganzzahlig.

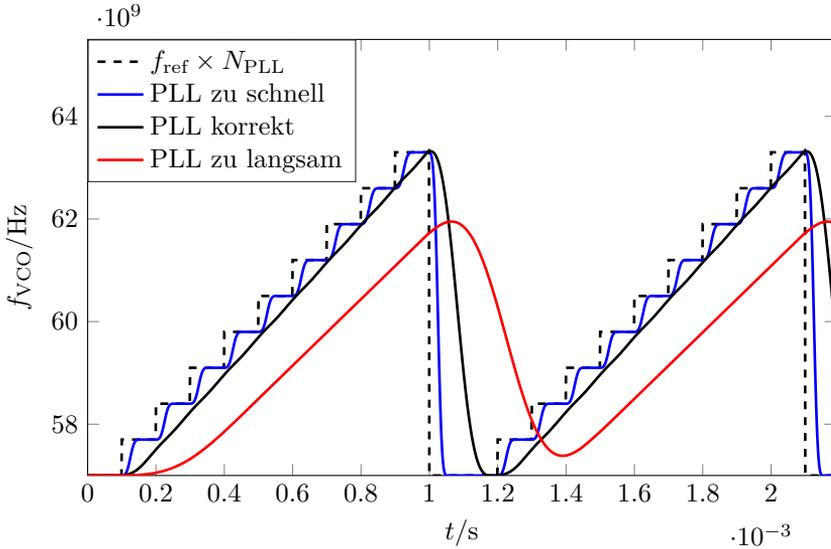


Abbildung 4.4: Veranschaulichung der PLL-basierten Frequenzrampenerzeugung und Auswirkungen verschiedener Einschwingdauern der PLL auf die erzeugte Frequenzrampe [Par15; Mit10].

Typischerweise werden *integer-N PLLs* durch Veränderung des Teilers N_{PLL} zur Umschaltung zwischen den einzelnen Kanälen eines Funkkommunikationssystems verwendet [Bar99]. Sie eignen sich jedoch auch hervorragend für den vorliegenden Zweck der Erzeugung von Frequenzrampen für die Radarwellenform LCS-FMCW, indem der Teiler während der Chirpdauer im Takt K/T_c hochgezählt wird [Mit10]. Dadurch wird die Rampe in Frequenzstufen zu $f_{\text{step}} = f_{\text{ref}}$ durchschritten. Dies ist in Abbildung 4.4 anhand der schwarz gestrichelten Kurve dargestellt. Dabei beträgt $T_c = 1$ ms und es werden $N_{\text{step}} = 9$ Stufen durchschritten. Die durchgezogenen Kurven stellen den Verlauf der Ausgangsfrequenz $f_{\text{VCO}}(t)$ für verschiedene Schleifenbandbreiten, die mit unterschiedlichen Einschwingdauern korrespondieren, dar.

Nachteilig an diesem Prinzip der Frequenzrampenerzeugung ist, dass sich das Phasenrauschen des Referenzsignals durch die Frequenzvervielfachung um den Faktor $20 \log_{10} N_{\text{PLL}}$ erhöht. Daher muss, um dem eingangs for-

mulierten Ziel eines geringen Phasenrauschens gerecht zu werden, als Forderung für die Systemauslegung formuliert werden, den Faktor N_{PLL} so niedrig wie möglich zu wählen. Dies ist gleichbedeutend damit, die Frequenzrampe durch möglichst wenige Stufen N_{step} mit großem Frequenzabstand f_{step} zu erzeugen.

Aufgrund der Rückkopplung können mit einer *integer-N PLL* lineare Frequenzrampen mit einem nicht-linearen VCO erzeugt werden, solange dieser eine monotone Übertragungsfunktion besitzt [Mit10]. Im Vergleich zu einem frei schwingenden VCO mit Vorverzerrung der Steuerspannung wird der Kalibrieraufwand, ein Temperatursensor sowie Speicher für ein entsprechendes Kennlinienfeld gespart. Dies trägt zur Kostenersparnis bei. Zudem sorgt die Verwendung einer PLL für Langzeitstabilität bei der Erzeugung der Frequenzrampen [Mus03], eine der am Anfang dieses Kapitels formulierten Forderungen.

Um die Restwelligkeit der erzeugten Frequenzrampen gering zu halten, gelten bestimmte Anforderungen an die Chirpdauer T_c und die Schrittweite T_{step} des vorgegebenen Frequenzverlaufs, um sowohl ein Einschwingen, als auch ein Hinterherhinken des Frequenzverlaufs des Ausgangssignals zu vermeiden. Sei T_{lock} die Einschwingdauer² der PLL, so führt $T_{\text{lock}} \ll T_{\text{step}}$ zu einem treppenstufenförmigen Verlauf (blaue Kurve), wohingegen $T_{\text{lock}} > T_c$ zu einem Hinterherhinken und nicht-linearen Verlauf der vom VCO erzeugten Frequenzrampe führt (rote Kurve). Dies ist in Abbildung 4.4 veranschaulicht. Daher sollte die Bedingung

$$T_{\text{step}} < T_{\text{lock}} \ll T_c \quad (4.5)$$

eingehalten werden [Mit10; Par15]. Andernfalls entstehen unerwünschte spektrale Seitenbänder, die sich negativ auf das SNR sowie die Ambiguitätsfunktion auswirken [Par15].

Beim Wechsel von höchster zu niedrigster Frequenz kommt es abhängig von der Einschwingdauer der PLL entweder zu einem Überschwingen oder zu starkem Hinterherhinken des Frequenzverlaufs [FR06]. In [Thu16] wird ein Ansatz vorgestellt, der darauf basiert die Frequenzrampen mit *zwei* PLLs zu erzeugen, die im Wechsel auf den Ausgang gelegt und gesendet werden. Dadurch hat die jeweils inaktive PLL Zeit zum Einschwingen

²Die Einschwingdauer ist die Zeit, nach der die Abweichung der eingestellten Frequenz von der tatsächlichen Frequenz geringer als der erlaubte Frequenzfehler ist.

vor dem Start einer Rampe. Aufgrund der dadurch erhöhten Kosten wird dieser Ansatz jedoch in der vorliegenden Arbeit nicht verfolgt. Stattdessen erfolgt eine geringfügig längere Pause als T_{step} nach dem Umschalten von höchster zu niedrigster Frequenz durch das Wiederholen von N_{trans} Samples der Startfrequenz, die am Empfänger wieder entfernt werden, vgl. Abschnitt 5.3. Dadurch werden die entstehenden transienten Signalanteile nicht ausgewertet.

Zur Erzeugung der Referenzfrequenz wird oftmals ein Festfrequenz-Quarzoszillator verwendet [Bar99]. Da in der vorliegenden Anwendung jedoch Flexibilität bei der Rampenerzeugung gefordert ist, wird dazu eine DDFS (vgl. Abschnitt 4.1.2) vorgeschlagen, deren Anforderungen hinsichtlich Wandlerrate jedoch wesentlich geringer sind, als wenn sie direkt das Sendesignal erzeugen würde.

4.2 Empfänger: Stretch Processor mit zwei Empfangszügen

Aufgrund der beträchtlichen Bandbreitenreduktion des zu wandelnden Signals, vgl. (3.5) ist die Architektur des *stretch processor*, der in Abschnitt 2.6 beschrieben wird, für frequenzmodulierte Wellenformen in Nahbereichsradar-Anwendungen vorteilhaft. Daher wird er in dieser Arbeit eingesetzt. Da außerdem die Erzeugung des Sendesignals aufgrund der Ersparnis an Bauelementen direkt auf der Sendefrequenz stattfinden soll, vgl. Abschnitt 4.1, ergibt sich für die Empfängerarchitektur ein homodyner SP.

Die Frage nach der Notwendigkeit eines Quadraturmischers, der es erlaubt, das Vorzeichen der geschätzten Beatfrequenz zu bestimmen, wurde im Falle von LCS-FMCW mit (3.17) beantwortet. Ist diese Gleichung erfüllt, so sind nur negative Beatfrequenzen zu erwarten. Diese a priori Information kann verwendet werden, um den Mischer einkanalig, also reell, auszulegen. Das spart Bauteile und führt dadurch zu einer Kostenersparnis. Außerdem werden potenzielle I/Q-Gleichlaufprobleme von vorneherein ausgeschlossen, wodurch Abstimmungsaufwand und/oder digitale Kompensationsmethoden [Ric14; Men99; COT81] gespart und die durch I/Q-Ungleichlauf entstehenden Geisterziele bei der negativen

Beatfrequenz [Kie14] vermieden werden. Demgegenüber steht jedoch die notwendige Abtastrate, um den Bereich von Interesse $[f_{B_{\min}}; f_{B_{\max}}]$ zu digitalisieren. Diese ist für ein reelles Signal aufgrund des spiegelsymmetrischen Spektrums doppelt so hoch, als wenn ein Quadraturmischer zum Einsatz kommt, vgl. (2.31):

$$f_{A,\text{reell}} > 2(f_{B_{\max}} - f_{B_{\min}}) \quad (4.6)$$

Ebenfalls aufgrund des spiegelsymmetrischen Spektrums halbiert sich der Integrationsgewinn des Periodogramms bei Verwendung des reellen statt eines komplexen Basisbandsignals, siehe Abschnitt 5.4.2.

Da bei integrierten Mikrowellenschaltungen (engl. *monolithic microwave integrated circuits*, MMICs) eine hohe Reproduzierbarkeit gegeben ist und aufgrund des guten thermischen Gleichlaufs durch die geringen Ausmaße dieser Schaltungen [DS06, S. F33], ist dort sehr guter I/Q-Gleichlauf zu erreichen. Daher überwiegen bei Einsatz von MMIC die Vorteile eines Quadraturmischers.

4.2.1 Winkelmessung und -auflösung

Über den Einfallswinkel eines Echos ist mit einer einzelnen Antenne lediglich eine Aussage darüber möglich, ob sich ein detektiertes Objekt innerhalb der Antennenkeule³ befindet oder nicht. Soll der Winkel eines detektierten Objekts gemessen werden, so ist dazu gemäß Abschnitt 2.8.2.2 entweder die Antenne zu schwenken oder es muss mit mindestens zwei Antennen empfangen werden und anhand des Phasen- oder Amplitudenunterschieds der beiden Signale auf die Einfallrichtung geschlossen werden. Aufgrund der Anforderungen nach Robustheit des Radarsensors sowie nach einem möglichst geringen Wartungsaufwand kommt in dieser Arbeit nur letztere Methode in Frage.

In der vorliegenden Arbeit wird zur Winkelmessung ein Phasenvergleich durchgeführt, der detailliert in Abschnitt 5.9.3 beschrieben wird. Um die

³Entscheidend dafür, ob ein Ziel detektiert wird, ist die Signalleistung am Detektor. Daher können auch Ziele außerhalb der 3dB-Hauptkeule detektiert werden, sofern sie den Leistungsverlust aufgrund der Antennenrichtcharakteristik durch geringere Entfernung und/oder größeren Radarquerschnitt kompensieren.

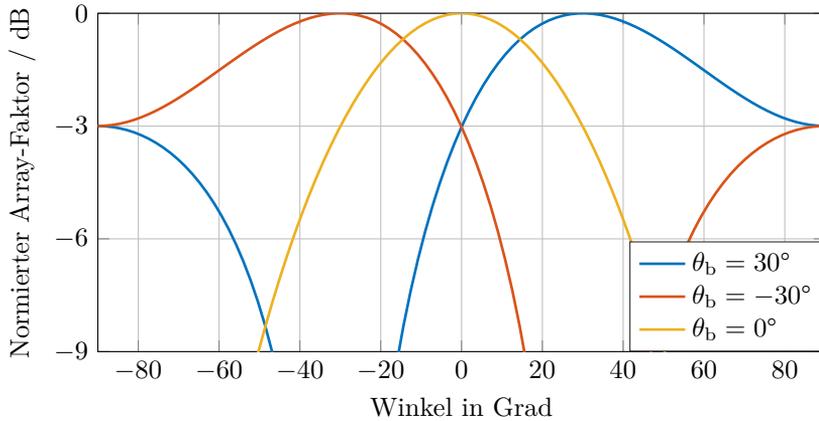


Abbildung 4.5: Array-Faktor für zwei verschiedene Beleuchtungsrichtungen θ_b eines Antennen-Arrays mit zwei Elementen im Abstand $\lambda/2$.

Eindeutigkeit des gemessenen Winkels sicherzustellen, darf der Abstand der beiden Antennen nicht mehr als die halbe Wellenlänge betragen,

$$d \leq \lambda/2. \quad (4.7)$$

Mit lediglich zwei Antennenelementen, die in einem Abstand von $\lambda/2$ zueinander angeordnet sind, ist keine Auflösung im Winkel möglich, wie eine Darstellung des Array-Faktors gemäß (2.80) für zwei um die Halbwertsbreite des sich dann einstellenden Array-Faktors von 60° verschobenen Beleuchtungsrichtungen in Abbildung 4.5 zeigt. Zusätzlich ist die Keule bei einer Beleuchtungsrichtung von 0° eingetragen. Die auf $\theta_b = \pm 30^\circ$ ausgerichteten Keulen sind entartet. Sie fallen in Richtung Rand nicht mehr ab. Dieser Effekt verstärkt sich mit größer werdendem Beleuchtungswinkel. Daher kann keine dritte Keule zwischen diesen beiden Keulen gebildet werden, die das notwendige Minimum zur Unterscheidung zweier gleichstarker Ziele erzeugen würde.

Zur Auflösung im Winkel sind daher mehr als zwei Empfangsantennen erforderlich. Der gesamte Signalverarbeitungsaufwand sowie der Platzbedarf steigen linear mit der Anzahl an Empfangsantennen, was sich in den Systemkosten niederschlägt. Da dies den Anforderungen geringer Kosten und Abmessungen aus Abschnitt 2.9 widerspricht, wurde in dieser Arbeit

eine Lösung der im Fokus stehenden Anwendungen ohne Winkelauflösung verfolgt.

Nichtsdestotrotz soll eine eindimensionale Winkelmessung bereits aufgelöster Ziele ermöglicht werden, da dies insbesondere für die Anwendung der Gestenerkennung wertvolle Information liefert. Daher wird der Empfänger mit zwei Empfangszügen ausgelegt.

4.3 Fehlerquellen und Kompensationsmethoden

Im Folgenden werden kurz die wichtigsten Fehlerquellen der Transceiverkomponenten bei der Verarbeitung frequenzmodulierter Signale sowie deren Auswirkungen und Verfahren zur Kompensation vorgestellt.

4.3.1 Phasenrauschen des Oszillators

Ein idealer Oszillator würde exakt mit der eingestellten Frequenz schwingen. Die Frequenz realer Oszillatoren unterliegt jedoch zeitvarianten Abweichungen aufgrund von thermischen, mechanischen und Alterungseffekten. Diese Abweichung wird typischerweise in *parts per million* (ppm) angegeben und sie gibt die relative Schwankungsbreite der Frequenz an.

Langsame Schwankungen der Frequenz, die sich über ein CPI oder noch längere Zeiträume erstrecken, sind unkritisch für ein monostatisches Radarsystem, das denselben Oszillator für Sender und Empfänger verwendet, aufgrund des bereits erwähnten Effekts der *self-coherence* [RSH10].

Schnelle Schwankungen äußern sich jedoch als Phasenrauschen – einem zufälligen Fehlerterm $\delta\varphi$, der zur Phase hinzuaddiert wird:

$$\varphi_{\text{noisy}}(t) = \varphi(t) + \delta\varphi$$

Das Phasenrauschen ist nicht weiß, sondern besitzt eine spektrale Leistungsdichte, die mit zunehmender Entfernung vom Träger abnimmt, bis

sie schließlich im thermischen Rauschen verschwindet [RSH10]. Phasenrauschen führt daher zu spektraler Verbreiterung der Peaks im Periodogramm, wodurch die erreichbare Genauigkeit und Auflösung reduziert wird.

Ein typischer Ansatz, um ein niedriges Phasenrauschen in einem Radar-Transceiver zu erzielen, besteht darin, einen sehr genauen Referenzoszillator zu verwenden, der als Referenzsignal für alle anderen Oszillatoren dient [RSH10]. Das Phasenrauschen eines Oszillators wird in dBc/Hz bei einem vorgegebenen Abstand zur Trägerfrequenz angegeben. Hersteller von Oszillatoren liefern dazu ein Diagramm des Leistungsdichtespektrums des Phasenrauschens.

4.3.2 Direktes Übersprechen

Durch die endliche Isolation zwischen Sender und Empfänger in einem monostatischen Radar koppelt ein Teil der Signalleistung direkt vom Sender in den Empfänger über (engl. *leakage*). Die Kopplung findet insbesondere über den Mischer, aber auch über die Antennen und die Platine statt. Dadurch entstehen zwei Probleme:

- Die Störleistung kann die Verstärkerkette des Empfängers in Sättigung bringen und dadurch den Dynamikbereich verringern
- Aufgrund der kurzen Signalwege entsteht Störleistung in der ersten Entfernungszelle, was die Dynamik des Detektors in diesem Bereich reduziert (vgl. Abbildung 3.2)

Um dies abzumildern, muss auf eine gute Schirmung zwischen Sender und Empfänger geachtet werden. Die Verwendung separater Sende- und Empfangsantennen ist hierbei vorteilhaft gegenüber einem Zirkulator. Damit allein können bis zu 60 dB Isolation erreicht werden [LW08].

Eine andere Möglichkeit ist die Verwendung eines *reflected power canceller* (RPC), was jedoch nur bis zu 40 dB Isolation liefert [Ame13]. Der RPC ist ein Regelkreis, der das Lecksignal misst, und ein dazu um 180° phasenverschobenes Signal moduliert, das zum Empfangssignal (auf der RF) hinzu addiert wird. Dies erfordert zusätzlichen Hardware-Aufwand und wird daher in der vorliegenden Arbeit vermieden.

Eine weitere Möglichkeit, um das direkte Übersprechen bei Verwendung von LFM-Wellenformen abzumildern, besteht in der Verwendung eines

analogen Hochpasses im Basisband nach dem Mischer [Bre14]. Da das direkte Übersprechen zu sehr niedrigen Beatfrequenzen führt, werden diese dadurch gedämpft, wodurch sich der notwendige Dynamikbereich des A/D-Wandlers verringert. Aufgrund des linearen Zusammenhangs zwischen Beatfrequenz und Entfernung lässt sich durch Auslegung der Filterflanke zu 40 dB pro Dekade im Bereich $[f_{B_{\min}}; f_{B_{\max}}]$ die Freiraumdämpfung kompensieren. Dadurch wird der Dynamikbereich des Signals komprimiert. Dies wurde in der vorliegenden Arbeit implementiert. Die entstehende Färbung des Rauschens kann vernachlässigt werden, falls der folgende Basisbandverstärker das Rauschen dominiert, vgl. (2.53). Andernfalls muss sie bei der Signalverarbeitung berücksichtigt werden. Ob Gegenmaßnahmen erforderlich sind, hängt vom Detektor ab.

4.3.3 Analog-digital-Wandler: Aliasing, Quantisierungs- und Sättigungsfehler

Analog-digital- (A/D-) Wandler tasten das analoge Signal zu diskreten Zeitpunkten ab und quantisieren es, damit es mit einem Digitalrechner, der eine endliche Wortbreite besitzt, verarbeitet werden kann. Dabei ist Folgendes zu beachten:

Abtasttheorem: Bei Verletzung des Abtasttheorems (2.31) kommt es zu spektraler Überfaltung (engl. *aliasing*), was zu Informationsverlust führt [KJ05]. Um dies in den Anwendungen der vorliegenden Arbeit zu vermeiden, wurde jeweils die maximale Bandbreite des Basisbandsignals abgeschätzt und Tiefpassfilter sowie Abtastrate passend ausgelegt.

Sättigungsfehler: Die minimale und die maximale Spannung U_{\min} und U_{\max} , die der A/D-Wandler verarbeiten kann, werden als Aussteuerungen bezeichnet. Spannungen, die außerhalb des Bereichs $[U_{\min}; U_{\max}]$ liegen, werden abgeschnitten (engl. *clipping*). Dies führt zu Informationsverlust durch nichtlineare Verzerrung des Signals und wird als Sättigungsfehler bezeichnet [Sch15d]. Um dies zu vermeiden, muss der Dynamikbereich des Empfangssignals abgeschätzt und mit dem Dynamikbereich des A/D-Wandlers (s. u.) verglichen werden. Nötigenfalls kann der erforderliche Dynamikbereich durch ein passend dimensioniertes Hochpassfilter komprimiert werden, wie im vorherigen Abschnitt 4.3.2 beschrieben.

Quantisierungsfehler: Aufgrund der Abbildung der analogen Spannung auf endlich viele Stufen, die einen Abstand

$$U_{\Delta} = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{2^{N_{\text{Bit,ADC}}}} \quad (4.8)$$

voneinander besitzen, entsteht bei der Quantisierung ein unvermeidbarer Fehler Δ_Q , der typischerweise als gleichverteilt im Intervall $[-U_{\Delta}/2; U_{\Delta}/2]$ und unkorreliert von Sample zu Sample modelliert wird [Ric14]. Daraus ergibt sich die Leistung des Quantisierungsrauschens zu

$$\sigma_Q^2 = \frac{U_{\Delta}^2}{12}. \quad (4.9)$$

Um das Quantisierungsrauschen vernachlässigen zu können, sollte seine Leistung wesentlich geringer sein als die des Rauschens des analogen Eingangssignals P_n sein. Eine Begrenzung der relativen Rauscherhöhung auf p ergibt die Forderung

$$\frac{\sigma_Q^2 + P_n}{P_n} \leq (1 + p),$$

welche sich mit (4.9) und (4.8) umformen lässt zu

$$N_{\text{bit,ADC}} \geq \frac{1}{2} \log_2 \left(\frac{(U_{\max} - U_{\min})^2}{12pP_n} \right). \quad (4.10)$$

Mit (4.10) lässt sich die notwendige Wortbreite des A/D-Wandlers in Abhängigkeit der Systemrauschleistung bei Begrenzung des Quantisierungsrauschens bestimmen.

Dynamikbereich: Bei $2^{N_{\text{Bit,ADC}}}$ diskreten Stufen und binärer Darstellung lässt sich der Dynamikbereich⁴ des A/D-Wandlers in logarithmischer Schreibweise zu [Kes08]

$$DR_{\text{ADC}} \triangleq \frac{P_{s_{\max}}}{P_{n_{\max}} + P_{d_{\max}}} = N_{\text{Bit,ADC}} \cdot 6,02 \text{ dB/Bit} + 1,76 \text{ dB} \quad (4.11)$$

⁴In der Literatur meist als *signal-to-noise-and-distortion ratio*, *SINAD* bezeichnet.

berechnen, wobei $N_{\text{Bit,ADC}}$ die Wortbreite des A/D-Wandlers in Bit ist, welche in diesem Kontext in der Literatur meist als *effective number of bits (ENOB)* bezeichnet wird. Des Weiteren bezeichnet P_{smax} die maximale Signalleistung und P_{dmax} die maximale harmonische Störung des A/D-Wandlers. Gleichung (4.11) beinhaltet bereits den Einfluss des Quantisierungsrauschens.

Um den Dynamikbereich des A/D-Wandlers auszunutzen, muss das analoge Signal so konditioniert sein, dass es sich gerade innerhalb der Aussteuergrenzen bewegt. Bei sehr starken Amplitudenschwankungen sollte dazu eine automatische Verstärkungsregelung eingesetzt werden (engl. *automatic gain control, AGC*), was jedoch die Hardwarekosten erhöht. Abhängig vom erwarteten Dynamikbereich kann mit (4.12) die benötigte Wortbreite des A/D-Wandlers bei optimaler Aussteuerung berechnet werden. Diese ist bei typischen Radarszenarien oft sehr hoch [Ric14] und wurde in einem Beispielszenario einer Nahbereichsanwendung zu 60 dB berechnet [Bar15]. Dafür ist gemäß (4.12) eine Wortbreite von mindestens 10 Bit notwendig.

4.3.4 Anmerkung zum Signalprozessor

Der A/D-Wandler ist die Schnittstelle zwischen analoger und digitaler Verarbeitung. Daher muss die Wortbreite des eingesetzten Digitalrechners mindestens der Wortbreite des A/D Wandlers entsprechen, um den Dynamikbereich des Signals nicht zu verschlechtern. Meist muss sie jedoch weit darüber liegen, da zusätzliche Gewinne zu berücksichtigen sind, die durch kohärente Integration entstehen. Es folgt eine Abschätzung der notwendigen Wortbreite des Signalprozessors $N_{\text{Bit,DSP}}$.

Üblicherweise wird im Radarkontext mit einer Festkommazahlendarstellung⁵ [Ric14] gearbeitet. Gleich mit welcher Zahlendarstellung jedoch gearbeitet wird, bestimmt das Verhältnis von größtem zu kleinstem darstellbarem Betrag ungleich Null unter der Annahme von Festkommadarstellung den Dynamikbereich des Signalprozessors [Sch15d]:

$$DR_{\text{DSP}} = 20 \log_{10} (2^{N_{\text{Bit,DSP}}}) \approx N_{\text{Bit,DSP}} \cdot 6,02 \text{ dB}, \quad (4.12)$$

⁵Bei Festkommazahlendarstellung wird angenommen, dass die dargestellten Zahlen einen äquidistanten Abstand zueinander besitzen.

wobei $N_{\text{Bit,DSP}}$ die Wortbreite des Signalprozessors bezeichnet. Eine alternative Zahlendarstellung entspricht lediglich einer Skalierung der dargestellten Werte zur Ausnutzung des vollen Dynamikbereichs.

4.4 Architekturentwurf

Aufgrund der geringen geometrischen Abmessungen der in dieser Arbeit betrachteten Anwendungsszenarien ist zur Hintergrundausblendung ein gutes Auflösungsvermögen gefragt, was eine große Signalbandbreite der Wellenform notwendig macht. Fordert man eine Entfernungsauflösung von $\Delta R = 2,5$ cm, so benötigt man dafür gemäß (2.68) eine Bandbreite von $B = 6$ GHz. Bandbreiten dieser Größenordnung bei einem gleichzeitigen Dynamikbereich (des A/D-Wandlers) von 60 dB sind aufgrund der benötigten Wortbreiten sowie Abtastraten kostengünstig nur mit einer LFM-Wellenform in Verbindung mit einem *stretch processor* analog-digital wandelbar. Um Hardwarekosten zu sparen, wird ein homodyner Empfänger verwendet.

Zur Winkelmessung des Azimut muss ein zweiter Empfangszug implementiert werden. Dadurch kann aus der Phasendifferenz der beiden Empfangssignale eine Azimut-Schätzung durchgeführt werden, ohne dass dafür bewegte Teile notwendig wären. Dadurch erfüllt diese Methode sowohl die Anforderung geringer Kosten, als auch die Anforderung nach einem robusten und wartungsarmen Sensor.

Für Winkelauflösung wäre ein Antennen-Array aus mehr als zwei Elementen notwendig, was aufgrund der dadurch entstehenden Kosten in dieser Arbeit jedoch nicht weiterverfolgt wird. Der Azimut von (in anderen Dimensionen) aufgelösten Objekten kann mit zwei Antennen gemessen werden, jedoch können zwei Objekte mit identischer Entfernung und Radialgeschwindigkeit aber unterschiedlichem Azimut damit nicht getrennt werden.

Einen langzeitstabilen und wartungsfreien Betrieb bei hohen Messgenauigkeiten und solch hohen Bandbreiten gewährleistet eine *integer-N PLL* zur linearen Frequenzrampen-Erzeugung. Das direkte Übersprechen wird durch Verwendung separater Sende- und Empfangsantennen abgemildert. Ein analoger Hochpass zur Signalkompression im Empfangszweig

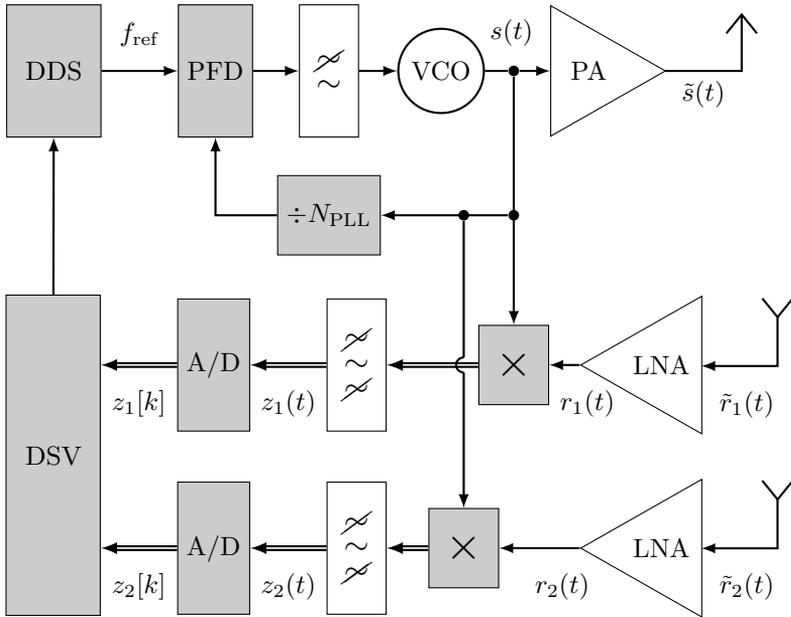


Abbildung 4.6: Systemkonzept für ein LFM-Nahbereichsradar mit *integer-N* Synthesizer und zweikanaligem *stretch processor* als Empfänger. Der Hochpass im Basisband zur Clutterunterdrückung wurde zusammen mit dem Tiefpass zur Bandbegrenzung vor dem A/D-Wandler zu einem Bandpass fusioniert.

reduziert das Übersprechen zusätzlich und dient durch Ausgleich der Freiraumdämpfung außerdem dazu, den benötigten Dynamikbereich zu verringern. Dieser kann mit dem Tiefpass zur Bandbegrenzung vor der Abtastung zu einem Bandpass zusammengefasst werden. Dieses Architekturkonzept ist in Abbildung 4.6 dargestellt und wurde zur Durchführung von Messungen in Hardware umgesetzt.

Digitale Signalverarbeitung für LCS-FMCW

Dieses Kapitel beschreibt die Verarbeitung des abgetasteten und verdrauschten Basisbandsignals, das am Ausgang des *stretch processor* Empfängers nach der Analog-digital-Wandlung als $z_i[\tilde{k}]$, $i = \{1, 2\}$, $\tilde{k} = 0, 1, \dots, \tilde{K} - 1$ der digitalen Signalverarbeitungseinheit zur Verfügung steht, wobei mit i der Antennenindex und mit \tilde{k} die Nummer des Abtastwerts bezeichnet wird.

Ziel dieser Verarbeitung ist es, die in der beleuchteten Szene vorhandenen Ziele mit größtmöglicher Wahrscheinlichkeit zu detektieren sowie deren Parameter mit größtmöglicher Genauigkeit zu schätzen und als Liste auszugeben. Dabei soll eine konstante Falschalarmsrate gewährleistet sowie a priori bekannter Clutter ausgeblendet werden.

Der folgende Abschnitt 5.1 gibt eine Übersicht über die gesamte Signalverarbeitungskette.

5.1 Übersicht

Die Abbildung 5.1 gibt einen Überblick über die implementierte digitale Signalverarbeitungskette, aufgeteilt in funktionale Blöcke. Das Ziel der Signalverarbeitung ist es, aus den Abtastwerten des Basisbandsignals zu jeder Radarmessung eine Liste der Parameter der in der Szene vorhandenen Ziele auszugeben. Die Daten einer jeden Antenne werden dazu separat vorverarbeitet und via 2D-FFT transformiert. Danach werden die Daten der beiden Antennen fusioniert und es erfolgt nach Filterung des Clutter

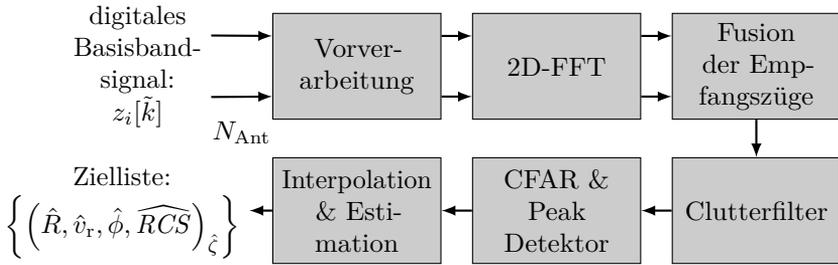


Abbildung 5.1: Blockdiagramm der digitalen Signalverarbeitungskette zur Schätzung der Zielliste aus den Abtastwerten des Basisbandsignals.

die Zieldetektion und Parameterschätzung der \hat{N}_Z detektierten Ziele mit dem Index $\hat{\zeta} = 1, 2, \dots, \hat{N}_Z$. Die Aufgaben der einzelnen Blöcke sind:

Vorverarbeitung: Entfernung transienter Bereiche der Abtastwerte (zwischen zwei Rampen) und Anordnung der Abtastwerte in der verwendeten Datenstruktur.

Zweidimensionale FFT: Überführung der Daten in den Spektralbereich zur Bildung des zweidimensionalen Periodogramms.

Fusion der Empfangszüge Die Verwendung zweier Antennen ist notwendig, um den Einfallswinkel (O. B. d. A. der Azimut θ) von Echos zu schätzen. Dafür wird die Phasendifferenz der empfangenen Echosignale benötigt. Die Daten der beiden Antennen werden darüber hinaus zur Verbesserung des SNR fusioniert.

Clutter-Filter: Ausnutzung von a priori Information über die Szene zur Befreiung des Periodogramms von Clutter durch Filterung. Vermeidet Falschziele und reduziert den Rechenaufwand des Detektors. Bspw. Ausblendung statischer Ziele in einem bestimmten Entfernungsbereich.

CFAR- und Peak Detektor: Schätzung der Störleistung in jeder Auflösungszelle zur Berechnung des *constant false alarm rate-* (CFAR-) Schwellwerts, anhand dessen die Zielentscheidung getroffen wird. Postulierung eines Ziels nur, falls es sich bei der betrachteten Zelle zugleich um ein lokales Maximum (Peak) im Periodogramm handelt.

Interpolation & Estimation: Schätzung der Parameter Entfernung \hat{R} , Radialgeschwindigkeit \hat{v}_r , Azimut $\hat{\phi}$ sowie Radarquerschnitt \widehat{RCS} der detektierten Ziele, indem das Periodogramm in einem Bereich um die geschätzten Indizes interpoliert wird. Zudem wird eine Kompensation des *range-Doppler* coupling durchgeführt.

Im nächsten Abschnitt 5.2 erfolgt eine Konkretisierung der Anforderungen an das Gesamtsystem aus Abschnitt 2.9.2 bezüglich der Signalverarbeitung. Die genaue Funktionsweise der einzelnen o. g. und in Abbildung 5.1 dargestellten Signalverarbeitungsblöcke wird in den darauffolgenden Abschnitten 5.3 bis 5.9 erklärt und analysiert, um Schlüsse für deren geeignete Auslegung und Parametrisierung in der gegebenen Anwendung zu ziehen. Abschließend erfolgt ein Leitfaden zur Parametrisierung der Signalverarbeitungskette sowie des gesamten Radarsystems in Abschnitt 5.10.

5.2 Anforderungen

Zur Auswahl und zur Bewertung der Algorithmen ist es notwendig, konkrete und überprüfbare Anforderungen zu stellen. Dazu werden im Folgenden die in Abschnitt 2.9.2 formulierten Anforderungen an das Gesamtsystem hinsichtlich der Signalverarbeitung präzisiert:

Hohe Detektionswahrscheinlichkeit: Ziele mit einer hohen Wahrscheinlichkeit zu detektieren ist vorrangiges Ziel eines jeden Radars. In dieser Arbeit dient $P_D = 0,95$ als Referenzwert.

Geringer Nahblindbereich: Um das Verfahren auch für Ziele, die sich sehr nahe am Sensor befinden, anwendbar zu machen, ist das verbleibende direkte Übersprechen, das nicht bereits durch Maßnahmen im Transceiver Design eliminiert wurde, bestmöglich zu unterdrücken.

Detektion stationärer Ziele: Da in industriellen Anwendungen teilweise auch stationäre Ziele oder solche, die sich sehr langsam bewegen, von Interesse sind, sollen auch diese durch das vorgeschlagene Verfahren erfasst werden können.

Hoher Dynamikbereich: Um Maskierung von Zielen zu vermeiden, ist der Dynamikbereich des Szenarios bei der Auslegung der Signalverarbeitung zu berücksichtigen.

Genauere Parameterschätzung: Zur Lösung von Detektionsaufgaben im Nahbereich und zur Gestenerkennung ist eine genaue und eindeutige Bestimmung der Messwerte der Zielparameter innerhalb der beobachteten Szene erforderlich. Die unteren Grenzen hinsichtlich der Varianz des Schätzfehlers in den unterschiedlichen Dimensionen sind durch die Cramér-Rao-Schranke gegeben [Ric14].

Konstante Falschalarmwahrscheinlichkeit: Zur Begrenzung der Kosten, die mit einem Falschalarm verbunden sind. In dieser Arbeit dient $P_{FA} = 10^{-6}$ als Referenzwert.

Vermeidung von Geisterzielen: Geisterziele entstehen durch Mehrdeutigkeiten der Zielparameter und sind daher zu vermeiden.

Clutterunterdrückung: Um den in Nahbereichsszenarien vorhandenen dichten Clutter effektiv unterdrücken zu können, ist eine hohe Auflösung in Entfernung und Radialgeschwindigkeit erforderlich. Zudem muss es möglich sein, a priori Wissen über die Parameter des Clutters einzubringen, um Bereiche, die wissentlich Clutter enthalten, bereits vor dem Detektor auszublenden.

Hohe Auflösung: Die theoretischen Untergrenzen der Auflösung in den beiden Dimensionen Entfernung und Radialgeschwindigkeit sind, wie in Abschnitt 2.8.2.1 erläutert, von der Bandbreite der Wellenform und der Dauer des kohärenten Verarbeitungsintervalls abhängig. Ziel der Signalverarbeitung ist es, so nahe wie möglich an diese theoretischen Untergrenzen heranzukommen.

Niedrige Rechenkomplexität: Die Rechenkomplexität der verwendeten Algorithmen soll minimiert werden, um die Kosten der benötigten digitalen Signalprozessoren gering zu halten.

Im Folgenden wird die Funktionsweise der in Abschnitt 5.1 vorgestellten funktionalen Blöcke der Signalverarbeitung im Detail erläutert und hinsichtlich der o. g. Forderungen überprüft.

5.3 Vorverarbeitung

Wie in Abschnitt 3.2.2.6 dargestellt, besteht die verwendete Wellenform LCS-FMCW aus einer Folge von L linearen Frequenzrampen derselben

Steigung B/T_c . Daher muss am Ende jeder Rampe der VCO von der höchsten modulierten Frequenz $f_T + B$ auf die Startfrequenz f_T umschalten. Aufgrund der endlichen Einschwingdauer T_{lock} der PLL kann dies nicht schlagartig geschehen. Mit der Abtastzeit $T_A = 1/f_A \geq T_{\text{step}}$ werden daher vor Beginn jeder Rampe, wie in Abschnitt 4.1.3 erwähnt,

$$N_{\text{trans}} = \left\lceil \frac{T_{\text{lock}}}{T_A} \right\rceil \quad (5.1)$$

identische Spannungspegel in die Steuerspannung $v_{\text{VCO}}[\tilde{k}]$ eingefügt. Der eingefügte Spannungspegel entspricht der Frequenz f_T des VCO.

Eine Aufgabe der Vorverarbeitung ist die Entfernung dieser zusätzlichen Werte, da sie andernfalls zu einer Verschlechterung des Dynamikbereichs des verarbeiteten Signals führen.

Zusätzlich besteht die Aufgabe der Vorverarbeitung darin, die abgetasteten Werte $z_i[\tilde{k}]$, $i \in \{1, 2\}$ als Matrizen $\mathbf{M}_i \in \mathbb{C}^{K \times L}$ mit den Elementen

$$\begin{aligned} (\mathbf{M}_i)_{k,l} &= z_i[k, l] = z_i[k + l(K + N_{\text{trans}})] \\ &\quad \forall k = 0, 1, \dots, K - 1 \text{ und } l = 0, 1, \dots, L - 1 \end{aligned} \quad (5.2)$$

im Speicher abzulegen, vgl. (3.14), damit sie von der im folgenden Abschnitt 5.4 beschriebenen Methode mittels der zweidimensionalen schnellen Fouriertransformation korrekt verarbeitet werden.

5.4 Parameterschätzung im zweidimensionalen Periodogramm

Im Gegensatz zu den Betrachtungen in Abschnitt 2.6 und in Kapitel 3 wird im Folgenden, statt nur von einem, erneut von N_Z Zielen – wie im Signalmodell (2.21) – ausgegangen. Nach Vorverarbeitung liegen im Speicher zwei zweidimensionale Matrizen $\mathbf{M}_i \in \mathbb{C}^{K \times L}$, eine je Antenne, deren Elemente sich je aus einer Summe von N_Z Termen gemäß (3.14) zusammensetzen, wobei der Rauschterm nur ein Mal zu berücksichtigen ist. Der Phasenterm hängt vom Einfallswinkel der jeweiligen Wellenfront,

im Folgenden o. B. d. A. der Azimut θ , ab, und ist daher im Allgemeinen an den beiden Antennen unterschiedlich:

$$(\mathbf{M}_i)_{k,l} = \sum_{\zeta=1}^{N_Z} b_{\zeta} e^{j2\pi f_{B_{\zeta}} k T_A} e^{j2\pi f_{D_{\zeta}} l (T_c + N_{\text{trans}} T_A)} e^{j\varphi_{0i_{\zeta}}} + n(k, l) \quad (5.3)$$

Das Schätzproblem besteht darin, die N_Z Wertetupel

$$\mathbf{q}_{\zeta}^T = (b_{\zeta}, f_{B_{\zeta}}, f_{D_{\zeta}}, \varphi_{01_{\zeta}}, \varphi_{02_{\zeta}}) , \quad \zeta = 1, 2, \dots, N_Z \quad (5.4)$$

zu bestimmen, die jedes Zielecho charakterisieren. Denn aus ihnen gehen die eigentlichen Parameter von Interesse, nämlich Entfernung R_{ζ} , Radialgeschwindigkeit $v_{r_{\zeta}}$, Azimut θ_{ζ} und Radarquerschnitt RCS_{ζ} , durch lineare Transformation hervor. Die Parameterschätzung wird dadurch erschwert, dass auch die Anzahl an Zielen N_Z unbekannt ist. Die Lösung des Problems liegt daher in einer Kombination aus Parameterschätzung, im Folgenden diskutiert, und Anwendung eines Hypothesentests um Echos von Rauschen zu unterscheiden, was Gegenstand des Abschnitts 5.6 ist.

Im Folgenden wird angenommen, dass alle Parameter während der Beobachtungsdauer

$$T_B = L(T_c + N_{\text{trans}} T_A) \quad (5.5)$$

konstant sind. Dies wird als *Stationaritätsbedingung* bezeichnet und liefert in Abschnitt 5.10 eine Randbedingung für die korrekte Systemauslegung.

Da es sich um die Parameter zweidimensionaler komplexer Sinusschwingungen handelt, lässt sich das Parameterschätzproblem als Problem der Spektralschätzung interpretieren, zu der eine Fülle an Literatur, bspw. [Kay88; Kay93; SM05], existiert. Konkret geht es darum, die Anzahl an Schwingungen und ihre Parameter zu schätzen. Die effektive algorithmische Lösung dieses Problems ist Gegenstand der folgenden Ausführungen. Zunächst werden kurz die wichtigsten Begriffe der Schätztheorie am Beispiel des hier betrachteten Problems erläutert.

Ein *Schätzer* ist eine Vorschrift, um aus N_B Beobachtungen (hier existieren $N_B = 2KL$ Beobachtungen $(\mathbf{M}_i)_{k,l}$ mit $i \in \{1, 2\}$, $k \in \{0, 1, \dots, K-1\}$ und $l \in \{0, 1, \dots, L-1\}$), die von einer deterministischen, aber unbekanntem Größe \mathbf{Q} abhängen, einen Schätzwert

$$\hat{\mathbf{Q}} = f(\mathbf{M}_1, \mathbf{M}_2) \quad (5.6)$$

dieser Größe zu bestimmen. Im vorliegenden Fall der Beobachtungen aus (5.3) gilt $\mathbf{Q} = [\mathbf{q}_1, \mathbf{q}_2, \dots, \mathbf{q}_{N_Z}] \in \mathbb{R}^{5 \times N_Z}$. Die wünschenswerten Eigenschaften eines Schätzers sind [Kro04]:

Erwartungstreue: Der Erwartungswert des Schätzwerts ist der tatsächliche Wert:

$$E \left\{ \hat{\mathbf{Q}} \right\} = \mathbf{Q}$$

Konsistenz: Die Varianz des Schätzwerts lässt sich durch Erhöhung der Anzahl an Beobachtungen beliebig verringern:

$$\lim_{N_B \rightarrow \infty} \text{Var} \left\{ \left(\hat{\mathbf{Q}} \right)_{j, \hat{\zeta}} \right\} \rightarrow 0, \quad j = 1, \dots, 5; \quad \hat{\zeta} = 1, \dots, \hat{N}_Z$$

Effizienz: Der Schätzer erreicht die *Cramér-Rao Schranke* [Kro04] und ist daher der Schätzer mit der kleinst möglichen Varianz.

5.4.1 Maximum-Likelihood Schätzer

Die Maximum-Likelihood- (ML-) Methode ist die gängigste, um praktische Schätzer zu finden [Ric14]. Der Maximum-Likelihood-Schätzer (engl. *maximum likelihood estimator*, MLE) ist im Allgemeinen weder erwartungstreu noch konsistent, erreicht diese Eigenschaften jedoch asymptotisch für $N_B \rightarrow \infty$ und, falls ein effizienter Schätzer existiert, so liefert ihn die ML-Methode [Ric14]. Daher ist die Bestimmung des MLE für \mathbf{Q} aus den Beobachtungen in (5.3) Gegenstand des Folgenden.

Zunächst wird das Problem durch die Betrachtung eines einzelnen Ziels ($N_Z = 1$) und eines einzelnen Chirps¹ mit dem Index l sowie einer Antenne o. B. d. A. $i = 1$ vereinfacht. Die l . Spalte der Matrix \mathbf{M} wird bezeichnet mit $\mathbf{m}_l = (\mathbf{M})_{k,l} \forall k = 0, 1, \dots, K - 1$ und $l \in \{0, 1, \dots, L - 1\}$ beliebig, aber fest. Dann stellt der Schätzwert

$$\hat{f}_{B_1} = \arg \max_{f_B} (\text{Per}_{\mathbf{m}_l}(f_B)) \tag{5.7}$$

¹Wird nur ein Chirp betrachtet, so steht nur die fast time bzw. Entfernungs-Dimension zur Verfügung, was keine Bestimmung der Dopplerfrequenz erlaubt.

als das Maximum des Periodogramms des Beobachtungsvektors

$$\text{Per}_{\mathbf{m}_l}(f_B) = \frac{1}{K} \left| \sum_{k=0}^{K-1} (\mathbf{m}_l)_k e^{-j2\pi f_B k T_A} \right|^2 = \frac{|\text{DTFT}\{\mathbf{m}_l\}(f_B)|^2}{K} \quad (5.8)$$

den MLE für die Frequenz f_{B_1} dar [Kay88, S. 410], wobei $\text{DTFT}\{\mathbf{m}_l\}$ für die zeitdiskrete Fouriertransformation (engl. *discrete time fourier transformation*, DTFT) des Vektors \mathbf{m}_l steht. Daraus folgen die Schätzwerte für Amplitude und Phase:

$$\hat{b} = \frac{1}{K} \left| \text{DTFT}\{\mathbf{m}_l\}(\hat{f}_{B_1}) \right| \quad (5.9)$$

$$\hat{\varphi}_0 = \angle \text{DTFT}\{\mathbf{m}_l\}(\hat{f}_{B_1}) \quad (5.10)$$

Praktisch implementiert wird (5.8), durch Quantisierung der Frequenzachse mittels der FFT in Verbindung mit einer Interpolationsmethode zur Verringerung des entstehenden Quantisierungsfehlers. Verschiedene Interpolationsmethoden werden in Abschnitt 5.8 beschrieben. Die Quantisierung erfolgt durch

$$f_B = \frac{mf_A}{M_{\text{Per}}} \quad \text{mit } m \in \{-M_{\text{Per}} + 1, -M_{\text{Per}} + 2, \dots, 0\}, \quad (5.11)$$

da bei einer Systemauslegung, die (3.17) erfüllt, nur negative Beatfrequenzen auftreten. Dabei ist $M_{\text{Per}} \geq K$ die Anzahl an diskreten Frequenzwerten. Ein Wert $M_{\text{Per}} > K$ ergibt eine feinere Auflösung der Frequenzachse. Bei Verwendung der FFT kann dies durch sogenanntes Zeropadding, also durch das Auffüllen des Eingangsvektors mit Nullen, realisiert werden [SM05, S. 29]. Damit ergibt sich die diskretisierte Version von (5.8) zu:

$$\text{Per}_{\mathbf{m}_l}(m) = \frac{1}{K} \left| \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{m}_l e^{-j2\pi \frac{mk}{M_{\text{Per}}}} \right|^2 = \frac{|\text{DFT}_{M_{\text{Per}}}\{\mathbf{m}_l\}(m)|^2}{K} \quad (5.12)$$

Dabei steht $\text{DFT}_{M_{\text{Per}}}\{\mathbf{m}_l\}$ für die diskrete Fouriertransformierte der Länge M_{Per} des Vektors \mathbf{m}_l . Der allgemeine Fall für eine unbekannte Zahl N_Z an Zielen führt auf eine hochgradig nichtlineare Schätzfunktion, deren Lösung die Suche eines scharfen globalen Maximums in einem N_Z -

dimensionalen Raum erfordert, und daher unpraktikabel ist (siehe [Kay88, S. 411] und [SM05, S. 159]). Falls die Ziele jedoch wohl voneinander getrennt sind (maximal ein Ziel pro Auflösungszelle), so stellen die N_Z höchsten lokalen Maxima des Periodogramms eine gute Approximation des MLE dar [Kay88; SM05]. Da die Anzahl an Zielen im Allgemeinen unbekannt ist, muss für jedes gefundene Maximum im Periodogramm ein Hypothesentest durchgeführt werden [SM05]. Dies ist Aufgabe des Detektors (siehe Abschnitt 5.6).

Um das Periodogramm zur Schätzung der Beat- und Dopplerfrequenzen der Ziele aus den Messdaten \mathbf{M}_i zu verwenden, muss es auf die zweidimensionale Datenstruktur erweitert werden. Diese Erweiterung wurde in [Bra14; Stu12] gezeigt und führt durch Quantisierung der Dopplerfrequenz-Achse mit

$$f_D = \frac{n}{(T_c + N_{\text{trans}}T_A)N_{\text{Per}}} \quad (5.13)$$

auf

$$\begin{aligned} \text{Per}_{\mathbf{M}_i}(m, n) &= \frac{1}{KL} \left| \sum_{l=0}^{L-1} \left(\sum_{k=0}^{K-1} (\mathbf{M}_i)_{k,l} e^{-j2\pi \frac{mk}{M_{\text{Per}}}} \right) e^{-j2\pi \frac{nl}{N_{\text{Per}}}} \right|^2 \\ &= \frac{1}{KL} |C_i(m, n)|^2. \end{aligned} \quad (5.14)$$

Mittels $N_{\text{Per}} \geq L$ kann die Auflösung der Dopplerfrequenz gesteuert werden. Die Größe $C_i(m, n)$ wird als komplexes Periodogramm [Bra14] bezeichnet und zur Phasenschätzung benötigt. Für die Indizes in der Doppler-Dimension gilt

$$n \in \left\{ -\frac{N_{\text{Per}}}{2}, -\frac{N_{\text{Per}}}{2} + 1, \dots, \frac{N_{\text{Per}}}{2} - 1 \right\}, \quad (5.15)$$

da sowohl positive, als auch negative Dopplerfrequenzen auftreten können. Wie zu erkennen ist, besteht (5.14) aus L DFTs der Länge M_{Per} (innere Summe, zur Schätzung der Beatfrequenz) und M_{Per} DFTs der Länge N_{Per} (äußere Summe, zur Schätzung der Dopplerfrequenz). Wie bereits in Abschnitt 3.2.2.6 erwähnt, ist daher eine effiziente FFT-basierte Implementierung möglich.

Das Periodogramm einer Radarmessung ist in Abbildung 5.2 dargestellt.

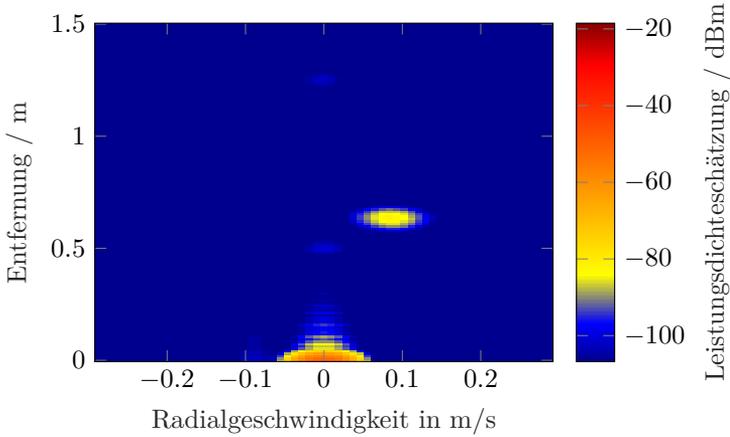


Abbildung 5.2: Periodogramm einer Radarmessung mit der LCS-FMCW Wellenform, bei der eine Person ihre Hand vom Radar weg bewegt. Screenshot der entwickelten Software für Radarmessung und -signalverarbeitung. Das direkte Übersprechen manifestiert sich als Peak bei [0 m ; 0 m/s].

Die Detektion der Zielechos lässt sich durch Bestimmung der lokalen Maxima (Peaks) des Periodogramms (5.14) sowie Vergleich dieser Peaks mit einem Schwellwert durchführen. Die Festlegung dieses Schwellwerts ist Gegenstand des Abschnitts 5.6. Um Rechenleistung zu sparen, sollte das Periodogramm jedoch zunächst von Clutter befreit werden. Dies wird in Abschnitt 5.5 beschrieben. Unter der Annahme, dass $(\hat{m}_\zeta, \hat{n}_\zeta)$ die Indizes eines der \hat{N}_Z detektierten Peaks sind, lassen sich dessen Parameter aus (5.4) folgendermaßen schätzen:

$$\hat{f}_{D_\zeta} = \frac{\hat{n}_\zeta}{(T_c + N_{\text{trans}}T_A)N_{\text{Per}}} \quad (5.16)$$

$$\hat{f}_{B_\zeta} = \frac{\hat{m}_\zeta f_A}{M_{\text{Per}}} \quad (5.17)$$

$$\hat{b}_{i_\zeta} = \frac{1}{KL} \left| C_i(\hat{m}_\zeta, \hat{n}_\zeta) \right| \quad (5.18)$$

$$\hat{\varphi}_{01_\zeta} = \angle C_1(\hat{m}_\zeta, \hat{n}_\zeta) \quad (5.19)$$

$$\hat{\varphi}_{02_\zeta} = \angle C_2(\hat{m}_\zeta, \hat{n}_\zeta) \quad (5.20)$$

Zur Verbesserung der Genauigkeit wird das Periodogramm interpoliert, was durch Wahl von $M_{\text{Per}} \gg K$ und $N_{\text{Per}} \gg L$ möglich, jedoch rechenaufwändig ist. Effizientere Methoden werden in Abschnitt 5.8 beschrieben. Im nächsten Abschnitt 5.4.2 wird die Auswirkung des Periodogramms auf das SNR eines Ziels analysiert. Der Index $\hat{\zeta}$ wird im Folgenden der Übersichtlichkeit halber weggelassen, falls er nicht zwingend benötigt wird.

5.4.2 Integrationsgewinn

Wie in [Bra14] nachgewiesen wurde, erzielt die Verarbeitung gemäß (5.14) aufgrund der phasenrichtigen Addition der AWGN-verrauschten Abtastwerte einen kohärenten Integrationsgewinn, welcher der Anzahl an Eingangswerten entspricht (vgl. Abschnitt 2.7.2), im vorliegenden Fall also KL . Logarithmisch ausgedrückt bedeutet dies

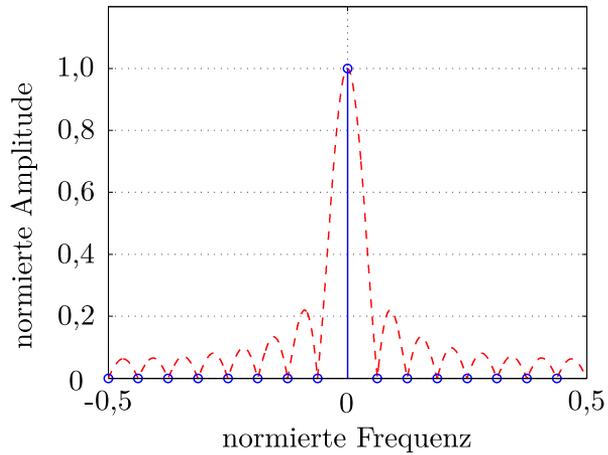
$$G_{\text{I,dB}} = 10 \log_{10} (KL) . \quad (5.21)$$

Dieser SNR-Gewinn wird, wie in [Bra14] angemerkt, nur für Ziele erreicht, die auch aufgelöst werden können.

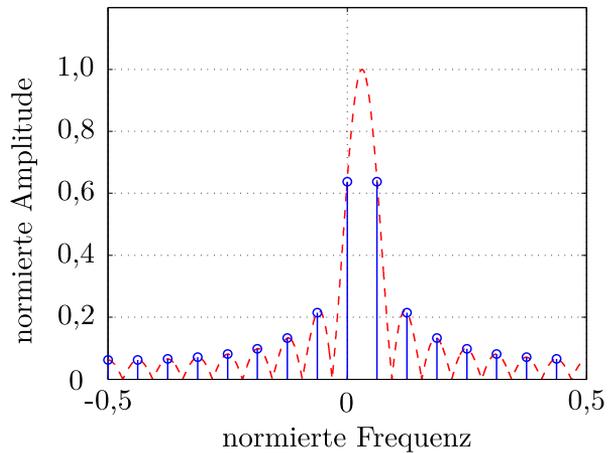
5.4.3 Straddle loss und Zeropadding

Aufgrund der Diskretisierung des Periodogramms durch Verwendung der DFT statt der DTFT entsteht ein Quantisierungsfehler. Dies hat zur Folge, dass die geschätzten Frequenzen und damit auch die Amplituden und Phasen der jeweiligen Schwingungen in Abhängigkeit des Abstands der wahren Frequenz vom diskreten DFT-Gitter schwanken. Dies ist in Abbildung 5.3 für den eindimensionalen Fall veranschaulicht.

Aus der verringerten maximalen Amplitude folgt eine Verringerung der geschätzten Empfangsleistung der Schwingung. Dies kann beim Hypothesentest des Detektors dazu führen, dass ein Ziel nicht entdeckt wird, obwohl sich seine Leistung signifikant von der Rauschleistung unterscheidet. Dies führt zu einer Reduktion der Detektionswahrscheinlichkeit und wird als *straddle loss* oder *scalping loss* bezeichnet [Ric14; har78]. Das *straddle loss* ist eine Funktion des Abstands der wahren Frequenz vom diskreten Gitter sowie des verwendeten Fensters (siehe Abschnitt 5.4.4). Für die zweidimensional (in Beat- und Dopplerfrequenz)



(a) Maximum auf dem Gitter.



(b) Maximum in der Mitte zwischen zwei Gitterstellen.

Abbildung 5.3: Entstehung des *straddle loss* durch Abtastung des DTFT Spektrums einer Sinusschwingung.

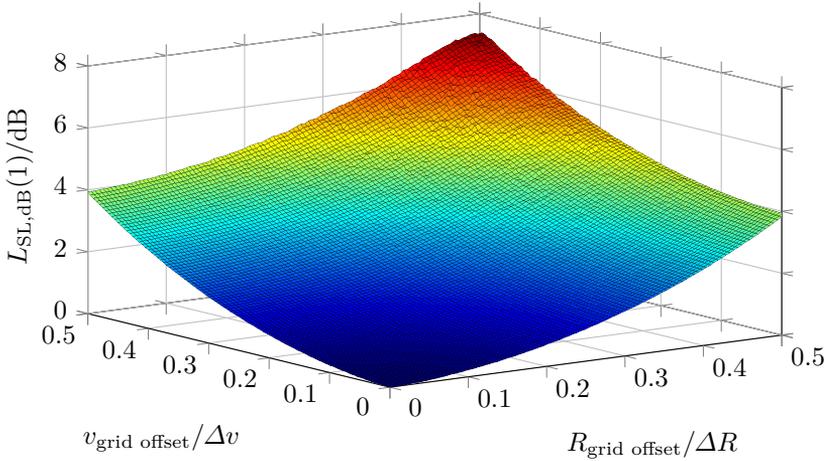


Abbildung 5.4: *Straddle loss* in dB im zweidimensionalen Periodogramm in Abhängigkeit des Zielabstands vom FFT-Gitter für ein Rechtecksfenster mit einem ZPF von 1.

auflösende Periodogramm-Methode (5.14) ist das auftretende *straddle loss* ohne Fensterung (entspricht Rechtecksfenster) in Abbildung 5.4 logarithmisch in dB dargestellt. Es beträgt eindimensional höchstens 3,9 dB und zweidimensional bis zu 7,8 dB. Da die Dimensionen unabhängig voneinander sind, addieren sich die Verluste.

Das *straddle loss* kann durch das Berechnen von Zwischenwerten (bei Verwendung der FFT durch Zeropadding) begrenzt werden. Dadurch steigt jedoch der Rechenaufwand.

Im Folgenden wird die erzielbare Verringerung des *straddle loss* bei Verwendung der FFT in Abhängigkeit des Zeropadding Faktors (ZPF), welcher der Quotient aus der Länge der mit Nullen verlängerten und der Länge der ursprünglichen Folge ist, für das zweidimensionale Periodogramm untersucht. Das Ergebnis ist in logarithmischer Darstellung in Abbildung 5.5 zu sehen. Ein ZPF von 3 begrenzt demnach das maximale *straddle loss* auf unter 1 dB. Höhere ZPF werden in den, in dieser Arbeit betrachteten Anwendungen angesichts des im Vergleich zum zusätzlichen Rechenaufwand geringen Gewinns für nicht sinnvoll erachtet. Das maximale *straddle loss* bei einem gegebenen ZPF F_{ZP} wird mit $L_{SL,dB,max}(F_{ZP})$ bezeichnet.

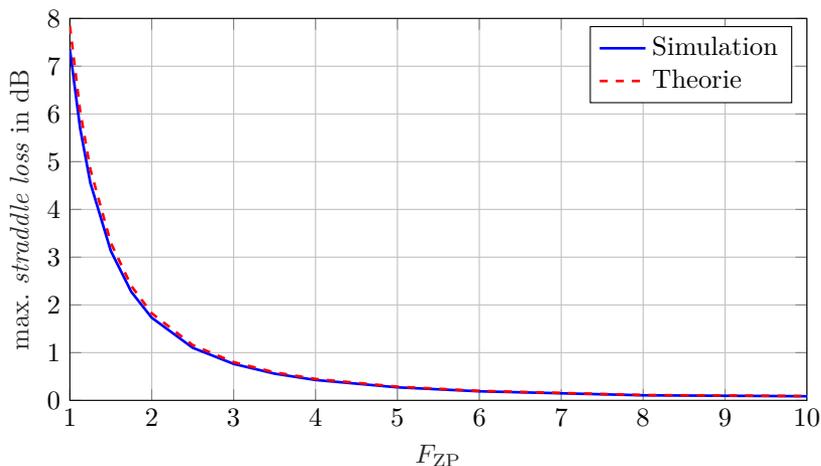


Abbildung 5.5: Begrenzung des *straddle loss* im zweidimensionalen Periodogramm durch Zeropadding.

Im Folgenden geht es darum, das *peak sidelobe level* der Zielechos im Periodogramm zu begrenzen. Dadurch kann ein hoher Dynamikbereich gewährleistet und so die Maskierung von Zielen vermieden werden.

5.4.4 Fensterung

Ein Problem der Anwendung des zweidimensionalen Periodogramms gemäß (5.14) bzw. des eindimensionalen Periodogramms gemäß (5.8) besteht in dem resultierenden hohen *PSL* von $-13,26$ dB. Dies begrenzt den Dynamikbereich des Spektrums, wodurch schwache Ziele maskiert werden können. Um den Dynamikbereich des Spektrums zu erhöhen werden Fenster eingesetzt. Im Folgenden wird zunächst der eindimensionale Fall betrachtet, der anschließend auf zwei Dimensionen erweitert wird.

Fensterung bedeutet die Gewichtung der Elemente der Zeitfolge $z[\tilde{k}]$ mit den Koeffizienten einer Fensterfunktion $w[\tilde{k}]$. Dies korrespondiert mit der Faltung der jeweiligen Spektren $Z[m]$ und $W[m]$ [KJ05]:

$$z[\tilde{k}] \cdot w[\tilde{k}] \circ \bullet Z[m] * W[m] \quad (5.22)$$

Die Verwendung des Periodogramms gemäß (5.8) impliziert aufgrund der endlichen Beobachtungsdauer die Verwendung eines Rechteckfensters:

$$w_{\text{rect}}[k] = \begin{cases} 1, & k = 0, 1, \dots, K - 1 \\ 0, & \text{sonst} \end{cases} \quad (5.23)$$

Gemäß den Korrespondenzen der Fouriertransformation bedeutet dies die Faltung des wahren Spektrums mit dem sog. Dirichlet-Kern [KK09]. In Abbildung 5.6 sind verschiedene Fenster, deren Definitionen sich in [har78] finden, sowie deren korrespondierende Spektren dargestellt, wobei die Spektren mit dem Faktor $\frac{1}{K}$ auf die Zahl der Abtastwerte normiert wurden. Der Parameter des dargestellten Chebyshev Fensters, mit dem sich die Nebenkeulendämpfung einstellen lässt, wurde so gewählt, dass ein PSL von -60 dB resultiert.

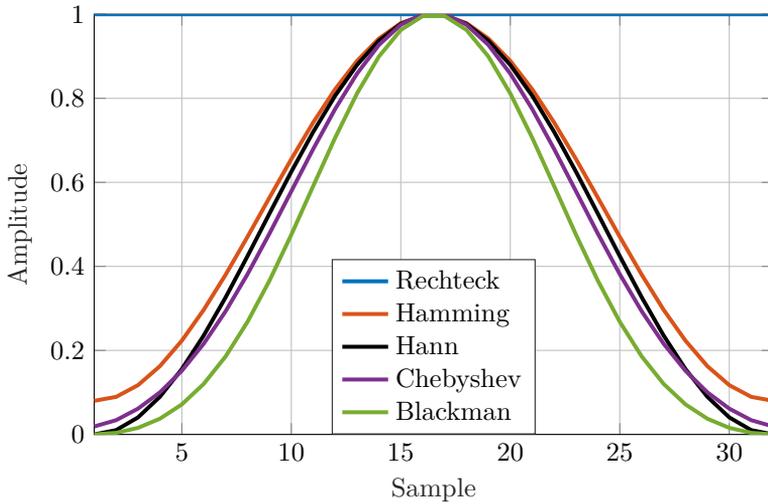
Die Nebenkeulenstruktur und insbesondere das PSL ist, wie deutlich zu erkennen, vom verwendeten Fenster abhängig. Das erste Entscheidungskriterium bei der Wahl eines Fensters stellt daher der erwartete Dynamikbereich Szenarios

$$DR_S = P_{r_{\max}}/P_{r_{\min}} \quad (5.24)$$

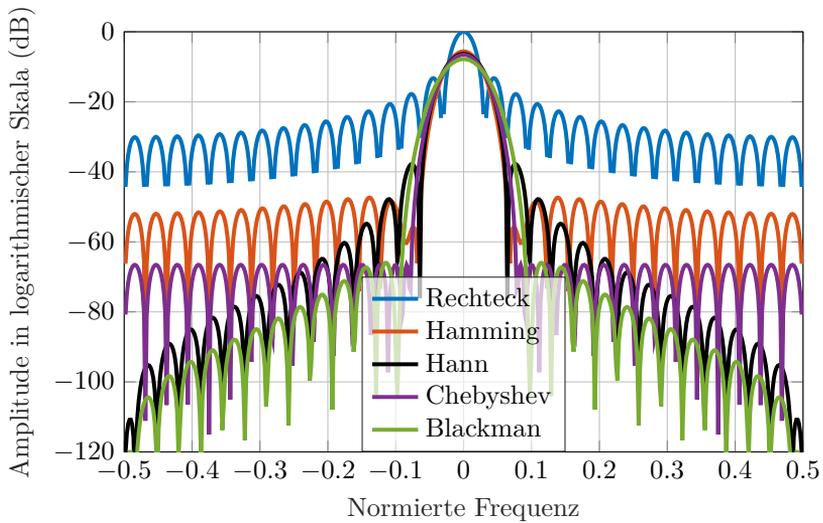
dar. Damit die Maskierung von Zielen vermieden wird und daher alle relevanten Ziele entdeckt und vom umgebenden Clutter getrennt werden können, besteht die Anforderung $PSL < -DR_S$. Ist das PSL des verwendeten Fensters zudem niedriger als der erwartete Rauschpegel, dann ist die Unabhängigkeit der einzelnen Auflösungszellen näherungsweise gegeben, eine im Allgemeinen getroffene Annahme des Detektors. Dies führt zu folgender Gleichung für die Systemauslegung:

$$PSL \leq -SNR_{\max} = -(SNR_{\min, \text{dB}} + DR_{S, \text{dB}}) \quad (5.25)$$

Dabei sind die erzielbaren Integrationsgewinne zu berücksichtigen. Wie ebenfalls in Abbildung 5.6 zu sehen ist, bringt die Verwendung eines Fensters jedoch auch eine veränderte Hauptkeule mit sich. Diese ist sowohl breiter als auch niedriger, was sich in den Faktoren $\beta_R > 1$ und $\beta_{v_r} > 1$ in (2.68) und (2.69) äußert. Diese entsprechen der 3 dB-Bandbreite in *bins* des jeweiligen Fensters in [har78], auszugsweise auch in Tabelle 5.1 gegeben.



(a) Fenster der Länge 32.



(b) Korrespondierende normierte Spektren.

Abbildung 5.6: Verschiedene Fensterfunktionen sowie deren normierte Spektren.

Tabelle 5.1: Eigenschaften verschiedener Fenster-Funktionen der Länge 32

Fenster	PSL	Fenster- verlust	Haupt- keulenbreite (−3 dB)	max. <i>straddle</i> <i>loss</i>	SNR- Verlust
Einheit	dB	dB	<i>bins</i>	dB	dB
Rechteck	−13,3	0,00	0,89	3,92	0
Hamming	−42,7	5,59	1,30	1,78	1,44
Hann	−31,5	6,30	1,44	1,42	1,90
Chebyshev (−60 dB)	−60,0	6,55	1,44	1,44	1,90
Blackman	−58,0	7,81	1,68	1,10	2,51

Vorteilhaft ist, dass sich durch die größere Breite das *straddle loss*, vgl. Abschnitt 5.4.3, im Vergleich zum Rechteckfenster reduziert. Nachteilig ist hingegen, dass sich dadurch die Auflösung verringert.

Die Höhe der Hauptkeule ist um den Fensterverlust²

$$L_W = \frac{K^2}{\left| \sum_{k=0}^{K-1} w[k] \right|^2} \geq 1 \quad (5.26)$$

im Vergleich zum Rechteckfenster niedriger. Dies muss bei der Amplitudenschätzung berücksichtigt werden. Für die korrigierte und über beide Periodogramme gemittelte Amplitudenschätzung folgt aus (5.18):

$$\hat{b} = \frac{1}{2KL} (|C_1(\hat{m}, \hat{n})| + |C_2(\hat{m}, \hat{n})|) \cdot \sqrt{L_W} \quad (5.27)$$

Da durch die Amplitudengewichtung jedoch auch weniger Rauschleistung

²Verluste sind in dieser Arbeit immer so definiert, dass sie logarithmisch > 0 dB sind. Daher muss ein Verlust in dB von der jeweiligen Bezugsgröße subtrahiert werden und in linearer Darstellung wird durch Verluste demzufolge geteilt.

vorhanden ist, relativiert sich der SNR-Verlust. Er beträgt

$$L_{W,\text{SNR}} = L_W \frac{\sum_{k=0}^{K-1} w^2[k]}{K}. \quad (5.28)$$

Der Integrationsgewinn aus (5.21) reduziert sich daher bei Verwendung eines Fensters folgendermaßen:

$$G_{I,\text{dB}} = 10 \log_{10}(KL) - 10 \log_{10}(L_{W,\text{SNR}}) \quad (5.29)$$

Die Eigenschaften der in Abbildung 5.6 dargestellten Fenster der Länge 32 sind in Tabelle 5.1 zusammengefasst. Die Eigenschaften weiterer Fenster finden sich in [har78; HRS02].

Der maximale SNR-Verlust, der durch die Fensterung entsteht, ergibt sich als Summe des Verlusts an Integrationsgewinn sowie des maximalen *straddle loss* unter Berücksichtigung des Zeropaddingfaktors:

$$L_{W,\text{SNR},\text{dB}_{\max}} = L_{W,\text{SNR},\text{dB}} + L_{\text{SL},\text{dB}_{\max}}(F_{\text{ZP}}) \quad (5.30)$$

Von besonderer Bedeutung für die Radarzielschätzung ist das Chebyshev-Fenster, da es eine etwas schmalere Hauptkeule besitzt als andere Fenster mit vergleichbarem PSL, vgl. Tabelle 5.1. Der Grund dafür ist, dass alle seine Nebenkeulen dieselbe Leistung besitzen und nicht als Funktion der Entfernung von der Hauptkeule abfallen. Der Wahl eines geeigneten Fensters ist unter Berücksichtigung aller o.g. Faktoren im Hinblick auf das erwartete Anwendungsszenario zu treffen und stellt immer einen Kompromiss dar. Im Folgenden wird die Fensterung des zweidimensionalen Periodogramms erklärt.

Zweidimensionale Fensterung: Um das zweidimensionale Periodogramm (5.14) zu fenstern, wird ein zweidimensionales Fenster benötigt. Dies wird aus den beiden eindimensionalen Fenstern³ $w_1[k]$ und $w_2[l]$ der Längen K und L folgendermaßen als Matrix $\mathbf{W} \in \mathbb{R}^{K \times L}$ erstellt:

$$(\mathbf{W})_{k,l} = w_1[k]w_2[l] \quad (5.31)$$

³Die beiden Fenster können prinzipiell unterschiedlich gewählt werden, was aufgrund von (5.25) jedoch nicht sinnvoll ist.

5.4 Parameterschätzung im zweidimensionalen Periodogramm

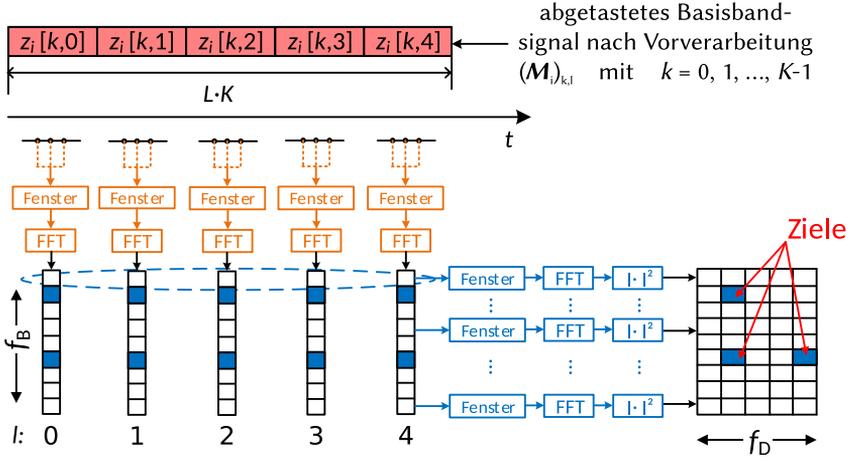


Abbildung 5.7: Zieldetektion im zweidimensionalen Periodogramm.

Die Fensterung erfolgt via elementweiser Multiplikation der Datenmatrix \mathbf{M}_i mit dem Fenster \mathbf{W} . Die obigen Definitionen gelten entsprechend, so ergibt sich für den Fensterverlust im Zweidimensionalen

$$L_W = \frac{K^2 L^2}{\left| \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{l=0}^{L-1} w_1[k] w_2[l] \right|^2} \geq 1. \quad (5.32)$$

Durch Berücksichtigung des Fensterverlusts ergibt sich damit aus der Leistungsdichteschätzung mittels des Periodogramms als Leistungsschätzung der Daten der i . Antenne:

$$\begin{aligned} (\tilde{\mathbf{X}}_i)_{m,n} &:= \frac{L_W}{KL} \text{Per}_{(\mathbf{M}_i \odot \mathbf{W})}(m,n) \\ &= \frac{L_W}{K^2 L^2} |C_i(m,n)|^2 =: |(\tilde{\mathbf{C}}_i)_{m,n}|^2 \in \mathbb{R}_{\geq 0}^{M_{\text{Per}} \times N_{\text{Per}}} \end{aligned} \quad (5.33)$$

In (5.33) ist $\tilde{\mathbf{C}}_i \in \mathbb{C}^{M_{\text{Per}} \times N_{\text{Per}}}$ mit $(\tilde{\mathbf{C}}_i)_{m,n} = C_i(m,n) \cdot \sqrt{L_W}/(KL)$ das gefenstertere komplexe Periodogramm mit Leistungsnormierung. Die Verarbeitung der Rohdaten im zweidimensionalen Periodogramm mit Fensterung ist zur Übersicht in Abbildung 5.7 dargestellt.

Im Folgenden Abschnitt 5.4.5 werden die Vorteile des zweidimensionalen Periodogramms zusammengefasst und mögliche Alternativen diskutiert.

5.4.5 Vorteile des Periodogramms

Das Periodogramm ist zwar nicht die einzige Methode, mit der die spektralen Anteile in (5.3) geschätzt werden können, besitzt aber einige Vorteile im Vergleich zu alternativen parametrischen Methoden, wie bspw. *estimation of signal parameters by rotational invariance techniques* (ESPRIT) [SM05]. Es ist für das Radarproblem sehr gut geeignet, da [Bra14]

- die Anzahl an Zielen N_Z nicht a priori bekannt sein muss,
- die *range-Doppler* Verarbeitung mit dem zweidimensionalen Periodogramm zu einer eindeutigen Zuordnung von Entfernung und Radialgeschwindigkeit jedes Ziels führt,
- die DFT/FFT-basierte Verarbeitung für gut aufgelöste Ziele einer kohärenten Integration entspricht, wodurch sich das SNR erhöht,
- für die FFT schnelle Implementierungen existieren.

Im Kontext der in dieser Arbeit betrachteten Anwendungen wird deshalb das zweidimensionale Periodogramm verwendet.

5.5 Clutterunterdrückung

Die Unterdrückung des Clutters findet anhand von $\tilde{\mathbf{X}}_i$ bzw. $\tilde{\mathbf{C}}_i$ aus (5.33) statt. Das Vorgehen wird im Folgenden anhand des Periodogramms $\tilde{\mathbf{X}}_i$ dargestellt, gilt jedoch analog für das komplexe Periodogramm $\tilde{\mathbf{C}}_i$.

Dazu werden Randbereiche, in denen keine Ziele erwartet werden, aus $\tilde{\mathbf{X}}$ entfernt. Im Kontext eines Nahbereichsradars sind dies bspw. Auflösungszellen in sehr weiter Entfernung. Dies reduziert den Rechenaufwand

für alle folgenden Operationen. Daraus resultiert die Matrix $\mathbf{X}_i \in \mathbb{R}_{\geq 0}^{M \times N}$ mit den Elementen

$$\begin{aligned}
 (\mathbf{X}_i)_{m,n} &= (\tilde{\mathbf{X}}_i)_{m+\tilde{m}_0, n+\tilde{n}_0} & (5.34) \\
 \forall m &\in \{-M_{\text{Per}} + 1, -M_{\text{Per}} + 2, \dots, -\tilde{m}_0 - \tilde{m}_1\}, \\
 n &\in \{-N_{\text{Per}}/2, -N_{\text{Per}}/2 + 1, \dots, N_{\text{Per}}/2 - \tilde{n}_0 - \tilde{n}_1 - 1\},
 \end{aligned}$$

wobei \tilde{m}_0 und \tilde{m}_1 sowie \tilde{n}_0 und \tilde{n}_1 die Anzahlen an Zellen sind, die an den Rändern entfernt werden. Bei Anwendung von (5.34) auf das komplexe Periodogramm entsteht entsprechend $\mathbf{C}_i \in \mathbb{C}^{M \times N}$.

5.6 Constant False Alarm Rate Detektion

Im Folgenden wird der Detektor beschrieben. Die Grundlagen der Detektion finden sich in Abschnitt 2.7. Ausgangspunkt des Detektors in der entwickelten Signalverarbeitung ist die Matrix \mathbf{X}_i aus (5.34). Die Entscheidung findet dabei für jedes Element $(\mathbf{X}_i)_{m,n}$, das in diesem Kontext als Testzelle bezeichnet wird, separat statt. Die Matrixelemente entsprechen daher der Entscheidungsgröße $x[k]$ in (2.54), wobei die Abbildung $g(\cdot)$ der Verkettung der Transformationen aus (5.33) und (5.34) entspricht und daher als quadratischer Detektor interpretiert werden kann. Mit dem noch (für jede Antenne i) zu bestimmenden Schwellwert $T_i(m, n)$ lautet daher die Entscheidungsregel gemäß (2.58)

$$(\mathbf{X}_i)_{m,n} \underset{H_0}{\overset{H_1}{\gtrless}} T_i(m, n) = \beta_{\text{CFAR}}(P_{\text{FA}}) \hat{P}_{n,i}(m, n), \quad (5.35)$$

wobei sich die Störstatistik unter der Annahme (2.38) zu einer Exponentialverteilung X_i mit der Wahrscheinlichkeitsdichte

$$f(x_i|H_0) = \frac{1}{P_{n,i}} e^{-\frac{x}{P_{n,i}}} \quad (5.36)$$

mit dem Erwartungswert $E\{X_i|H_0\} = P_{n,i} = \sigma_{n,i}^2$ ergibt. Da die Störleistung zeitlich und räumlich variiert⁴, muss sie aus den Daten als $\hat{P}_{n,i}$

⁴Zeitlich aufgrund von Erwärmung und Alterung der Bauteile sowie räumlich aufgrund von Clutter.

geschätzt werden, um eine konstante Falschalarmwahrscheinlichkeit zu gewährleisten. Die dazu eingesetzten *Constant False Alarm Rate (CFAR)* Verfahren werden im Folgenden erläutert.

Der Faktor β_{CFAR} – im Folgenden als Schwellwertfaktor bezeichnet – hängt vom jeweiligen Verfahren und der geforderten Falschalarmwahrscheinlichkeit P_{FA} ab und wird benötigt, um aus der geschätzten Störleistung den Schwellwert $T_i(m, n)$ zu berechnen, der für eine konstante Falschalarmwahrscheinlichkeit trotz schwankender Störleistung $P_{n,i}$ sorgt. Dafür muss der Erwartungswert der Falschalarmwahrscheinlichkeit unter Verwendung dieses Schwellwerts unabhängig von der tatsächlichen Störleistung sein.

Die Schätzung der Störleistung basiert auf N_{ref} Referenzzellen. Die notwendige Voraussetzung ist, dass die N_{ref} zur Störleistungsschätzung herangezogenen Werte unabhängige, identisch verteilte Zufallsvariablen sind [Roh83]. Daher muss insbesondere die Verwendung von Zeropadding zur Berechnung des Periodogramms bei der Auswahl der Referenzzellen berücksichtigt werden, da dadurch korrelierte Werte entstehen. Die statistische Unabhängigkeit wird dadurch gewährleistet, dass die Referenzzellen in einem gegenseitigen Abstand F_{ZP} je Dimension voneinander gewählt werden [DS96]. Dadurch wird der Schwellwert bei Verwendung von Zeropadding ebenso wie das Periodogramm interpoliert.

Da nicht notwendigerweise in beiden Periodogrammen dieselben Ziele detektiert werden, erhält der Zielindex ζ zur Unterscheidung das Argument i . Mit (5.35) gilt damit für die Mengen der diskreten Frequenzindizes der detektierten Zielechos in den Daten der i -ten Antenne:

$$\begin{aligned} \mathcal{D}_i &= \{(\hat{m}_{\hat{\zeta}(i)}, \hat{n}_{\hat{\zeta}(i)}) : (\mathbf{X}_i)_{\hat{m}_{\hat{\zeta}(i)}, \hat{n}_{\hat{\zeta}(i)}} > T(\hat{m}_{\hat{\zeta}(i)}, \hat{n}_{\hat{\zeta}(i)})\} & (5.37) \\ &\quad \forall \hat{m}_{\hat{\zeta}(i)} \in \{-M_{\text{Per}} + 1 + \tilde{m}_0, \dots, -\tilde{m}_1\}, \\ &\quad \hat{n}_{\hat{\zeta}(i)} \in \{-N_{\text{Per}}/2 + \tilde{n}_0, \dots, -N_{\text{Per}}/2 - \tilde{n}_1 - 1\} \end{aligned}$$

5.6.1 Bewertungskriterien

Die CFAR-Methoden werden anhand folgender Kriterien miteinander verglichen:

CFAR-Verlust Der CFAR-Verlust gibt die SNR-Differenz der ROC eines CFAR-Verfahrens im Vergleich zum Neyman-Pearson Detektor mit

bekannter Störleistung bei derselben Falschalarmwahrscheinlichkeit im homogenen Szenario an.

Performanz bei ausgedehntem Clutter: Eine erhöhte Störleistung aufgrund von Clutter soll nicht zu einer erhöhten Falschalarmwahrscheinlichkeit führen. Dazu muss der Detektionsschwellwert an die vorherrschende Störleistung so angepasst werden, dass er über Clutter denselben mittleren Abstand besitzt wie über Rauschen. Eine übermäßige Erhöhung des Schwellwerts ist ebenfalls zu vermeiden, da dies zu einer niedrigeren Detektionswahrscheinlichkeit führt.

Performanz im Mehrzielszenario: Ein Ziel sollte auch dann sicher detektiert werden, wenn sich ein anderes auflösbares in unmittelbarer Nähe befindet. Eine Maskierung von Zielen ist zu vermeiden.

Notwendige Rechenleistung: Anzahl an Rechenoperationen zur Berechnung der Schwellwerte für das gesamte Periodogramm.

5.6.2 Dedizierte Referenzzellen

Falls die maximal eindeutige Reichweite es erlaubt, eine Mindestentfernung (Zellenindex $-\tilde{m}_d$) anzugeben, ab der aufgrund der Empfangsleistung oder aufgrund des Szenarios (bspw. bei Abschattung durch eine Wand⁵) keine Zielentdeckung mehr möglich ist, so kann die Störleistung durch Bildung des arithmetischen Mittelwerts aller Zellen der Matrix \mathbf{X}_i aus (5.34) in diesem Fernbereich geschätzt werden:

$$\hat{P}_{n,i} = \frac{1}{\underbrace{(\tilde{m}_d - \tilde{m}_1 + 1)N}_{=N_{\text{ref}}}} \sum_{m=-\tilde{m}_d}^{-\tilde{m}_1} \sum_{n=-\frac{N_{\text{Per}}}{2} + \tilde{n}_0}^{\frac{N_{\text{Per}}}{2} - \tilde{n}_1 - 1} (\mathbf{X}_i)_{m,n} \quad (5.38)$$

Die Schätzung $\hat{P}_{n,i}$ folgt daher einer Chi-Quadrat-Verteilung mit $2N_{\text{ref}}$ Freiheitsgraden und es gilt [Dil74]

$$\beta_{\text{CFAR}}(P_{\text{FA}}) = N_{\text{ref}} \left(P_{\text{FA}}^{\frac{1}{N_{\text{ref}}}-1} \right)^{-1}. \quad (5.39)$$

⁵Wobei durch Mehrwege trotzdem Signalleistung bei größeren Entfernungen detektiert werden kann.

Das Verfahren wird in [Bra14] vorgeschlagen und dort im Zweidimensionalen angewandt. Die Schätzung der Störleistung entspricht dem in Abschnitt 5.6.3.1 vorgestellten *cell averaging* CFAR-Verfahren, jedoch mit fixen Referenzzellen.

Falls keine räumliche Fluktuation der Störleistung auftritt, kann durch Einsetzen von (5.39) und (5.38) in (5.35) der für alle Zellen identische Schwellwert berechnet werden.

Insgesamt stellt das Verfahren mit dedizierten Referenzzellen eine sehr aufwandsgünstige Methode zur Rauschleistungsschätzung dar, da derselbe Schwellwert für alle Zellen verwendet wird und daher nur ein Mal pro Messung berechnet werden muss.

5.6.3 Sliding Window CFAR

Die *sliding window* CFAR-Verfahren verwenden Referenzzellen in der unmittelbaren Umgebung der Testzelle und eignen sich daher auch für räumlich fluktuierende Störleistung (aufgrund von ausgedehntem Clutter). Dahinter stecken zwei Annahmen: einerseits, dass die Störleistung der unmittelbaren Umgebung auch für die Testzelle gilt und andererseits, dass Ziele räumlich konzentriert sind (Punktziele), während Clutter ausgedehnt ist und sich über viele Entfernungszellen hinweg erstreckt [Roh12].

Das prinzipielle Schema dieser Verfahren ist für den eindimensionalen Fall in Abbildung 5.8 dargestellt. Die Verfahren unterscheiden sich in der Art und Weise, wie die Störleistung geschätzt wird. Zusätzlich zu den Referenzzellen wird eine gerade Anzahl N_G von Schutzzellen verwendet, die der Verbreiterung der Hauptkeule β_R bzw. β_{v_r} bei Verwendung eines Fensters Rechnung tragen. Die Schutzzellen liegen symmetrisch um die Testzelle.

Die beiden gebräuchlichsten Methoden zur Schätzung der Störleistung sind Mittelwertbildung (engl. *cell averaging*, CA) und Quantile aus der Ordnungsstatistik (engl. *order statistics*, OS). Da sie die Basis der später verwendeten Verfahren darstellen, werden sie im Folgenden anhand des eindimensionalen Falls erläutert. Wie im folgenden gezeigt, lassen sich diese Verfahren durch entsprechende Wahl der Referenzzellen auf den zweidimensionalen Fall in (5.35) erweitern. Ein entsprechendes zweidimensionales Gebiet mit Testzelle, Schutzzellen und Referenzzellen ist in

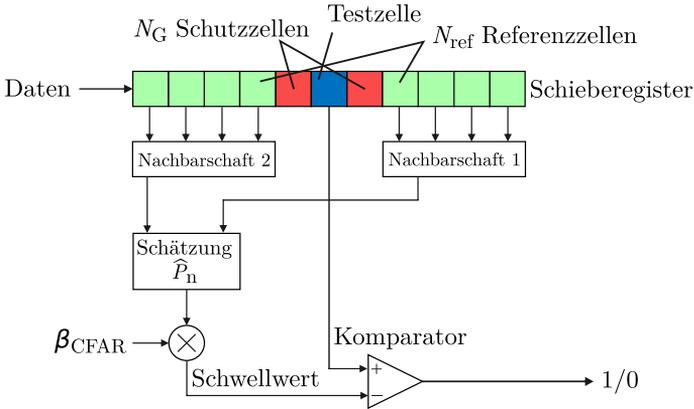


Abbildung 5.8: Blockschaltbild eines *sliding window* CFAR-Detektors.

Abbildung 5.9 dargestellt. Die Anzahl an Schutzzellen in einer Dimension wird mit

$$N_{G,1D} = \sqrt{N_G + 1} - 1 \tag{5.40}$$

bezeichnet. Dies entspricht der Projektion des Gebiets auf eine Achse.

5.6.3.1 Cell Averaging

Beim CA-CFAR-Verfahren wird die Störleistung analog zu (5.38) durch Bildung des arithmetischen Mittelwerts der Referenzzellen geschätzt, mit dem Unterschied, dass die Referenzzellen aus der unmittelbaren Umgebung der Testzelle (symmetrisch um diese herum) herangezogen werden.

CA-CFAR funktioniert sehr gut zur Detektion einzelner Ziele in homogenem Rauschen sowie zur Ausblendung von ausgedehntem Clutter. Nachteilig ist, dass an den Clutterändern die Schwelle zu hoch liegt, da hier die Annahme der Stationarität der Störleistung verletzt ist. Dadurch verringert sich dort die Detektionswahrscheinlichkeit⁶. Befinden sich Ziele innerhalb der Referenzzellen, so wird die Schätzung der Rauschleistung

⁶Ein anderes Verhalten an den Clutterändern wird durch die separate Betrachtung beider Nachbarschaftshälften erreicht. Die entsprechenden Verfahren sind *Smallest-Of* und *Greatest-Of* CA-CFAR [Ric14].

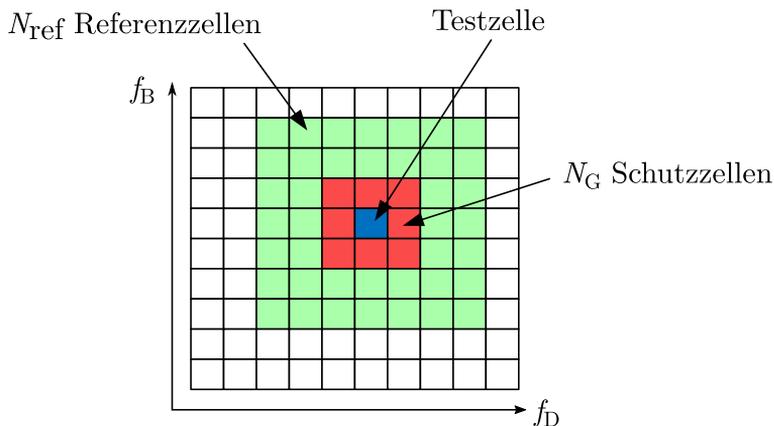


Abbildung 5.9: Darstellung von Referenz- und Schutzzellen eines zweidimensionalen CFAR-Algorithmus.

verfälscht, wodurch ein zu hoher Schwellwert berechnet wird. Dadurch kann es zur Maskierung von Zielen kommen [Roh06].

Der CA-CFAR-Schwellwert im Eindimensionalen ist anhand eines Beispielszenarios in Abbildung 5.10 im Vergleich zum im folgenden Abschnitt beschriebenen OS-CFAR-Schwellwert dargestellt.

5.6.3.2 Order Statistics

Das OS-CFAR-Verfahren [Roh83] ist im Vergleich zum CA-CFAR robuster gegenüber Zielen innerhalb der Referenzzellen und kann dadurch auch in Mehrzielsituationen angewendet werden. Die Schätzung der Rauschleistung basiert auf Quantilen aus der Ordnungsstatistik. Dazu werden alle N_{ref} Werte der Referenzzellen in aufsteigender Reihenfolge sortiert und es wird der ρ . Wert als Schätzung für die Störleistung verwendet. Sei $X_{(j)}$ der j . Wert aus den sortierten Referenzzellen, so lautet die Schätzvorschrift

$$X_{(1)} \leq X_{(2)} \leq \dots \leq X_{(N_{\text{ref}})}, \quad \hat{P}_n = X_{(\rho)}, \quad (5.41)$$

wobei der optimale Wert des CFAR-Rangs ρ abhängig von der erwarteten Anzahl an Zielen innerhalb der Referenzzellen gewählt werden sollte. Bei

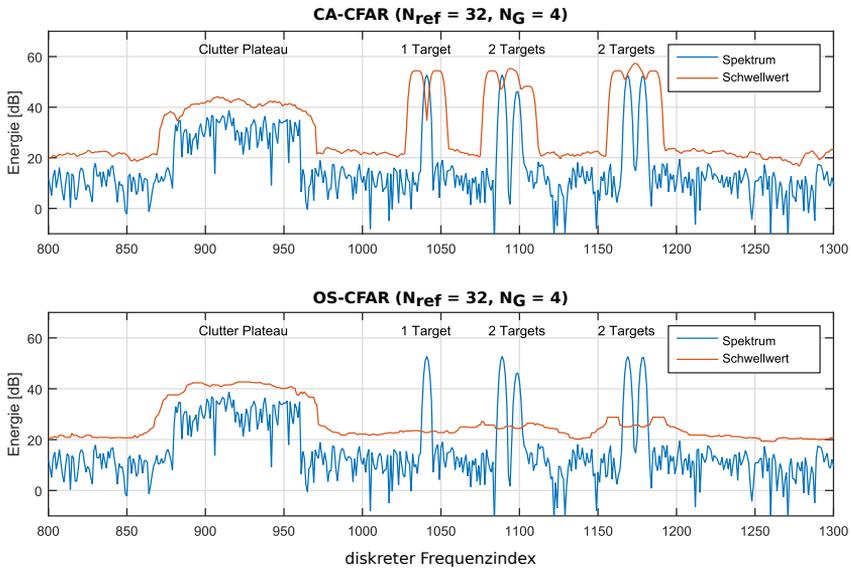


Abbildung 5.10: Vergleich zwischen CA- und OS-CFAR-Detektor bei einer Falschalarmwahrscheinlichkeit von $P_{FA} = 10^{-3}$. Variationen des Störlevels werden von beiden Detektoren sicher erkannt. Im Fall mehrerer Ziele innerhalb der Referenzzellen neigt der CA-CFAR-Schwellwert jedoch zu Maskierung von Zielen, wohingegen der OS-CFAR-Schwellwert auch in diesen Situationen sicher detektiert.

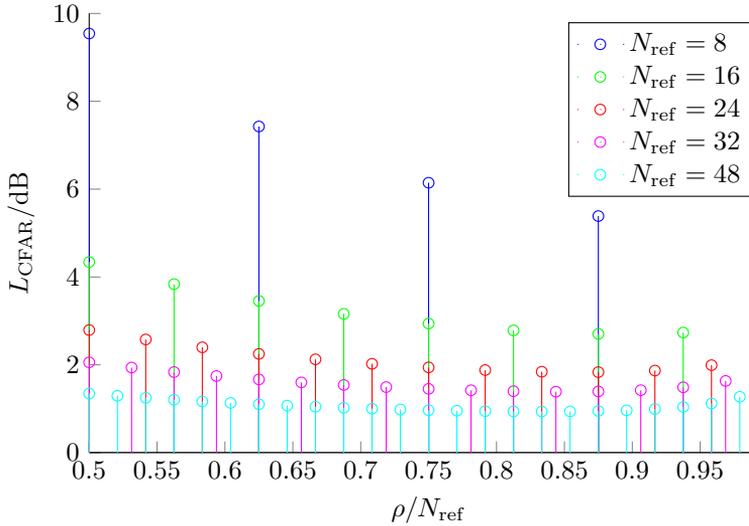


Abbildung 5.11: CFAR-Verlust bei OS-CFAR in Abhängigkeit des Rangs und der Anzahl an Referenzzellen.

homogenem Rauschen befindet sich bei ca. $\rho = 7/8 N_{\text{ref}}$ das Optimum, wogegen für praktische Applikationen ein Wert von $\rho = 3/4 N_{\text{ref}}$ als guter Kompromiss zwischen Leistungsfähigkeit in homogenem Rauschen und an den Clutterrändern empfohlen wird [Roh83].

Ein Vergleich des CFAR-Verlusts im homogenen Szenario für verschiedene Werte von ρ und N_{ref} ist in Abbildung 5.11 dargestellt. Es zeigt sich ein sehr ausgeprägtes Minimum, wobei der CFAR-Verlust ab 32 Referenzzellen unter 2 dB bleibt.

Aufgrund des Funktionsprinzips ist es nicht unbedingt notwendig, die Testzelle oder die Schutzzellen beim Sortieren auszusparen, dies kann auch durch Anpassung des CFAR-Rangs geschehen.

Der OS-CFAR-Schwellwert ist robust gegenüber inhomogenen Störungen, liefert dafür allerdings bei homogenen Störungen eine etwas schlechtere Performanz, als der CA-CFAR-Schwellwert. An den Rändern von ausgedehntem Clutter überschätzt auch der OS-CFAR-Schwellwert die

Störleistung. Der OS-CFAR-Schwellwert eines Beispielszenarios ist in Abbildung 5.10 dargestellt.

Nachteilig am OS-CFAR-Detektor ist seine Komplexität, die im schlechtesten Fall $\mathcal{O}(N_{\text{ref}} \log N_{\text{ref}})$ beträgt, im Durchschnitt jedoch bemerkenswerterweise nur $\mathcal{O}(N_{\text{ref}})$, da zum Finden des ρ . Elements nicht alle N_{ref} Werte sortiert werden müssen [Pre07].

5.6.3.3 Order Statistics Cell Averaging

Das *order statistics cell averaging* (OSCA-) CFAR-Verfahren ist speziell für zweidimensionale Datensätze, wie \mathbf{X}_i in (5.35), ausgelegt. Es wurde in [KR13] vorgeschlagen, um eine große Zahl an Referenzzellen effizient verarbeiten zu können. Vorteilhaft an zweidimensionalen Datensätzen ist, dass die Anzahl an Referenzzellen in unmittelbarer Umgebung der Testzelle dem Quadrat der Referenzzellen des eindimensionalen Falles entspricht. Da Sortieren aufwändiger ($\mathcal{O}(N_{\text{ref}} \log_2(N_{\text{ref}}))$) [Knu05] als Addieren ($\mathcal{O}(N_{\text{ref}})$) ist, wirkt sich dieser Anstieg bei OS-CFAR stärker aus als bei CA-CFAR. Aus dieser Motivation heraus wurde in [KR13] eine Kombination der beiden Konzepte vorgeschlagen.

Dabei werden zunächst die Zellen innerhalb des *sliding window* einer jeden Spalte von \mathbf{X}_i (entlang der Dimension der Beatfrequenz) sortiert. In einem zweiten Schritt erfolgt die Mittelwertbildung der Werte des ρ -ten Rangs benachbarter Spalten innerhalb des *sliding window* (entlang der Doppler-Dimension).

Sei M_{ref} die Ausdehnung des *sliding window* in der Dimension der Beatfrequenz und $N_{\text{ref,D}}$ die Ausdehnung in der Dimension der Dopplerfrequenz. Beide Zahlen seien gerade. Dann bezeichnet $(\mathbf{X}_i)_{(\rho(m)),\tilde{n}}$ den ρ -ten Rang innerhalb der Zellen $\left\{ (\mathbf{X}_i)_{m-\frac{M_{\text{ref}}}{2},\tilde{n}}, \dots, (\mathbf{X}_i)_{m+\frac{M_{\text{ref}}}{2}-1,\tilde{n}} \right\}$, womit für die Schätzung der Rauschleistung

$$\hat{P}_{n,i}(m, n) = \frac{1}{N_{\text{ref,D}}} \sum_{\tilde{n}=n-\frac{N_{\text{ref,D}}}{2}}^{n+\frac{N_{\text{ref,D}}}{2}-1} (\mathbf{X}_i)_{(\rho(m)),\tilde{n}} \quad (5.42)$$

folgt. Durch die Kombination von Sortieren und Mitteln vereint OSCA-CFAR die Vorteile beider zugrundeliegenden Prinzipien: Durch das OS-

CFAR-Prinzip ist der Schwellwert robust gegenüber Zielen innerhalb der Referenzzellen und erreicht aufgrund der Mittelwertbildung einen sehr geringen CFAR-Verlust im homogenen Störszenario [KR13].

Für die Berechnung des Schwellwertfaktors in (5.35) gilt bei OSCA-CFAR mit dem Rang ρ [KR13]:

$$\beta_{\text{OSCA}} \approx \frac{-\ln(P_{\text{FA}})}{\sum_{j=1}^{\rho} \frac{1}{M_{\text{ref}} - \rho + j}} \quad (5.43)$$

Da die Anzahl an zu sortierenden Elementen im Vergleich zu einer zweidimensionalen Version des OS-CFAR erheblich reduziert ist, verringert sich ebenso die notwendige Rechenleistung. Der Aufwand des Sortierens lässt sich weiter minimieren, indem bei jeder Verschiebung des *sliding window* in der Dimension der Beatfrequenz der älteste Wert entfernt wird und der neue an der richtigen Stelle eingefügt wird [KR13].

Um den Aufwand weiter zu reduzieren, ist es möglich, in der Doppler-Dimension nur jede zweite Spalte zu berücksichtigen. Dieses Konzept wird in [KR13] als *fast order statistics cell averaging* (FOSCA-) CFAR bezeichnet.

Im Folgenden werden die verschiedenen Schwellwert-Schätzverfahren im Kontext von Nahbereichsradar verglichen.

5.6.4 Vergleich der Verfahren

Der Vergleich der CFAR-Methoden erfolgt anhand der Bewertungskriterien aus Abschnitt 5.6.1 und fasst die vorangegangenen Beschreibungen sowie Informationen aus [Roh06; Kro14; KR13; Ric14; Roh11] zusammen. Er ist in Tabelle 5.2 zu finden.

Es ist zu erkennen, dass alle betrachteten Verfahren einen CFAR-Verlust von weniger als 0,5 dB besitzen. Der CFAR-Verlust ist daher nicht ausschlaggebend für die Wahl des Verfahrens. Da Nahbereichsszenarien gerade dadurch gekennzeichnet sind, dass viele Ziele in geringem Abstand voneinander auftreten können, ist CA-CFAR aufgrund der schlechten Performanz im Mehrziel-Szenario ungeeignet. Aufgrund seiner Tauglichkeit

Tabelle 5.2: Vergleich der untersuchten CFAR-Verfahren zur Schwellwertberechnung im zweidimensionalen Periodogramm.
 Parametrisierung: $M_{\text{ref}} = 16, N_{\text{ref,D}} = 10 \Rightarrow N_{\text{ref}} = 160, P_{\text{FA}} = 10^{-6}$
 Bewertung: „-“ = schlecht, „0“ = mäßig, „+“ = gut

CFAR-Verfahren	CFAR-Verlust in dB	Performanz bei ausgedehntem Clutter	Performanz im Mehrzielszenario	Komplexität
Dedizierte Referenzzellen	0,18	-	+	+
CA	0,18	+	-	+
OS	0,36	+	+	-
OSCA	0,27	+	+	0
FOSCA	0,45	+	+	+

für Mehrziel-Szenarien ist das OS-CFAR-Verfahren für Nahbereichsradar prinzipiell geeignet, besitzt jedoch den Nachteil eines hohen Rechenaufwands. Diesen Nachteil kompensiert das OSCA-CFAR-Verfahren. Der Aufwand kann durch Verwendung des FOSCA-CFAR-Verfahrens noch weiter verringert werden. Eine sehr gute und effiziente Alternative, falls im Szenario kein ausgedehnter Clutter vorhanden ist, stellt das Verfahren der dedizierten Referenzzellen dar.

Als abschließendes Fazit sind deshalb für Nahbereichsradar aufgrund der geringen benötigten Rechenleistung die beiden CFAR-Verfahren OSCA und FOSCA am besten geeignet, da sie sowohl bei homogenen, als auch bei inhomogenen Störungen funktionieren.

5.6.5 Peak Detektion

Die Detektionsregel (5.35) gilt nur, falls bei der Berechnung des zweidimensionalen Periodogramms ohne Zeropadding und mit einem Rechteckfenster gearbeitet wurde, da die Werte des Periodogramms nur dann statistisch unabhängig voneinander sind. Andernfalls ist eine *weitere Forderung* zu

stellen: Der Wert der detektierten Zelle muss ein lokales Maximum im Periodogramm sein. Dies lässt sich ausdrücken als

$$(\mathbf{X}_i)_{\hat{m}_{\hat{\zeta}(i)}, \hat{n}_{\hat{\zeta}(i)}} \geq (\mathbf{X}_i)_{m,n} \quad \forall m \in \{\hat{m}_{\hat{\zeta}(i)} - 1, \hat{m}_{\hat{\zeta}(i)}, \hat{m}_{\hat{\zeta}(i)} + 1\}, \\ n \in \{\hat{n}_{\hat{\zeta}(i)} - 1, \hat{n}_{\hat{\zeta}(i)}, \hat{n}_{\hat{\zeta}(i)} + 1\} \quad (5.44)$$

und wird als Peak Detektion bezeichnet.

5.7 Fusion der Empfangszüge

Die Fusion der beiden Empfangszüge erzeugt einen zusätzlichen SNR-Gewinn von bis zu 3 dB und kann an drei Stellen im Signalflussdiagramm in Abbildung 5.1 erfolgen:

1. Nach der Vorverarbeitung durch Mittelwertbildung der Datenmatrizen; dies entspricht Beamforming
2. Nach Berechnung der beiden zweidimensionalen komplexen Periodogramme – wie in Abbildung 5.1 dargestellt – durch Bildung des komplexen Kreuzleistungsdichtespektrums
3. Nach dem CFAR-Detektor durch binäre Integration

Eine frühere Fusion wirkt sich positiv auf die insgesamt benötigten Rechenoperationen aus, jedoch ist dadurch weniger Information in späteren Blöcken verfügbar. Dieser Trade-Off wird anhand der drei oben vorgestellten Möglichkeiten im Folgenden analysiert.

5.7.1 Beamforming

Die Fusion der Daten durch Mittelwertbildung der Samples im Zeitbereich der beiden Empfangszüge

$$\mathbf{M} = \frac{1}{2} (\mathbf{M}_1 + \mathbf{M}_2) \quad (5.45)$$

entspricht der Formung eines Strahls in die Beleuchtungsrichtung $\theta_b = 0^\circ$ durch Beamforming [RSH10] und stellt die frühest mögliche Fusion der

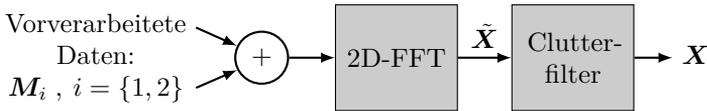


Abbildung 5.12: Blockdiagramm eines Ausschnitts der digitalen Signalverarbeitungskette mit Fusion der beiden Empfangszüge durch Beamforming via Addition der vorverarbeiteten Datenmatrizen.

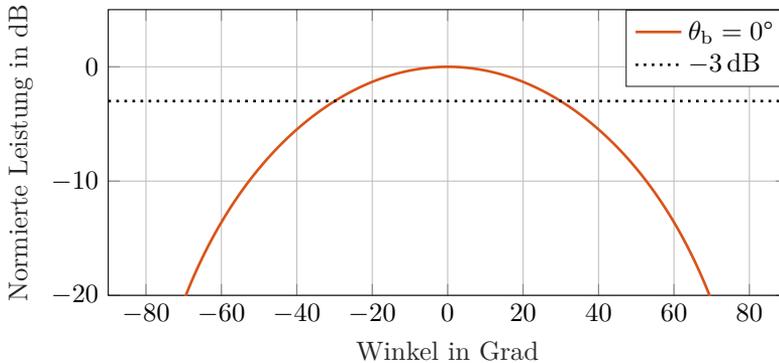


Abbildung 5.13: Normierter Array-Faktor, der durch ungewichtete Addition beider Empfangspfade entsteht.

Daten in der Signalverarbeitungskette dar, was sich günstig bzgl. der insgesamt notwendigen Rechenoperationen auswirkt. Dies ist in Abbildung 5.12 dargestellt. Durch das Beamforming wird die Antennenkeule zusätzlich mit dem entstehenden Array-Faktor gewichtet (vgl. Abschnitt 2.8.2.2), der sich mit (2.80) ausrechnen lässt und in Abbildung 5.13 dargestellt ist. Er besitzt einen -3 dB-Öffnungswinkel von ca. 60° .

Da die Rauschanteile in den beiden Datenmatrizen M_1 und M_2 als unabhängig angenommen werden können, wohingegen die Signalanteile voll korreliert sind, ergibt sich gemäß Abschnitt 2.7.2 ein Integrationsgewinn von 3 dB für Ziele in einem Winkel von 0° .

Der Nachteil an dieser Fusionsmethode ist, dass die Phasendifferenz der beiden Signale aufgrund der Mittelwertbildung nicht mehr berechnet werden kann. Daher eignet sich das Verfahren nur dann, wenn keine Winkelbestimmung erforderlich ist und die veränderte Richtcharakteristik

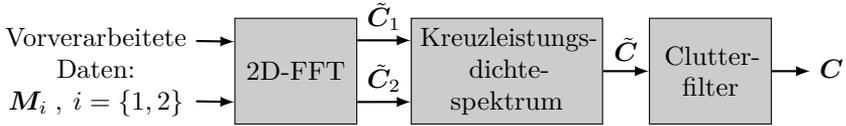


Abbildung 5.14: Blockdiagramm eines Ausschnitts der digitalen Signalverarbeitungskette mit Fusion der beiden Empfangszüge durch Berechnung des Kreuzleistungsdichtespektrums.

für die Applikation akzeptiert werden kann oder gewünscht ist, also bspw. für Entfernungs- und Geschwindigkeitsbestimmung von Objekten, die sich im Bereich der Hauptkeule auf das Radar zubewegen. Zur Klassifikation von Gesten hingegen eignet sich das Verfahren nicht, da je nach Geste eine Winkelbestimmung die entscheidende Information zum Unterscheiden zweier Gesten bringen kann.

Eine Zusammenstellung der Eigenschaften des Verfahrens findet sich in Tabelle 5.3 in Abschnitt 5.7.4.

5.7.2 Kreuzleistungsdichtespektrum

Die Fusion der Daten beider Empfangszüge mittels des Kreuzleistungsdichtespektrums erfolgt nach Berechnung der beiden normierten komplexen Periodogramme \tilde{C}_1 und \tilde{C}_2 gemäß (5.33) durch Bildung des Kreuzleistungsdichtespektrums $\tilde{C} \in \mathbb{C}^{M_{\text{Per}} \times N_{\text{Per}}}$ mit den Elementen

$$(\tilde{C})_{m,n} = (\tilde{C}_1)_{m,n} \cdot (\tilde{C}_2)_{m,n}^* \quad (5.46)$$

Dies ist Abbildung 5.14 dargestellt.

Durch Betrachtung einer beliebigen Zelle mit $(\tilde{C}_1)_{m,n} = a_{1,m,n} e^{j\varphi_{1m,n}}$ und $(\tilde{C}_2)_{m,n} = a_{2,m,n} e^{j\varphi_{2m,n}}$ folgt

$$(\tilde{C})_{m,n} = a_{1,m,n} a_{2,m,n} e^{j(\varphi_{1m,n} - \varphi_{2m,n})}. \quad (5.47)$$

Nach erfolgter Entfernung von Clutterzellen gemäß (5.34) ergibt sich daraus die Matrix $\mathbf{C} \in \mathbb{C}^{M \times N}$, die als Eingang des Detektors dient. Anhand des Betrags $|(\mathbf{C})_{m,n}|$, der eine Schätzung der Kreuzleistungsdichte ist,

erfolgt die Detektion gemäß der CFAR-Verfahren aus Abschnitt 5.6. Dabei sind jedoch andere Schwellwerte zu verwenden, da sich die auftretenden Wahrscheinlichkeitsdichten durch die Multiplikation der beiden komplexen Periodogramme verändern. Diese werden im Folgenden hergeleitet.

Die Elemente der komplexen Periodogramme folgen zirkulärsymmetrischen komplexen Normalverteilungen mit der Varianz σ_i^2 und einem Mittelwert von Null, falls lediglich Rauschen vorhanden ist (Hypothese H_0) bzw. dem Mittelwert $\sqrt{P_S}e^{j\varphi_{i,m,n}}$ mit $\varphi \in [0; 2\pi)$ bei Vorhandensein eines Ziels in der betreffenden Zelle mit der Leistung P_S (Hypothese H_1):

$$H_0 : \quad (\mathbf{C}_1)_{m,n} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_1^2) \quad (5.48)$$

$$(\mathbf{C}_2)_{m,n} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_2^2) \quad (5.49)$$

$$H_1 : \quad (\mathbf{C}_1)_{m,n} \sim \mathcal{CN}(\sqrt{P_S}e^{j\varphi_{1,m,n}}, \sigma_1^2) \quad (5.50)$$

$$(\mathbf{C}_2)_{m,n} \sim \mathcal{CN}(\sqrt{P_S}e^{j\varphi_{2,m,n}}, \sigma_2^2) \quad (5.51)$$

In (5.48) bis (5.51) wurde zur Vereinfachung der Schreibweise angenommen, dass die Clutterentfernung in den Daten beider Empfangszüge separat stattfindet, was möglich, jedoch aufwändiger ist, als die Entfernung im Kreuzleistungsdichtespektrum durchzuführen, und daher nicht so implementiert werden sollte. Zur Auslegung des Detektors wird die Verteilung von $(\mathbf{X})_{m,n} := |(\mathbf{C})_{m,n}| = |(\mathbf{C}_1)_{m,n}(\mathbf{C}_2)_{m,n}|$ benötigt. Die Wahrscheinlichkeitsdichte des Betrags eines Produkts zweier unabhängiger zirkulärsymmetrischer komplexer Normalverteilungen wurde in [OM12] als Randdichte der dort beschriebenen *Complex Double Gaussian* Verteilung zu

$$f_X(x) = \frac{4x}{\sigma_1^2\sigma_2^2} e^{-(k_1^2+k_2^2)} \sum_{n,p=0}^{\infty} \left(\frac{k_1^n k_2^p}{n!p!} \right)^2 \left(\frac{x}{\sigma_1\sigma_2} \right)^{n+p} K_{n-p} \left(\frac{2x}{\sigma_1\sigma_2} \right) \quad (5.52)$$

bestimmt, wobei $K_\nu(\cdot)$ die modifizierte Besselfunktion zweiter Gattung der Ordnung ν bezeichnet und $k_i^2 = P_S/\sigma_i^2$ das SNR je Empfangszug ist.

Für den Fall H_0 vereinfacht sich (5.52) zu

$$f_X(x|H_0) = \frac{4x}{\sigma_1^2\sigma_2^2} K_0 \left(\frac{2x}{\sigma_1\sigma_2} \right). \quad (5.53)$$

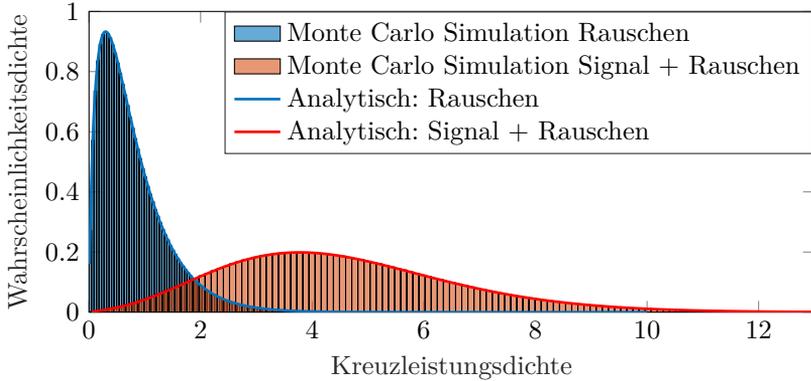


Abbildung 5.15: Histogramm und numerisch evaluierte Dichte des Betrags des Kreuzleistungsdichtespektrums für die beiden Hypothesen H_0 und H_1 bei einem SNR pro Empfangszug von 6 dB.

Da $|(\mathbf{C}_1)_{m,n}(\mathbf{C}_2)_{m,n}| = |(\mathbf{C}_1)_{m,n}| \cdot |(\mathbf{C}_2)_{m,n}|$, entspricht (5.53) der Dichte des Produkts zweier unabhängiger Rayleigh-verteilter Zufallsvariablen [OM12].

Unter der Annahme zweier gleichartiger und abgestimmter Empfänger gilt $\sigma_1 = \sigma_2$. Die beiden numerisch evaluierten Dichten sowie Histogramme einer Monte-Carlo-Simulation für die Fälle H_0 und H_1 mit $\sigma_1 = \sigma_2 = 1$ und einem SNR je Empfangszug von 6 dB sind in Abbildung 5.15 dargestellt. Dazu wurden einerseits die Gleichungen (5.52) und (5.53) numerisch ausgewertet, wobei für den Fall H_1 die Doppelsumme in (5.52) nach $15^2 = 225$ Termen abgebrochen wurde. Dies führt nach [OM12] zu einem maximalen Approximationsfehler von $2,68 \cdot 10^{-5}$. Die Histogramme für die Monte-Carlo-Simulation basieren auf 10^7 Samples, welche aus transformierten Normalverteilungen erzeugt wurden. Wie zu erkennen ist, werden die numerisch evaluierten analytischen Ausdrücke (5.52) und (5.53) sehr gut durch die Monte-Carlo-Simulationen approximiert.

Anhand der Dichten (5.52) und (5.53) lässt sich gemäß (2.55) und (2.56) die Operationscharakteristik des Detektors im Kreuzleistungsdichtespektrum bestimmen. Diese ist für verschiedene Signal-zu-Rauschverhältnisse je Empfangszug im Vergleich mit der eines quadratischen Detektors, der lediglich auf den Daten eines Empfangszugs operiert in Abbildung 5.16

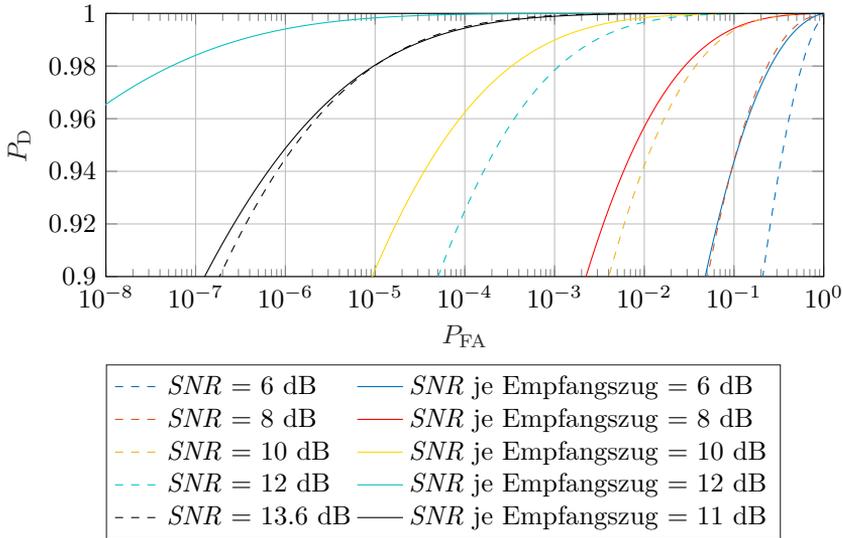


Abbildung 5.16: Vergleich der Operationscharakteristika des Detektors im Kreuzleistungsdichtespektrum (gestrichelte Kurven) mit denen eines quadratischen Detektors auf einem Empfangszug (durchgezogene Kurven).

vergleichend dargestellt. Wie zu erkennen ist, ergibt sich durch die Detektion im Kreuzleistungsdichtespektrum bei gleichem SNR je Empfangszug ein Gewinn von mehr als 2 dB, wobei dieser mit höherem SNR zunimmt. Bei einem typischen Arbeitspunkt von $P_{FA} = 10^{-6}$ und $P_D = 0,95$ beträgt der SNR-Gewinn 2,6 dB, wie sich in Abbildung 5.16 anhand des Vergleichs der Kurven des Detektors im Kreuzleistungsdichtespektrums bei 11 dB mit der des quadratischen Detektors bei 13,6 dB ablesen lässt.

Der Gewinn ergibt sich anschaulich dadurch, dass sich die Leistung des Rauschens durch die Multiplikation mit dem unkorrelierten zweiten komplexen Periodogramm im Mittel reduziert, wohingegen die Leistung korrelierter Echos konstant bleibt. Daher kann bei einem niedrigeren SNR der beiden einzelnen Periodogramme derselbe Arbeitspunkt (P_D, P_{FA}) in der ROC erreicht werden, im Gegensatz zu dem Fall, dass die Detektion nur auf Basis eines einzelnen Periodogramms erfolgt.

Um im Kreuzleistungsdichtespektrum praktisch detektieren zu können,

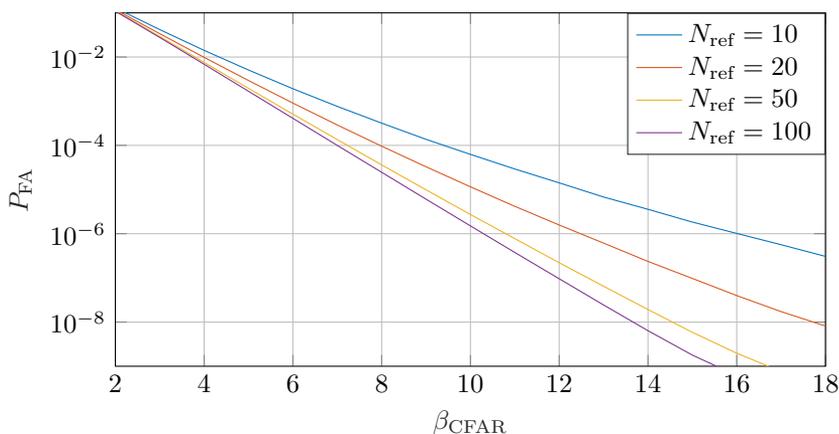


Abbildung 5.17: Schwelldichtefaktor zur Berechnung des Schwellwerts für das Kreuzleistungsdichtespektrum bei Schätzung der Rauschleistung via CA-CFAR.

muss ein CFAR-Detektor gemäß (5.35) gefunden werden. Dieser konnte für das *cell averaging* Verfahren (vgl. (5.38)) empirisch gefunden werden. Der anzuwendende Schwelldichtefaktor β_{CFAR} in (5.35) wurde via Monte-Carlo-Simulation für verschiedene Anzahl an Referenzzellen und Mittelwertbildung der Ergebnisse von 10^6 Iterationen gefunden und ist in Abbildung 5.17 dargestellt.

In Abbildung 5.18 findet sich eine entsprechende Darstellung bei Verwendung des OS-CFAR-Prinzips mit einem relativen Rang von 0,75 zur Störleistungsschätzung und die Abbildung 5.19 stellt den Schwelldichtefaktor für das OSCA-CFAR-Prinzip mit demselben relativen Rang von 0,75 dar. Die Kurven wurden ebenfalls via Monte-Carlo-Simulation mit 10^6 Iterationen erzeugt.

Aufgrund der ermittelten CFAR-Methoden, des erzielbaren SNR-Gewinns und der direkten Verfügbarkeit der Phasendifferenz je Sample stellt die Detektion im Kreuzleistungsdichtespektrum eine attraktive Methode zur Fusion der Daten beider Empfangszüge dar, falls anschließend eine Winkelschätzung erfolgen soll.

Eine Zusammenstellung der Eigenschaften des Verfahrens findet sich in Tabelle 5.3 in Abschnitt 5.7.4.

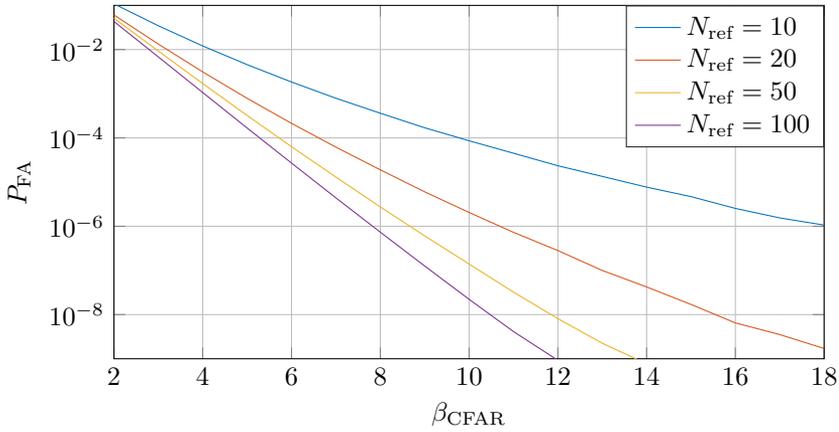


Abbildung 5.18: Schwellwertfaktor zur Berechnung des Schwellwerts für das Kreuzleistungsdichtespektrum bei Schätzung der Rauschleistung via OS-CFAR mit einem relativen Rang von 0,75.

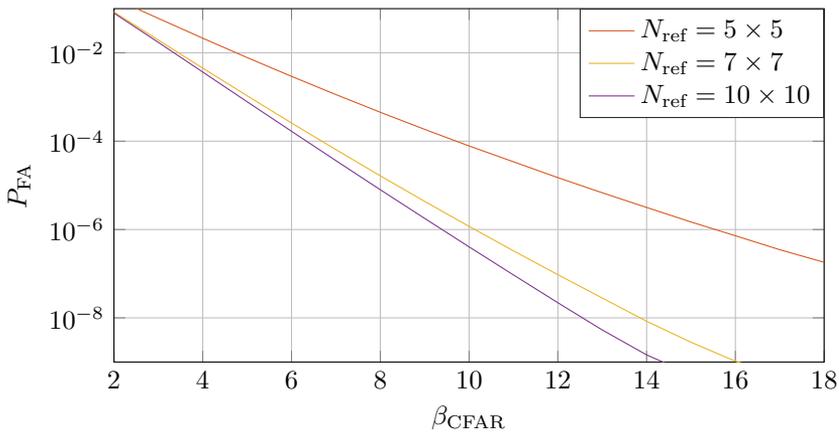


Abbildung 5.19: Schwellwertfaktor zur Berechnung des Schwellwerts für das Kreuzleistungsdichtespektrum bei Schätzung der Rauschleistung via OSCA-CFAR mit einem relativen Rang von 0,75.

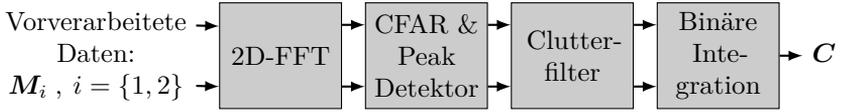


Abbildung 5.20: Blockdiagramm eines Ausschnitts der digitalen Signalverarbeitungskette mit Fusion der beiden Empfangszüge durch binäre Integration.

5.7.3 Binäre Integration

Bei der binären Integration erfolgt die Fusion der Daten der beiden Antennen nach separater CFAR-Detektion in den beiden einzelnen Periodogrammen \mathbf{X}_1 und \mathbf{X}_2 . Ein Blockdiagramm der Methode ist in Abbildung 5.20 dargestellt.

Mit dem Schwellwert $T_i(m, n)$, dessen Bestimmung in Abschnitt 5.6 beschrieben ist, und der Detektionsregel (5.35) gilt für die beiden Mengen der diskreten Frequenzindizes der detektierten Zielechos in den beiden Periodogrammen $\mathbf{X}_i, i = \{1, 2\}$:

$$\mathcal{D}_i = \left\{ (\hat{m}_{\hat{\zeta}(i)}, \hat{n}_{\hat{\zeta}(i)}) : (\mathbf{X}_i)_{\hat{m}_{\hat{\zeta}(i)}, \hat{n}_{\hat{\zeta}(i)}} > T_i(\hat{m}_{\hat{\zeta}(i)}, \hat{n}_{\hat{\zeta}(i)}) \wedge (\mathbf{X}_i)_{\hat{m}_{\hat{\zeta}(i)}, \hat{n}_{\hat{\zeta}(i)}} \text{ ist lokales Maximum nach (5.44)} \right\} \quad (5.54)$$

Die Idee der binären Integration ist es, nur Zellen $(\hat{m}_{\hat{\zeta}(i)}, \hat{n}_{\hat{\zeta}(i)})$ als Ziele zu akzeptieren, die in beiden Periodogrammen \mathbf{X}_1 und \mathbf{X}_2 detektiert wurden [Ric14]. Die jeweiligen Zellen werden demnach mittels einer *Und*-Verknüpfung zum fusionierten Detektionsergebnis

$$\mathcal{D} = \left\{ (\hat{m}_{\hat{\zeta}}, \hat{n}_{\hat{\zeta}}) : (\hat{m}_{\hat{\zeta}(1)}, \hat{n}_{\hat{\zeta}(1)}) = (\hat{m}_{\hat{\zeta}(2)}, \hat{n}_{\hat{\zeta}(2)}) \text{ für ein } \hat{\zeta}(1) \text{ und ein } \hat{\zeta}(2) \right\}. \quad (5.55)$$

Ebenfalls ist es möglich, eine *Oder*-Verknüpfung in Verbindung mit einer geringeren Falschalarmwahrscheinlichkeit zu wählen [Ric14]. Dies wäre hier jedoch aufgrund der erforderlichen Differenzphase zur Bestimmung des Einfallswinkels der Echos nicht zielführend, da hierfür in beiden Periodogrammen eine Detektion an derselben Stelle vorliegen muss.

Zur Analyse wird zunächst der Fall H_0 betrachtet, also dass in den betreffenden Zellen nur Rauschen vorliegt. Dann können die korrespondierenden Samples in den beiden Periodogrammen als unabhängig angenommen werden. Unter der Annahme identischer Falschalarmwahrscheinlichkeit der beiden CFAR-Detektoren ergibt sich für die Falschalarmwahrscheinlichkeit nach der binären Integration

$$P_{\text{FA,BI}} = P_{\text{FA}}^2. \quad (5.56)$$

Da $P_{\text{FA}} \ll 1$ bedeutet dies eine Reduktion der Falschalarmwahrscheinlichkeit. Da das überlagerte Rauschen jedoch ebenfalls bei Vorhandensein eines Ziels, also im Fall H_1 , in den beiden Periodogrammen unabhängig voneinander ist, gilt derselbe Zusammenhang für die Detektionswahrscheinlichkeit nach der binären Integration

$$P_{\text{D,BI}} = P_{\text{D}}^2. \quad (5.57)$$

Da bei sinnvoller Auslegung des Detektors jedoch $1 \approx P_{\text{D}} \gg P_{\text{FA}}$, ergibt sich durch die binäre Integration ein Gewinn, der sich anhand eines Vergleichs der Operationscharakteristika des Detektors mit binärer Integration und des quadratischen Detektors auf Basis eines einzelnen Periodogramms quantifizieren lässt. Ein entsprechendes Schaubild ist in Abbildung 5.21 dargestellt. Anhand dieses Schaubilds lässt sich je nach Arbeitspunkt ein SNR-Gewinn durch binäre Integration zwischen 1,5 dB und 2,1 dB erreichen. Für den Referenzwert von $P_{\text{FA}} = 10^{-6}$ und $P_{\text{D,BI}} = 0,95$ ergibt sich eine Gewinn von 1,8 dB.

Eine Zusammenstellung der Eigenschaften des Verfahrens findet sich in Tabelle 5.3 im folgenden Abschnitt 5.7.4, in dem ein Vergleich der drei beschriebenen Fusionsverfahren aus den Abschnitten 5.7.1 bis 5.7.3 vorgenommen wird.

5.7.4 Vergleich

Ein Vergleich der drei Verfahren zur Fusion der Daten beider Empfangszüge ist in Tabelle 5.3 dargestellt. Den Angaben zum SNR-Gewinn, zur Anzahl notwendiger Rechenoperationen, zur Komplexität sowie zum Speicherbedarf liegen dabei folgende Annahmen zugrunde:

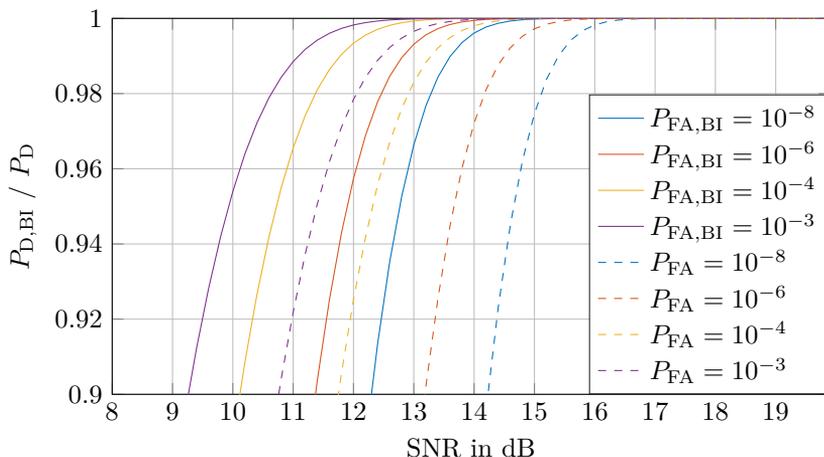


Abbildung 5.21: Vergleich der Operationscharakteristika des quadratischen Detektors mit binärer Integration (durchgezogene Kurven) und ohne binäre Integration (gestrichelte Kurven).

- Kein Zeropadding
- Keine Entfernung von Zellen aus dem Periodogramm zur Clutter-Unterdrückung
- Anzahl der Zellen der komplexen Periodogramme: KL
- Arbeitspunkt des Detektors: $P_{FA} = 10^{-6}$ und $P_D = 0,95$

Aus der Tabelle ist ersichtlich, dass das Kreuzleistungsdichtespektrum den besten Kompromiss aus benötigter Rechenleistung und Leistungsfähigkeit bietet, falls Winkelinformation benötigt wird. Wird diese nicht benötigt und ist eine zusätzliche Fokussierung der Antennenkeule unproblematisch oder erwünscht, so sollte die Fusion durch Beamforming erfolgen. Von binärer Integration ist abzusehen, da der erzielbare SNR-Gewinn niedriger ist als bei den beiden anderen Verfahren trotz höheren Aufwands.

Tabelle 5.3: Vergleich der Methoden zur Fusion der Daten beider Empfangszüge

EIGENSCHAFT	BEAM-FORMING	KREUZLEISTUNGS-DICHTESPEKTRUM	BINÄRE INTEGRATION
SNR-Gewinn	3,0 dB	2,6 dB	1,8 dB
Phasendifferenz verfügbar	nein	$\angle(\mathbf{C})_{m,n}$	$\angle(\mathbf{C}_1)_{m,n}$ $-\angle(\mathbf{C}_2)_{m,n}$
Veränderung der Antennenkeule	Array-Faktor mit 60° Öffnungswinkel	nein	nein
Notwendige Operationen nach der Vorverarbeitung bis zum Detektor	$1 \times 2D$ -Periodogramm der Größe KL , KL komplexe Additionen, KL CFAR-Tests	$2 \times 2D$ -Periodogramm der Größe KL , KL komplexe Multiplikationen, KL CFAR-Tests	$2 \times 2D$ -Periodogramm der Größe KL , N_D binäre Vergleiche, $2KL$ CFAR-Tests
Komplexität	$\mathcal{O}(KL(\log_2 K + \log_2 L))$		
Mindestens notwendiger Speicherbedarf komplexer Werte	$KL + 1$	$2KL + 1$	$2KL + 1$

5.8 Interpolation

Durch die zur praktischen Berechnung mittels der FFT notwendige Quantisierung der Frequenzachsen des Periodogramms (5.11) und (5.15) entsteht ein Quantisierungsfehler hinsichtlich der geschätzten Parameter Amplitude, Beatfrequenz, Dopplerfrequenz und Phase in (5.16) bis (5.20),

da durch die bisher beschriebenen Methoden für \hat{m} und \hat{n} nur ganzzahlige Werte bestimmt werden können. Diese Problematik ist in Abbildung 5.3b zu sehen. Da der Peak nicht mit einem Gitterpunkt zusammenfällt, entsteht ein Schätzfehler. Für die Verteilung des entstehenden Schätzfehlers gilt

$$M_{\text{err}} \sim \mathcal{U}\left(-\frac{1}{2}, \frac{1}{2}\right), \quad (5.58)$$

$$N_{\text{err}} \sim \mathcal{U}\left(-\frac{1}{2}, \frac{1}{2}\right), \quad (5.59)$$

wobei $\mathcal{U}(a, b)$ eine Gleichverteilung auf dem Intervall $[a; b]$ bezeichnet. Wie in [Bra14] angemerkt wird, stellt diese Nicht-Gaußsche Fehlerverteilung für nachfolgende Verarbeitung (bspw. Tracking) ein Problem dar, falls diese unter der Annahme eines normalverteilten Fehlermodells arbeitet, wie dies bspw. bei Kalman-Filtern der Fall ist. Seien $\tilde{m} \in \mathbb{R}$ und $\tilde{n} \in \mathbb{R}$ die korrekten normierten Frequenzen, dann gilt:

$$\hat{m} = \tilde{m} + m_{\text{err}} \quad (5.60a)$$

$$\hat{n} = \tilde{n} + n_{\text{err}} \quad (5.60b)$$

Um den Quantisierungsfehler in (5.60a) und (5.60b) zu verringern, muss das Periodogramm interpoliert werden. Eine Möglichkeit, wie dies bspw. geschehen kann, wurde bereits in Abschnitt 5.4.3 vorgestellt: Zeropadding. Dadurch wird zwar nicht die Beschränkung für \hat{m} und \hat{n} auf ganze Zahlen aufgehoben, jedoch werden die Quantisierungsstufen um den Faktor $\frac{1}{F_{\text{ZP}}}$ verkleinert. Zeropadding entspricht einer Interpolation des Periodogramms mit einem Dirichlet-Kern [Ric14].

Da in einem typischen Radarszenario die Anzahl detektierter Ziele im Verhältnis zur Anzahl an Zellen im Periodogramm jedoch gering ist: $N_{\text{D}} \ll KL$, erfordert die Interpolation des gesamten Periodogramms durch Zeropadding eine unverhältnismäßige Erhöhung des Aufwands auf $\mathcal{O}(KLF_{\text{ZP}}(\log_2\{KF_{\text{ZP}}\} + F_{\text{ZP}}\log_2\{LF_{\text{ZP}}\}))$ im Vergleich zu einer Interpolation, die sich auf einen Bereich um die detektierten Peaks herum beschränkt und daher lediglich eine Komplexität von $\mathcal{O}(N_{\text{D}})$ besitzt, die zu den in Tabelle 5.3 angegebenen Komplexitäten hinzukommt.

Durch Interpolation wird die Beschränkung auf ganze Zahlen für die Peak-

Indizes \hat{m} und \hat{n} aufgehoben, wodurch sich die Schätzgenauigkeit für Beat- und Dopplerfrequenz erhöhen lässt. Dadurch wird, wie in Abschnitt 5.4 erwähnt, der Maximum-Likelihood-Schätzer besser approximiert, falls die Ziele *auflösbar* sind. Die Auflösung selbst kann durch Interpolation nicht verbessert werden. Sie ist fundamental durch die beiden Gleichungen (2.68) und (2.69) begrenzt. Im Folgenden werden mit $\hat{m}_{ip} \in \mathbb{R}$ und $\hat{n}_{ip} \in \mathbb{R}$ die interpolierten normierten Frequenzen bezeichnet.

Einige Interpolationsmethoden besitzen zudem die Möglichkeit, auch die Amplitude zu interpolieren. Andernfalls kann sie, ebenso wie die Phase durch Berechnung des entsprechenden Werts des komplexen Periodogramms

$$\hat{C}_{i_{ip}} = \frac{\sqrt{L_W}}{KL} \sum_{l=0}^{L-1} \left(\sum_{k=0}^{K-1} (\mathbf{M}_i \odot \mathbf{W})_{k,l} e^{-j2\pi \frac{\hat{m}_{ip} k}{K}} \right) e^{-j2\pi \frac{\hat{n}_{ip} l}{L}} \quad (5.61)$$

bestimmt werden. Dies bedeutet allerdings einen zusätzlichen Aufwand von $\mathcal{O}(KL)$ pro Ziel. Damit gilt für die interpolierte Amplitude

$$\hat{b}_{i_{ip}} = \left| \hat{C}_{i_{ip}} \right| \quad (5.62)$$

sowie die interpolierte Phase

$$\hat{\varphi}_{0i_{ip}} = \angle \hat{C}_{i_{ip}}. \quad (5.63)$$

Die zur Interpolation in Frage kommenden Verfahren

- Lineare Interpolation,
- Center-of-Gravity Methode,
- Quadratische Interpolation,
- Methode nach Jacobsen und Kootsookos,
- Iterative Chirp-z-Transformation,

werden im Folgenden kurz erklärt und in Abschnitt 5.8.6 hinsichtlich Leistungsfähigkeit und Rechenkomplexität miteinander verglichen. Dazu finden sich Darstellungen zu systematischem Fehler (engl. *bias*) und Wurzel des mittleren quadratischen Fehlers (RMSE) in den Abbildungen 5.24 und 5.25 sowie ein tabellarischer Vergleich in Tabelle 5.5.

5.8.1 Lineare Interpolation

Für die Interpolation werden die vier nächsten benachbarten normierten Frequenzwerte des geschätzten Frequenzwerts und die zugehörigen Werte des Periodogramms herangezogen. Daraus werden die interpolierten normierten Frequenzen durch einen gewichteten Mittelwert bestimmt:

$$\begin{aligned}\hat{m}_{\text{ip}} &= \frac{(\hat{m} - 1)(\mathbf{X})_{\hat{m}-1, \hat{n}} + \hat{m}(\mathbf{X})_{\hat{m}, \hat{n}} + (\hat{m} + 1)(\mathbf{X})_{\hat{m}+1, \hat{n}}}{(\mathbf{X})_{\hat{m}-1, \hat{n}} + (\mathbf{X})_{\hat{m}, \hat{n}} + (\mathbf{X})_{\hat{m}+1, \hat{n}}} \\ \hat{n}_{\text{ip}} &= \frac{(\hat{n} - 1)(\mathbf{X})_{\hat{m}, \hat{n}-1} + \hat{n}(\mathbf{X})_{\hat{m}, \hat{n}} + (\hat{n} + 1)(\mathbf{X})_{\hat{m}, \hat{n}+1}}{(\mathbf{X})_{\hat{m}, \hat{n}-1} + (\mathbf{X})_{\hat{m}, \hat{n}} + (\mathbf{X})_{\hat{m}, \hat{n}+1}}\end{aligned}\quad (5.64)$$

Aufgrund der symmetrischen Berechnungsvorschrift funktioniert die Methode für beliebige symmetrische Keulenformen.

Die lineare Interpolation benötigt 12 reelle Additionen, 6 reelle Multiplikationen und 2 reelle Divisionen und stellt damit eine sehr aufwandsgünstige Interpolationsmethode dar.

Die Genauigkeit ist mäßig, da die Form des Peaks nicht berücksichtigt wird. Zudem ist die Methode nicht erwartungstreu, vgl. Abschnitt 5.8.6 sowie Abbildungen 5.24 und 5.25. Es verbleibt ein systematischer Fehler, der vom Abstand der wahren Frequenzen vom FFT-Gitter abhängt.

Bilineare Interpolation eignet sich aufgrund der Keulenform, wie in [Bra14] beschrieben, nicht zur Interpolation der Amplitude. Die Interpolation der Phase kann dahingegen durch bilineare Interpolation verbessert werden. Um den Phasenwert an der Stelle $(\hat{m}_{\text{ip}}, \hat{n}_{\text{ip}})$ zu interpolieren werden dazu die Phasenwerte der benachbarten Gitterpunkten als Stützstellen verwendet.

5.8.2 Center-of-Gravity Methode

Eine Abwandlung der linearen Interpolation wird in [Lüb05, S. 56ff] unter dem Namen *Center-of-Gravity* Methode vorgestellt. Im Gegensatz zur linearen Interpolation wird die Form der Hauptkeule durch einen vom verwendeten Fenster abhängigen Korrekturfaktor berücksichtigt. Zur weiteren Verbesserung wird vorgeschlagen, auch das geschätzte SNR in die Bestimmung des Korrekturfaktors miteinzubeziehen, welches bei

vorheriger Detektion mittels eines CFAR-Detektors ohne zusätzlichen Aufwand verfügbar ist.

Mit dem Korrekturfaktor C_{COG} lautet die Interpolationsvorschrift:

$$\begin{aligned}\hat{m}_{\text{ip}} &= \hat{m} + C_{\text{COG}} \frac{(\mathbf{X})_{\hat{m}+1, \hat{n}} - (\mathbf{X})_{\hat{m}-1, \hat{n}}}{(\mathbf{X})_{\hat{m}-1, \hat{n}} + (\mathbf{X})_{\hat{m}, \hat{n}} + (\mathbf{X})_{\hat{m}+1, \hat{n}}} \\ \hat{n}_{\text{ip}} &= \hat{n} + C_{\text{COG}} \frac{(\mathbf{X})_{\hat{m}, \hat{n}+1} - (\mathbf{X})_{\hat{m}, \hat{n}-1}}{(\mathbf{X})_{\hat{m}, \hat{n}-1} + (\mathbf{X})_{\hat{m}, \hat{n}} + (\mathbf{X})_{\hat{m}, \hat{n}+1}}\end{aligned}\quad (5.65)$$

Für $C_{\text{COG}} = 1$ entspricht (5.65) der linearen Interpolation (5.64). Für das Hamming-Fenster wurde in [Lüb05] via Monte-Carlo-Simulation und Kurvenanpassung ein vom SNR abhängiger Korrekturfaktor

$$C_{\text{COG}} = 1,03 + \frac{3,8}{\text{SNR}_{\text{lin}}}\quad (5.66)$$

ermittelt. Die Center-of-Gravity Methode mit Kompensation von SNR und Fenster erfordert insgesamt 9 reelle Additionen, 2 reelle Multiplikationen und 3 reelle Divisionen. Die Methode liefert ein besseres Ergebnis als die lineare Interpolation, obgleich ein geringer systematischer Fehler, der frequenzabhängig ist, verbleibt, vgl. Abbildungen 5.24 und 5.25.

5.8.3 Quadratische Interpolation

Die Idee der quadratischen Interpolation ist es, die Hauptkeule durch eine Parabel zu approximieren, deren Scheitelpunkt als Approximation des wahren Maximums dient. Als Stützstellen dienen die vier nächsten benachbarten Werte des geschätzten Peaks im Periodogramm, die sich auf der Hauptkeule befinden müssen. Diese Bedingung ist allerdings nicht erfüllt, wenn weder Fensterung noch Zeropadding verwendet werden. Damit dies gegeben ist, muss daher entweder ein Fenster mit genügend breiter Keule verwendet oder Zeropadding mit einem Faktor von mindestens $F_{\text{ZP}} \geq 2$ durchgeführt werden. Die Bestimmungsgleichungen für die interpolierten

normierten Frequenzen lassen sich folgendermaßen darstellen:

$$\begin{aligned}\hat{m}_{\text{ip}} &= \hat{m} + \frac{\sqrt{(\mathbf{X})_{\hat{m}-1, \hat{n}}} - \sqrt{(\mathbf{X})_{\hat{m}+1, \hat{n}}}}{2 \left[\sqrt{(\mathbf{X})_{\hat{m}-1, \hat{n}}} + \sqrt{(\mathbf{X})_{\hat{m}+1, \hat{n}}} - 2\sqrt{(\mathbf{X})_{\hat{m}, \hat{n}}} \right]} \\ \hat{n}_{\text{ip}} &= \hat{n} + \frac{\sqrt{(\mathbf{X})_{\hat{m}, \hat{n}-1}} - \sqrt{(\mathbf{X})_{\hat{m}, \hat{n}+1}}}{2 \left[\sqrt{(\mathbf{X})_{\hat{m}, \hat{n}-1}} + \sqrt{(\mathbf{X})_{\hat{m}, \hat{n}+1}} - 2\sqrt{(\mathbf{X})_{\hat{m}, \hat{n}}} \right]}\end{aligned}\quad (5.67)$$

Anhand der Quadratwurzeln ist zu erkennen, dass die Interpolation auf Amplitudenwerten basiert⁷, welche nicht notwendigerweise vorliegen. Müssen sie berechnet werden, so bedeutet dies zusätzlichen Aufwand.

Zusätzlich zur Interpolation der Indizes, wodurch letztlich die Schätzung von Entfernung und Radialgeschwindigkeit verbessert wird, ist es mit der Methode der quadratischen Interpolation möglich, auch die Amplitudenschätzung (5.18) zu verbessern. Die Vorschrift dafür wurde in [Bra14] hergeleitet und lautet

$$\begin{aligned}\hat{b}_{\text{ip}} &= \sqrt{(\mathbf{X})_{\hat{m}, \hat{n}}} - \frac{1}{4} \left(\sqrt{(\mathbf{X})_{\hat{m}-1, \hat{n}}} - \sqrt{(\mathbf{X})_{\hat{m}+1, \hat{n}}} \right) (\hat{m}_{\text{ip}} - \hat{m}) \\ &\quad - \frac{1}{4} \left(\sqrt{(\mathbf{X})_{\hat{m}, \hat{n}-1}} - \sqrt{(\mathbf{X})_{\hat{m}, \hat{n}+1}} \right) (\hat{n}_{\text{ip}} - \hat{n}).\end{aligned}\quad (5.68)$$

Für die Interpolation der beiden Indizes werden 8 reelle Additionen, 4 reelle Multiplikationen und 2 reelle Divisionen sowie 5 Berechnungen der Quadratwurzel benötigt. Die Interpolation der Amplitude benötigt zusätzlich 6 reelle Additionen sowie drei reelle Multiplikationen.

Die quadratische Interpolation besitzt einen systematischen Fehler, der geringer ausfällt als bei der linearen Interpolation und vergleichbar mit der Center-of-Gravity Methode ist, vgl. Abbildung 5.24. Der RMSE ist hingegen um ca. 25 % besser als bei den beiden anderen Methoden, vgl. Abbildung 5.25. Hierbei sollte jedoch beachtet werden, dass bei der Simulation für die quadratische Interpolation ein Zeropaddingfaktor von $F_{\text{ZP}} = 2$ gewählt wurde, um die oben erwähnte Bedingung zu erfüllen. Daher lohnt sich der zusätzliche Rechenaufwand nur dann, wenn eine sehr genaue Amplitudenschätzung benötigt wird.

⁷Sie kann auch auf Basis der geschätzten Leistungsdichte des Periodogramms wie in [Bra14] durchgeführt werden. Je nach verwendetem Fenster führt dies jedoch zu einem größeren systematischen Fehler.

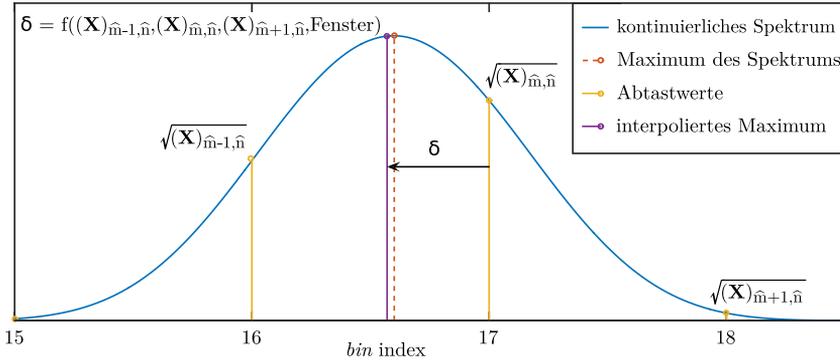


Abbildung 5.22: Interpolation nach der Methode von Jacobsen und Kootsookos [JK07].

5.8.4 Verfahren von Jacobsen und Kootsookos

In dem Artikel [JK07] werden verschiedene Methoden zur Interpolation der geschätzten Frequenzen im Periodogramm mit geringer Rechenkomplexität vorgestellt. Die Methode mit der besten Performanz im Falle eines gefensterten Periodogramms benutzt einen Korrekturfaktor C_{JK} , der vom verwendeten Fenster abhängt, und berechnet die Indizes gemäß folgender Vorschrift:

$$\hat{m}_{ip} = \hat{m} + C_{JK} \frac{\left(\sqrt{(\mathbf{X})_{\hat{m}+1, \hat{n}}} - \sqrt{(\mathbf{X})_{\hat{m}-1, \hat{n}}} \right)}{\sqrt{(\mathbf{X})_{\hat{m}-1, \hat{n}}} + \sqrt{(\mathbf{X})_{\hat{m}, \hat{n}}} + \sqrt{(\mathbf{X})_{\hat{m}+1, \hat{n}}}} \quad (5.69)$$

$$\hat{n}_{ip} = \hat{n} + C_{JK} \frac{\left(\sqrt{(\mathbf{X})_{\hat{m}, \hat{n}+1}} - \sqrt{(\mathbf{X})_{\hat{m}, \hat{n}-1}} \right)}{\sqrt{(\mathbf{X})_{\hat{m}, \hat{n}-1}}} + \sqrt{(\mathbf{X})_{\hat{m}, \hat{n}}} + \sqrt{(\mathbf{X})_{\hat{m}, \hat{n}}}}$$

Das Verfahren ist in Abbildung 5.22 veranschaulicht.

Wie zu erkennen ist, entspricht dieses Verfahren der Center-of-Gravity Methode auf Basis von Amplituden, welche via Quadratwurzel aus dem Periodogramm berechnet werden müssen. Der Aufwand zur Berechnung ergibt sich zu 8 reellen Additionen, 2 reellen Multiplikationen, 2 reellen Divisionen sowie 5 Berechnungen der Quadratwurzel. Sie ist etwas geringer als bei der quadratischen Interpolation. Der systematische Fehler ist etwas

Tabelle 5.4: Korrekturfaktoren für die Interpolationsmethode nach Jacobsen und Kootsookos

Fenster	Korrekturfaktor C_{JK}
Hamming	0,60
Hanning	0,55
Blackman	0,55
Blackman-Harris 4-Terme	0,56
Chebyshev $PSL = -100$ dB	0,54

geringer als bei der linearen Interpolation, der RMSE hingegen geringfügig höher, vgl. Abbildungen 5.24 und 5.25. Die Unterschiede zu [JK07] lassen sich dadurch erklären, dass dort mit einem reellen Signal gearbeitet wurde und das SNR ohne Integrationsgewinn angegeben ist.

Der Korrekturfaktor für verschiedene Fensterfunktionen ist in Tabelle 5.4 angegeben. Die Daten stammen teilweise aus [JK07]. Der Faktor für das Chebyshev-Fenster wurde per Simulation ermittelt. Auch das Verfahren von Jacobsen und Kootsookos bietet keine Möglichkeit zur Interpolation von Amplitude oder Phase.

5.8.5 Iterative Chirp-z-Transformation

Zum Erreichen höherer Genauigkeiten als mit den in Abschnitt 5.8.1 bis 5.8.4 beschriebenen Methoden, die alle eine konstante⁸ Komplexität pro Ziel besitzen ($\mathcal{O}(1)$), ist erheblich höherer Aufwand erforderlich: das Auswerten nicht ganzzahliger Zwischenwerte des Periodogramms (5.14). Dies kann durch Transformation der Daten \mathbf{M}_i mit höherem ZPF erfolgen. In [Sch15a] wird dazu jedoch ein effizienterer iterativer Algorithmus beschrieben, der auf dem Prinzip der Intervallschachtelung und Berechnung der Werte des Periodogramms in diesen Intervallen mittels der Chirp-z-Transformation (CZT) [RSR69] basiert. Bis zu einer gewissen

⁸Unabhängig von der Größe $K \times L$ der Datenmatrix.

Anzahl an Zielen ist dieses Vorgehen aufwandsgünstiger als entsprechendes Zeropadding des Periodogramms, vgl. Abbildung 5.23.

Die CZT erlaubt das Berechnen eines Ausschnitts des Periodogramms mit beliebiger Frequenzauflösung und kann leicht auf zwei Dimensionen erweitert werden [RR82]. In [Ge05; Sch15a] wurde gezeigt, dass die iterative CZT die Cramér-Rao-Schranke bzgl. der Frequenzschätzung erreicht, was auch die in dieser Arbeit durchgeführten Simulationen bestätigen, vgl. Abbildung 5.25. Der Algorithmus lässt sich wie folgt zusammenfassen:

1. Anhand der vorliegenden Schätzungen \hat{m} und \hat{n} , die im Periodogramm ohne Zeropadding geschätzt wurden, wird der Bereich festgelegt, in dem die wahre Frequenz erwartet wird ($\pm 1/2$ bin).
2. In diesem Bereich wird die CZT ausgewertet und die Position ihres Maximums wird zur neuen, verfeinerten Frequenzschätzung $\hat{m}_{ip}, \hat{n}_{ip}$.
3. Auf Grundlage der neuen Schätzung wird der Suchbereich erneut eingegrenzt.
4. Schritte 2 und 3 werden wiederholt bis die gewünschte Genauigkeit ϵ oder eine maximale Anzahl an Iterationen erreicht ist.

Der Algorithmus zur Interpolation mittels der iterativen CZT ist detailliert in Pseudo-Code in Algorithmus 5.1 dargestellt. Darin wird die CZT der Länge \tilde{M} einer Folge komplexer Zahlen z_k mit $k = 0, 1, \dots, K - 1$ als

$$Z_m = \text{CZT}(x_k, \tilde{M}, A, W) := \sum_{k=0}^{K-1} z_k A^{-k} W^{km}, \quad m = 0, 1, \dots, \tilde{M} - 1 \quad (5.70)$$

bezeichnet, mit

$$A = A_0 e^{j\alpha_0}, \quad A_0 \in \mathbb{R}, \quad \alpha_0 \in [-\pi; \pi] \quad (5.71)$$

und

$$W = W_0 e^{j\omega_0}, \quad W_0 \in \mathbb{R}, \quad \omega_0 \in [-\pi; \pi]. \quad (5.72)$$

Algorithmus 5.1 : Iterative Chirp-z-Transformation zur Interpolation des Periodogramms

Eingabe : $\hat{m}, \hat{n}, \hat{b}, \mathbf{M}_1, \mathbf{M}_2, \mathbf{W}, L_W, K, L, \epsilon$

Ausgabe : $\hat{m}_{ip}, \hat{n}_{ip}, \hat{b}_{ip}, \hat{\varphi}_{01ip}, \hat{\varphi}_{02ip}$

$\mathbf{M} \leftarrow \mathbf{M}_1 \odot \mathbf{W}$

$\hat{m}_{ip} \leftarrow \hat{m} \quad \hat{n}_{ip} \leftarrow \hat{n}$

$\delta \leftarrow \frac{1}{2}$ //Suchradius

while $\delta \geq \epsilon$ **do**

$A_m \leftarrow e^{j2\pi(\hat{m}_{ip}-\delta)/K}$ //Startpunkt

$W_m \leftarrow e^{-j2\pi(\delta)/K}$ //Schrittweite

$A_n \leftarrow e^{j2\pi(\hat{n}_{ip}-\delta)/L}$ //Startpunkt

$W_n \leftarrow e^{-j2\pi(\delta)/L}$ //Schrittweite

$\tilde{\mathbf{Z}} \leftarrow \text{CZT}(\mathbf{M}, 3, W_m, A_m)$ //Transformation
spaltenweise

$\mathbf{Z} \leftarrow \text{CZT}(\tilde{\mathbf{Z}}^T, 3, W_n, A_n)^T$

$\check{m}, \check{n} \leftarrow \underset{m,n}{\text{argmax}} |(\mathbf{Z})_{m,n}|$ //Indizierung beginnt bei 1

$\hat{m}_{ip} \leftarrow \hat{m}_{ip} + (\check{m} - 2)\delta$

$\hat{n}_{ip} \leftarrow \hat{n}_{ip} + (\check{n} - 2)\delta$

$\delta \leftarrow \delta/2$

//Zur Interpolation des 2. Phasenwerts:

$$Z \leftarrow \sum_{l=0}^{L-1} \left(\sum_{k=0}^{K-1} (\mathbf{M}_2 \odot \mathbf{W})_{k,l} e^{-j2\pi \frac{\hat{m}_{ip}k}{K}} \right) e^{-j2\pi \frac{\hat{n}_{ip}l}{L}}$$

$$\hat{b}_{ip} \leftarrow \frac{\sqrt{L_W}}{2KL} (|(\mathbf{Z})_{\check{m},\check{n}}| + |Z|)$$

$$\hat{\varphi}_{01ip} \leftarrow \angle(\mathbf{Z})_{\check{m},\check{n}}$$

$$\hat{\varphi}_{02ip} \leftarrow \angle Z$$

Die CZT berechnet die z-Transformation entlang einer Spirale in der komplexen Ebene mit Startpunkt A und Schrittweite W . Für $\tilde{M} = K$, $A = 1$ und $W = e^{-j2\pi/n}$ ergibt sich die DFT. In Algorithmus 5.1 wird als Datenargument z_k die Matrix \mathbf{M} verwendet. Dies ist dient als abkürzende Schreibweise zur Anwendung je einer CZT auf jede Spalte der Matrix, wobei die Elemente der jeweiligen Spalte dann die bilden Folgenglieder.

Zur Abschätzung der Komplexität des Algorithmus 5.1 sind zwei Fälle zu unterscheiden: die native Implementierung der CZT gemäß der Summe in (5.70) und die Implementierung als Schnelle Faltung mittels der *Bluestein-Identität* [Blu70]

$$nk = \frac{n^2 + k^2 - (k - n)^2}{2}, \quad (5.73)$$

die im Folgenden als *Schnelle CZT* bezeichnet wird.

Für die Abschätzung habe die Datenmatrix \mathbf{M}_i die bekannten Dimensionen $K \times L$, die angestrebte Genauigkeit in *bins* sei für beide Dimensionen identisch ϵ und die Anzahl an detektierten Zielen, deren Parameter interpoliert werden sollen, sei N_D .

Um dies mit der FFT zu erreichen muss Zeropadding mit einem Faktor von $F_{ZP} = \lceil \frac{1}{2\epsilon} \rceil$ angewendet werden. Je Zeile und Spalte der Datenmatrix ist eine FFT der entsprechenden Länge notwendig, dies führt unter Annahme eines Radix-2 Algorithmus zu einer Komplexität von $\mathcal{O}(KLF_{ZP}(\log_2\{KF_{ZP}\} + F_{ZP}\log_2\{LF_{ZP}\}))$ beziehungsweise einer Anzahl von $0,5KLF_{ZP}(\log_2\{KF_{ZP}\} + F_{ZP}\log_2\{LF_{ZP}\})$ komplexen Multiplikationen [PM07].

Bei Anwendung der CZT ist Algorithmus 5.1 ein Mal je Ziel auszuführen. Die Anzahl an Iterationen der Schleife ergibt sich aus der angestrebten Genauigkeit zu $N_{it} = \lceil \log_2(\frac{1}{2\epsilon}) \rceil$.

Damit ergibt sich eine Gesamtkomplexität bei Implementierung der CZT gemäß (5.70) von $\mathcal{O}(N_D N_{it} K L \tilde{M})$ und für $\tilde{M} = 3$, wie in Algorithmus 5.1, eine Gesamtzahl an komplexen Multiplikationen von $6N_D N_{it} K L$.

Bei Verwendung der schnellen CZT ergibt sich eine Komplexität von $\mathcal{O}(N_D N_{it} (2\tilde{M} - 1)(K + L - 1) \log_2\{(2\tilde{M} - 1)(K + L - 1)\})$ und die Zahl an benötigten komplexen Multiplikationen für $\tilde{M} = 3$ beträgt $5N_D N_{it} (K + L - 1) \log_2\{5(K + L - 1)\}$ [Dra96].

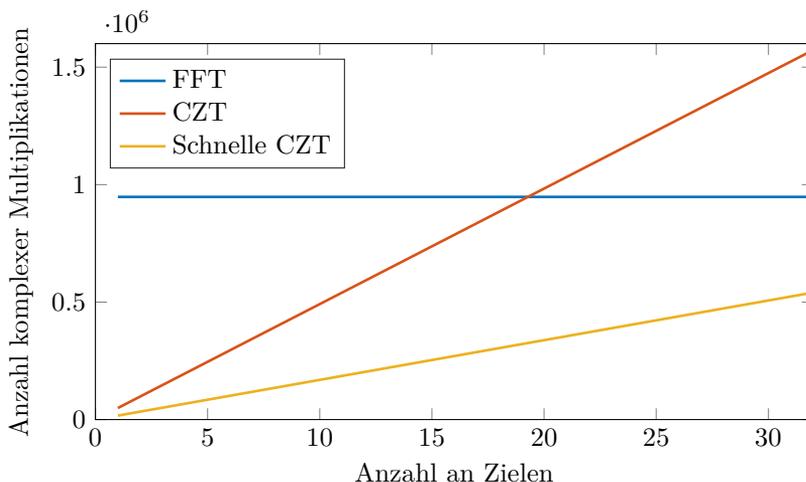


Abbildung 5.23: Komplexität der Iterativen Chirp-z-Transformation in Abhängigkeit der Anzahl an Zielen zum Erreichen eines maximalen Frequenzfehlers von $\pm 0,05$ bins im Vergleich zur FFT mit Zeropadding. Das Eingangssignal besitzt eine Größe von 32×64 Werten.

Ein Vergleich der Anzahl an benötigten komplexen Multiplikationen ist in Abbildung 5.23 für eine Größe der Datenmatrix von 32×64 und einer angestrebten Genauigkeit von $\pm 0,05$ bins dargestellt. Wie zu erkennen ist, lohnt sich die Verwendung des iterativen CZT Verfahrens bei einer geringen Anzahl an Zielen deutlich. Der Vorteil wird mit höherer angestrebter Genauigkeit noch größer, da $F_{ZP} = \lceil \frac{1}{2\epsilon} \rceil \geq \lceil \log_2 \left(\frac{1}{2\epsilon} \right) \rceil = N_{it} \forall \epsilon \leq 0,5$. Insbesondere die Implementierung mit der schnellen CZT benötigt auch bei niedrigen zweistelligen Zielanzahlen noch deutlich weniger Rechenoperationen als die FFT mit entsprechendem Zeropadding. Andererseits ist die schlechtere Parallelisierbarkeit des iterativen CZT Algorithmus im Vergleich zur FFT zu beachten.

Dass der iterative CZT-Algorithmus auch Amplituden und Phasenwerte liefert, ist von geringer Bedeutung, da diese bei den anderen Interpolationsmethoden ebenfalls nach erfolgter Interpolation der normierten Frequenzen mit (5.61) bestimmt werden können. Vorteilhaft am CZT Algorithmus ist, dass der mittlere Fehler mittelwertfrei ist, vgl. Abbildung 5.24.

5.8.6 Vergleich

Für den Vergleich der Interpolationsmethoden wurden Monte-Carlo-Simulationen mit 10^6 Iterationen pro berechnetem Wert durchgeführt.

In den Simulationen wird jeweils eine komplexe Schwingung erzeugt und mit komplexem AWGN überlagert, anschließend das Periodogramm berechnet sowie dessen Maximum bestimmt. Das Periodogramm wird mit einem Hamming-Fenster und ohne Zeropadding berechnet, außer für die quadratische Interpolation, bei der ein Zeropaddingfaktor von $F_{ZP} = 2$ verwendet wird, da hier andernfalls die Annahme von 3 Samples auf der Hauptkeule verletzt wäre (Hamming-Fenster ist nicht breit genug). Mit der dadurch gewonnenen initialen Frequenzschätzung werden die verschiedenen Interpolationsmethoden aus den Abschnitten 5.8.1 bis 5.8.5 initialisiert.

Als Vergleichskriterien dienen einerseits der mittlere systematische Fehler in Abhängigkeit des Abstands der wahren Frequenz vom FFT-Gitter bei einem SNR von 20 dB, dies ist in Abbildung 5.24 dargestellt, andererseits wird der RMSE in Abhängigkeit des SNR gemittelt über 10^6 gleichverteilte Frequenzabstände (siehe Abbildung 5.25) betrachtet. Das SNR versteht sich dabei gemäß (5.29) als im Spektrum gemessen, d. h. inklusive Integrationsgewinn und abzüglich SNR-Verlust des eingesetzten Fensters. Falschalarme (Initialschätzungen, die weiter als ein *bin* vom FFT-Gitter entfernt sind) werden aussortiert, da diese im Radarkontext nicht zu einem Genauigkeitsverlust führen, sondern die Falschalarmwahrscheinlichkeit erhöhen. Daher kommt es in Abbildung 5.25 nicht zu einem Schwellwert-Effekt, bei dem ab einem bestimmten SNR der RMSE sehr schnell sehr groß werden würde.

Als Referenz bzgl. des RMSE ist die Wurzel der Cramér-Rao-Schranke eingezeichnet, die in [Mac98] zu

$$\text{Var}\{\hat{m}_{\text{ip}}\} \geq \frac{3}{2\pi^2 \text{SNR}} \quad (5.74)$$

berechnet wurde. Es lässt sich folgendes Fazit ziehen: Zunächst fällt auf, dass der systematische Fehler um eine Größenordnung geringer ausfällt als der RMSE, weshalb er in den meisten Radaranwendungen vernachlässigt werden kann. Die lineare Interpolation besitzt im Vergleich den größten systematischen Fehler. Hinsichtlich des RMSE arbeitet die Methode von

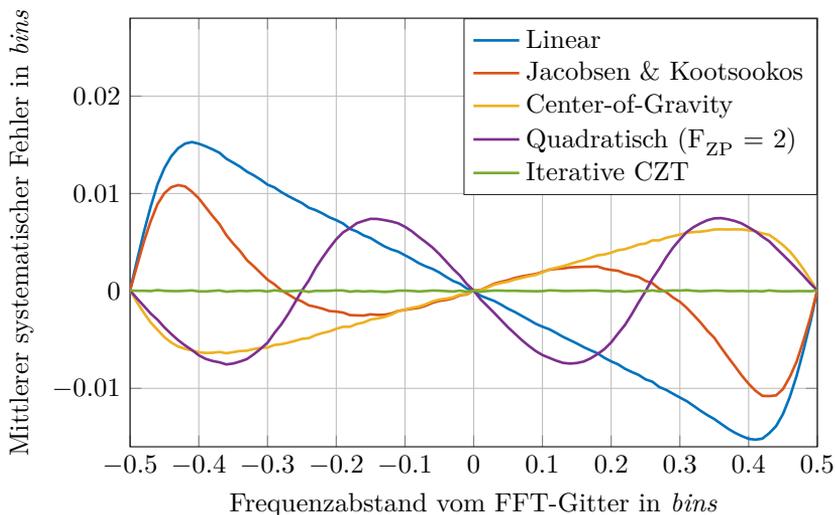


Abbildung 5.24: Mittlerer systematischer Fehler der verschiedenen Interpolationsmethoden bei einem spektralen SNR von 20 dB und Verwendung des Hamming Fensters.

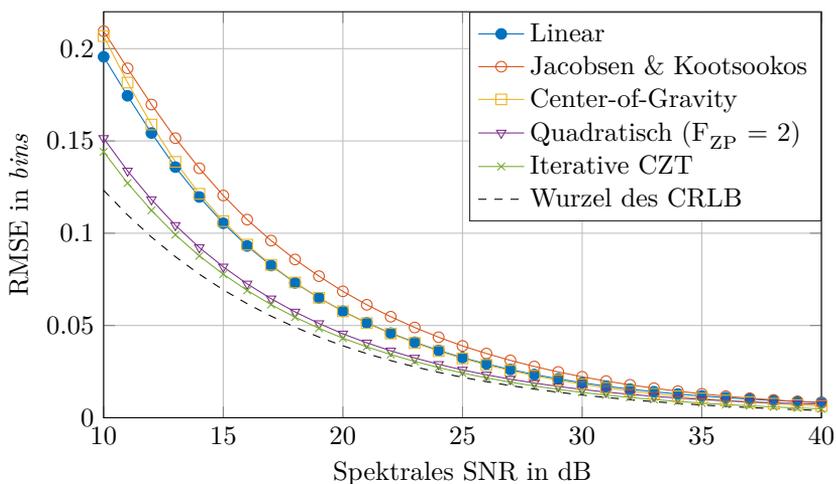


Abbildung 5.25: Vergleich der erzielbaren Genauigkeit der verschiedenen Interpolationsmethoden anhand des *root-mean-square errors*.

Jacobsen & Kootsookos am schlechtesten. Die Center-of-Gravity Methode besitzt im gesamten Bereich einen geringeren systematischen Fehler als die lineare Interpolation und einen geringeren maximalen systematischen Fehler als die Methode von Jacobsen & Kootsookos. Hinsichtlich des RMSE ist ihre Performanz mit der linearen Interpolation vergleichbar.

Der geringere systematische Fehler der quadratischen Interpolation ist, wie zu erkennen, dem hier eingesetzten Zeropadding mit einem Faktor von $F_{ZP} = 2$ geschuldet und geht mit einer Verdopplung des Aufwands einher. Der RMSE der quadratischen Interpolation ist jedoch deutlich besser als bei den drei sehr aufwandsgünstigen Interpolationsmethoden und erreicht fast den Wert der iterativen CZT, die sowohl hinsichtlich des RMSE, als auch hinsichtlich des mittleren systematischen Fehlers, die beste Interpolationsmethode ist. Demgegenüber steht jedoch ein erheblicher Aufwand. Durch Zeropadding ist mit der FFT dieselbe Performanz wie mit der iterativen CZT erzielbar. Ab wann sich der Aufwand lohnt, hängt von den Dimensionen der Datenmatrix und der Anzahl an Zielen ab, vgl. Abbildung 5.23.

Falls auf eine sehr genaue Amplitudenschätzung verzichtet werden kann, bietet die Center-of-Gravity-Methode eine sehr effiziente Möglichkeit zur Interpolation der Frequenzschätzung. Eine Schätzung des benötigten SNR ist durch den CFAR-Detektor ohnehin vorhanden. Ist auch eine Amplitudenschätzung notwendig, so ist die quadratische Interpolation zu verwenden, welche je nach Fenster allerdings Zeropadding mit einem Faktor von zwei benötigt. Dadurch verbessert sich als Nebeneffekt auch das *straddle loss* um ca. 1 dB, vgl. Abschnitt 5.4.3.

Der hohe Aufwand der iterativen CZT ist nur gerechtfertigt für Messanwendungen, bei denen sehr hohe Genauigkeiten benötigt werden. Da bei diesen Anwendungen Mittelwerte über mehrere Messwerte gebildet werden, können auch geringe systematische Fehler nicht toleriert werden. Da in diesen Anwendungen meist nur ein oder zwei Ziele detektiert werden, ist der Aufwand dennoch im Vergleich zur FFT mit hohem Zeropadding verhältnismäßig gering. Die Ergebnisse sind in Tabelle 5.5 zusammengefasst.

Tabelle 5.5: Vergleich der Interpolationsmethoden (gut: +, mittel: 0, schlecht: -, nicht möglich: n/a)

Interpolations- Methode	Frequenz Bias	Frequenz RMSE	Amplituden- schätzung	Aufwand
Linear	-	0	n/a	+
Center-of- Gravity	0	0	n/a	+
Jacobsen & Kootsookos	0	-	n/a	+
Quadratisch	0	+	0	0
CZT	+	+	+	-
Zeropadding	+	+	+	-

5.9 Berechnung der Zielparameter

Die Ausgangssituation in diesem Abschnitt stellen die je Ziel gelieferten Werte des Interpolators dar, die in die Zielparameter überführt werden sollen:

$$\left(\hat{m}_{\text{ip}}, \hat{n}_{\text{ip}}, \hat{b}_{1\text{ip}}, \hat{b}_{2\text{ip}}, \widehat{\Delta\varphi} \right) \rightarrow \left(\hat{R}, \hat{v}_r, \hat{\phi}, \widehat{RCS} \right)$$

Wurden einzelne Werte nicht interpoliert, so sind stattdessen die entsprechenden initialen Schätzungen zu verwenden. Bei Fusion der beiden Empfangsantennen mittels des Kreuzleistungsdichtespektrums und ohne Phaseninterpolation gilt $\widehat{\Delta\varphi} = \angle(\mathbf{C})_{\hat{m}, \hat{n}}$ gemäß Abschnitt 5.7.2 und statt $\hat{b}_{1\text{ip}}$ und $\hat{b}_{2\text{ip}}$ ist $|(\mathbf{C})_{\hat{m}, \hat{n}}|$ gegeben. Bei Fusion mittels binärer Integration gilt $\widehat{\Delta\varphi} = \hat{\varphi}_{01\text{ip}} - \hat{\varphi}_{02\text{ip}}$, vgl. Tabelle 5.3.

5.9.1 Entfernung und Radialgeschwindigkeit

Die Schätzung der Radialgeschwindigkeit erfolgt durch Einsetzen von (5.16) in (3.12), was zu folgender Berechnungsvorschrift führt:

$$\hat{v}_r = -\frac{c}{2f_T} \cdot \frac{\hat{n}_{ip}}{(T_c + N_{\text{trans}}T_A)N_{\text{Per}}} \quad (5.75)$$

Für die geschätzte Entfernung ergibt sich durch Einsetzen von (5.16) und (5.17) in (3.13):

$$\hat{R}_0 = -\frac{cT_c}{2B} \left(\frac{\hat{m}_{ip}f_A}{M_{\text{Per}}} - \frac{\hat{n}_{ip}}{(T_c + N_{\text{trans}}T_A)N_{\text{Per}}} \right), \quad (5.76)$$

wobei der hintere Term, wie in Abschnitt 3.2.2.6 erläutert, zur Kompensation des *range-Doppler-Coupling* dient.

5.9.2 Empfangsleistung und Radarquerschnitt

Um den Radarquerschnitt eines Ziels zu schätzen, wird gemäß der Radargleichung (2.16) die Empfangsleistung sowie die Zielentfernung benötigt, welche beide zuvor geschätzt werden müssen:

$$\widehat{RCS} = \underbrace{\frac{(4\pi)^3 f_T^2}{G_t G_r c^2}}_{\text{Bekannt}} \cdot \underbrace{\frac{L_S}{\hat{P}_t}}_{\text{zu kalibrieren}} \cdot \underbrace{\hat{P}_r \hat{R}_0^4}_{\text{Schätzgrößen}} \quad (5.77)$$

Die Sende- und Empfangsleistungen sind dabei als an den Antennenanschlüssen gemessen zu verstehen. Werden sie an einem anderen Punkt im Transceiver gemessen, so sind zusätzliche Gewinne und Verluste im Signalpfad durch Kalibrierung zu ermitteln und dem Systemverlustfaktor L_S zuzuschlagen.

Für die Empfangsleistung gilt (2.30). Zu ihrer Bestimmung aus den geschätzten Amplitudenwerten sollten diese um die geschätzte Rauschleistung korrigiert werden. Falls die beiden Empfangszüge mittels des Kreuzleistungsdichtespektrums oder Beamforming fusioniert werden, gilt

$$\hat{P}_r = \max \left\{ (\mathbf{X})_{\hat{m}, \hat{n}} - \hat{P}_n, 0 \right\}, \quad (5.78)$$

wobei die Bildung des Maximums notwendig ist, um auf Grund der Physik unmögliche Werte zu vermeiden. Sind hingegen $\hat{b}_{1_{ip}}$ und $\hat{b}_{2_{ip}}$ verfügbar, so sollten diese gemittelt und um die geschätzte Rauschleistung korrigiert werden [SA82; CC08]:

$$\hat{P}_r = \left(\frac{\hat{b}_{1_{ip}}^2 + \hat{b}_{2_{ip}}^2}{2} - \hat{P}_n \right)^+ \triangleq \max \left(\frac{\hat{b}_{1_{ip}}^2 + \hat{b}_{2_{ip}}^2}{2} - \hat{P}_n, 0 \right), \quad (5.79)$$

was einen Schätzer auf Basis des zweiten Moments

$$\mathbb{E} \left\{ \left(\frac{\sqrt{LW}}{KL} |C_i(\tilde{m}, \tilde{n})| \right)^2 \right\} = b^2 + P_n \quad (5.80)$$

der Rice-verteilten Amplituden des komplexen Periodogramms darstellt. Die Maximumsbildung dient der Vermeidung negativer Leistungen, welche bei sehr geringem SNR auftreten können [Sij98]. Der Schätzer ist, wie leicht gezeigt werden kann, erwartungstreu, da $b \geq 0$:

$$\begin{aligned} \mathbb{E}\{\hat{P}_r\} &= \mathbb{E} \left\{ \left(\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \hat{b}_n^2 - \hat{P}_n \right)^+ \right\} \\ &= \max \left(\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \mathbb{E} \left\{ \hat{b}_n^2 \right\} - P_n, 0 \right) \\ &= \max (b^2 + P_n - P_n, 0) \\ &= b^2 \end{aligned} \quad (5.81)$$

Die Korrektur der Rauschleistung ist bei hohem SNR vernachlässigbar, bei niedrigem SNR wird die Signalleistung ohne Korrektur jedoch stark überschätzt. Bei Nicht-Berücksichtigung entsteht ein starker systematischer Fehler, der insbesondere dann relevant wird, wenn der Radarquerschnitt des Ziels durch Mittelung mehrerer Schätzungen⁹ verbessert werden soll. Der entstehende mittlere Fehler bei der Leistungsschätzung durch Ver-

⁹Die Zuordnung zum selben Ziel muss bspw. durch den Tracker sichergestellt werden.

wendung von (5.79) im Vergleich zu den beiden alternativen Methoden

- Mittelung der Leistungen: $\hat{P}_r = 0,5(\hat{b}_{1_{ip}}^2 + \hat{b}_{2_{ip}}^2)$
- Mittelung der Amplituden: $\hat{P}_r = (0,5(\hat{b}_{1_{ip}} + \hat{b}_{2_{ip}}))^2$

wurde per Simulation ermittelt. Die geschätzten Amplituden werden in dieser Simulation im Hamming-gefensterten Periodogramm ermittelt. Das Rauschen wurde via CA-CFAR mit 40 Referenzzellen geschätzt. Das SNR versteht sich als im Spektrum gemessen, d. h. inklusive dem kompensierten Integrationsgewinn aus (5.29). Pro SNR-Wert ist in Abbildung 5.26 der mittlere relative Fehler aus 10^6 Iterationen dargestellt. Es ist zu erkennen, dass (5.79) im Gegensatz zu den beiden o. g. simpleren Schätzern mittelwertfrei ist. Diese besitzen bei einem SNR von 10 dB einen systematischen Fehler von 7 % bzw. 10 %.

Des Weiteren ist in Abbildung 5.27 der relative RMSE dargestellt. Bei Mittelung von lediglich zwei Werten liegt dieser für alle drei Methoden sehr nahe beieinander und beträgt ab einem SNR von 20 dB weniger als 10 %.

5.9.3 Winkelschätzung

Die Schätzung des Einfallswinkels des Echos eines Ziels basiert auf der Differenz der beiden geschätzten Phasenwerte $\widehat{\Delta\varphi} = \hat{\varphi}_{01_{ip}} - \hat{\varphi}_{02_{ip}}$ der Empfangssignale der beiden Antennen. Dies wird in der Literatur auch als Phasen-Monopuls bezeichnet [SB11].

Die Monopuls-Verfahren sind Methoden zur Schätzung des Einfallswinkels einer elektromagnetischen Welle durch Auswertung der Signale zweier Antennen, die sich in einem Abstand d zueinander befinden, wie dies in Abbildung 5.28a dargestellt ist. Dabei kann die Schätzung auf Basis der Signalamplituden (wofür die genaue Kenntnis der beiden Antennenrichtdiagramme oder entsprechende Kalibrierung notwendig ist) oder auf Basis des Phasenunterschieds geschehen. Daher wird zwischen Amplituden- und Phasen-Monopuls-Verfahren unterschieden. Denkbar ist auch eine Kombination der beiden Verfahren. Im Folgenden wird die Theorie des Phasen-Monopuls-Verfahrens beschrieben. Aufgrund von Verzerrung der Phase im Transceiver wird davon abweichend in der Praxis üblicherweise

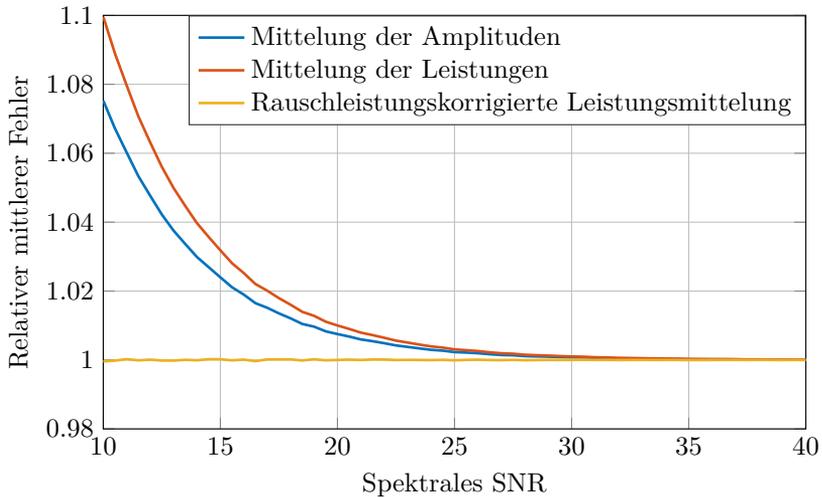


Abbildung 5.26: Vergleich des relativen mittleren Fehlers verschiedener Methoden zur Mittelung der Empfangsleistung in Abhängigkeit des SNR.

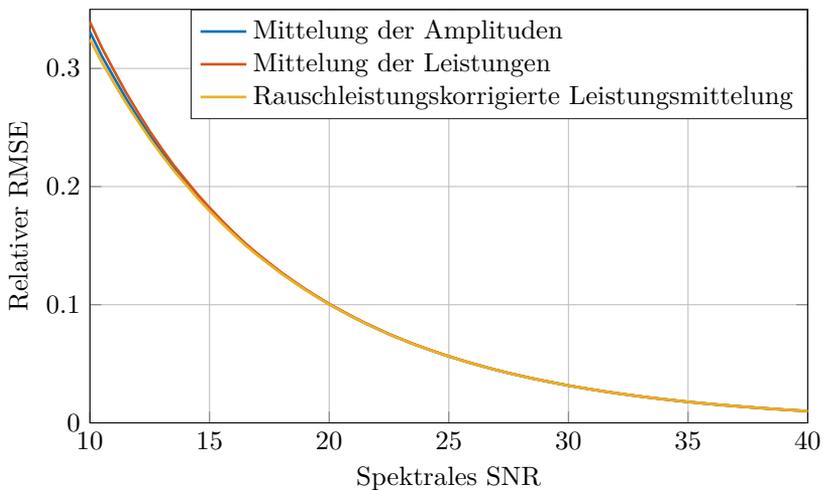
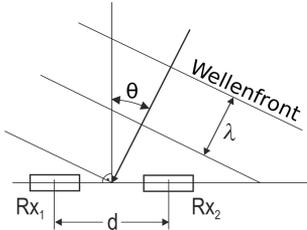
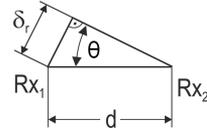


Abbildung 5.27: Vergleich des relativen RMSE verschiedener Methoden zur Mittelung der Empfangsleistung in Abhängigkeit des SNR.



- (a) Die in einem Winkel θ einfallenden Wellen treffen mit einem Phasenversatz $\Delta\varphi$ auf die beiden, im Abstand d zueinander befindlichen Empfangsantennen Rx_1 und Rx_2 . Durch Auswertung des Phasenunterschieds wird der Winkel θ bestimmt.



- (b) Detaillierte Skizze der Geometrie des Monopuls Verfahrens.

Abbildung 5.28: Phasen-Monopuls-Prinzip zur Winkelschätzung.

durch Messung eine Kurve erstellt, die den Einfallswinkel in Abhängigkeit der Phasendifferenz abbildet.

Aus dem geschätzten Phasenunterschied lässt sich mit dem Gangunterschied δ_r der Einfallswinkel zu

$$\hat{\theta} = \arcsin\left(\frac{\delta_r}{d}\right) \quad \text{mit} \quad \frac{\delta_r}{d} \in [-1; 1] \quad (5.82)$$

berechnen, was aus den trigonometrischen Zusammenhängen mit Hilfe von Abbildung 5.28b folgt, wobei für die Wegdifferenz

$$\delta_r = \frac{\widehat{\Delta\varphi}\lambda}{2\pi} \quad (5.83)$$

gilt. Beträgt der Antennenabstand $d = \lambda/2$, so folgt aus (5.82) der Definitionsbereich für $\widehat{\Delta\varphi} \in [-\pi; \pi]$ und entspricht damit dem maximal eindeutig messbaren Phasenunterschied.

Für $d \leq \lambda/2$ sind eindeutige Messungen im gesamten Winkelbereich $\theta_{\text{u.a.,max}} \in [-90^\circ; +90^\circ]$ möglich, wobei mit kleiner werdendem Antennenabstand die Genauigkeit leidet, da die Messkurve dann abflacht. Für $d > \lambda/2$ entstehen Mehrdeutigkeiten aufgrund des mehrdeutigen Phasenunterschieds.

In [Ric14, S. 398ff] wird die Cramér-Rao Schranke für die phasenbasierte

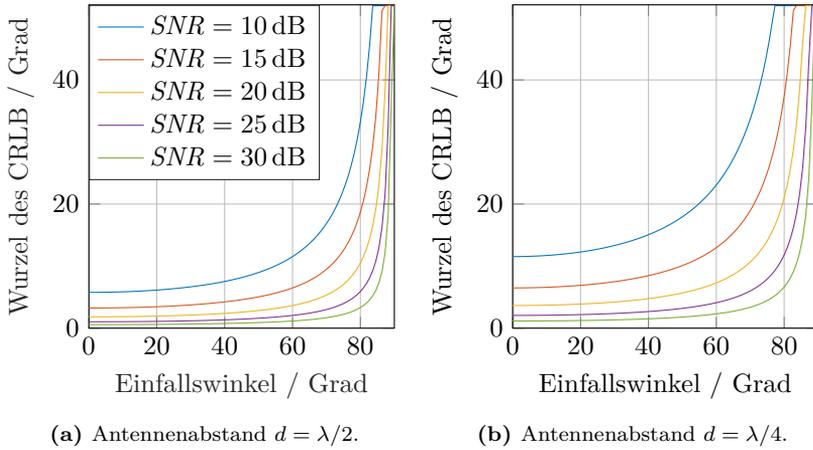


Abbildung 5.29: Cramér-Rao Schranke für die Winkelschätzung mit Beschränkung durch a priori Wissen. Aufgrund der Symmetrie nur positive Winkel.

Winkelschätzung hergeleitet. Für zwei Antennen ergibt sie sich zu

$$\sigma_{\theta}^2 \geq \frac{\lambda^2}{(2\pi)^2 d^2 SNR \cos^2 \theta}. \quad (5.84)$$

Wie zu erkennen ist, besteht zusätzlich zur Abhängigkeit vom SNR eine zu $\theta = 0^\circ$ symmetrische Winkelabhängigkeit. Je größer der Betrag des Einfallswinkels, desto ungenauer die Winkelschätzung.

Die Quadratwurzel der Cramér-Rao Schranke σ_{θ} ist in Abbildung 5.29 für verschiedene SNR und die beiden Antennenabstände $\lambda/2$ sowie $\lambda/4$ dargestellt. Die Singularität bei 90° wurden eliminiert, da aufgrund des a priori Wissens, dass die Wellen von vorn einfallen die Schätzvarianz maximal $\pi^2/12 \text{ rad}^2$ betragen kann. Den Antennenabstand $d = \lambda/2$ zu wählen liefert die höchste Genauigkeit bei noch vorhandener Eindeutigkeit.

5.10 Parametrisierung

In diesem letzten Abschnitt des Kapitels 5 wird ein Leitfaden zur Parametrisierung des LCS-FMCW Radars mit zwei Empfangsantennen

beschrieben. Dieser gibt an, wie aus den *Anforderungen* des Szenarios sowie den *Randbedingungen* durch Technologie, Regulierung und Kosten die freien *Design-Parameter* des Radars festgelegt werden.

Anforderungen: Die vom Szenario gestellten Anforderungen lassen sich folgendermaßen kategorisieren:

- Geometrie: $\Delta R, R_{\min}, R_{\max}, \Theta_{\text{HB}}, \Phi_{\text{HB}}$
- Zieleigenschaften: $\Delta v_r, v_{r_{\min}}, v_{r_{\max}}, a_{r_{\max}}, RCS_{\min}, RCS_{\max}$
- Detektion: P_D, P_{FA}
- Messung: $T_{\text{B}_{\max}}, \sigma_{\hat{R}}^2, \sigma_{\hat{v}_r}^2, \sigma_{\hat{RCS}}^2, \sigma_{\hat{\theta}}^2$

Dabei ist $a_{r_{\max}}$ die maximale radiale Beschleunigung eines Ziels, $T_{\text{B}_{\max}}$ die maximal zulässige Beobachtungsdauer und σ_x^2 die Varianz des Schätzers für x . Zudem gelte $|v_r|_{\max} = \max\{|v_{r_{\max}}|, |v_{r_{\min}}|\}$.

Randbedingungen: Die Randbedingungen, unter denen die Parametrisierung des Systems stattfindet, sind einerseits die Systemkosten, andererseits bestehen sie aus den Beschränkungen seitens des Regulierers, der nur bestimmte Frequenzen und begrenzte Sendeleistungen für unlicenzierte Anwendungen zulässt:

- Regulierung: $EIRP_{\max}, B_{\max}, f_T$
- Kosten: $L_{\text{S}_{\min}}, T_{\text{sys}_{\min}}, F_{\text{sys}_{\min}}, f_{\text{A}_{\max}}$

Designparameter: Aus den o. g. Anforderungen sollen unter Einhaltung der Randbedingungen die folgenden Design-Parameter der verschiedenen Systemkomponenten bestimmt werden:

- Wellenform: $B, T_c, K, L, N_{\text{trans}}$
- Signalverarbeitung: Fenster mit PSL ,
CFAR-Detektor mit $N_{\text{ref}}, N_G, \rho, \beta_{\text{CFAR}}$
- Digitale Hardware: f_A
- Transceiver: $f_T, \bar{P}_t, G_t, G_r, H_{\text{HP}}(f)$

Dabei ist $H_{\text{HP}}(f)$ der Frequenzgang des Hochpasses im Basisband des Empfängers, der dazu dient, den Dynamikbereich des Szenarios zu komprimieren, vgl. Abbildung 4.6 und Abschnitt 4.3.2. Um die Parametrisierung durchzuführen werden noch die im Folgenden beschriebenen Randbedingungen hinsichtlich der Zielekinematik benötigt.

Stationaritätsbedingung: Die zu schätzenden Frequenzen f_{B} und f_{D} müssen während der Beobachtungsdauer konstant sein, um mit dem Periodogramm einen sinnvollen Schätzwert ermitteln zu können. In der Praxis ist dies außer für statische Objekte jedoch nur näherungsweise durch eine dem Szenario angemessene Beobachtungsdauer T_{B} aus (5.5) erreichbar. Die Auswirkungen nicht-konstanter Frequenzen sind spektrale Verbreiterung der Peaks im Periodogramm sowie Verringerung ihrer Amplituden. Dadurch verschlechtert sich das SNR der Ziele sowie die erreichbare Genauigkeit der Parameterschätzung. Dieser Effekt wird als *range cell migration* bzw. *Doppler cell migration* bezeichnet. Es ist sinnvoll, die Beobachtungsdauer entsprechend der maximal auftretenden Geschwindigkeiten und Beschleunigungen der Ziele des Szenarios zu wählen. Eine Begrenzung der Migration auf eine halbe Auflösungszelle führt mit (2.68) zu

$$|v_{\text{r}}|_{\text{max}} \leq \frac{\Delta R}{2T_{\text{B}}} = \beta_{\text{R}} \frac{c}{4BT_{\text{B}}} \quad (5.85)$$

für die maximale Radialgeschwindigkeit und mit (2.69) zu

$$a_{\text{r,max}} \leq \frac{\Delta v_{\text{r}}}{2T_{\text{B}}} = \beta_{v_{\text{r}}} \frac{c}{4T_{\text{B}}^2 f_{\text{T}}} \quad (5.86)$$

für die maximale Radialbeschleunigung eines Ziels. Diese beiden Forderungen lassen sich umformen und zu einer oberen Grenze für die Beobachtungsdauer

$$T_{\text{B}} \leq \min \left\{ \frac{c\beta_{\text{R}}}{4B |v_{\text{r}}|_{\text{max}}}, \sqrt{\frac{\beta_{v_{\text{r}}} c}{4f_{\text{T}} a_{\text{r,max}}}} \right\} \quad (5.87)$$

zusammenfassen.

Leitfaden zur Parametrisierung

Nun, da alle benötigten Parameter und Zusammenhänge erläutert wurden, kann der Leitfaden zur Parametrisierung beschrieben werden:

1. Zunächst ist der Dynamikbereich des Szenarios

$$DR_S = \frac{SNR_{\max}}{SNR_{\min}} = \frac{P_{r_{\max}}}{P_{r_{\min}}} = \frac{RCS_{\max}}{RCS_{\min}} \cdot \left(\frac{R_{\max}}{R_{\min}} \right)^4 \cdot \left| \frac{H_{HP}(f_{B_{\min}})}{H_{HP}(f_{B_{\max}})} \right|^2 \quad (5.88)$$

zu ermitteln. Mittels des Hochpasses, wird der notwendige Dynamikbereich komprimiert¹⁰ [Bre14]. Zur vollständigen Kompensation der Freiraumdämpfung muss der Hochpass eine Flankensteilheit im Bereich $[f_{B_{\min}}; f_{B_{\max}}]$ von 40 dB pro Dekade besitzen. Dann vereinfacht sich (5.88) zu $DR_S = RCS_{\max}/RCS_{\min}$. Die vollständige Kompensation ist nur für eine bestimmte Steilheit der Frequenzrampe möglich und ist daher gegenüber diesbezüglich gewünschter Flexibilität abzuwägen.

2. Anhand der erwarteten Cluttereigenschaften, der Zieldichte sowie der verfügbaren Rechenleistung wird ein Detektor aus Tabelle 5.2 ausgewählt. Die Anzahl an Referenzzellen N_{ref} und bei einer OS-CFAR-Variante der Rang ρ sind in Abhängigkeit der Clutterdichte zu wählen. Der geringste CFAR-Verlust im homogenen Szenario entsteht für $\rho/N_{\text{ref}} \approx 0,875$, vgl. Abbildung 5.11.
3. Aus den Anforderungen an die Messgenauigkeiten $\sigma_R^2, \sigma_{v_r}^2, \sigma_{RCS}^2, \sigma_{\hat{\theta}}^2$ (siehe [Ric14, S. 377ff]) und an die Komplexität wird eine Interpolationsmethode aus Tabelle 5.5 gewählt. Diese benötigt ein minimales SNR von $SNR_{\min,ip}$. Aus dem Arbeitspunkt (P_D, P_{FA}) des gewählten Detektors in der ROC erhält man das minimal notwendige SNR für den Detektor $SNR_{\min,Det}$. Der höhere dieser beiden Werte

$$SNR_{\min} = \max \{ SNR_{\min,ip}, SNR_{\min,Det} \} \quad (5.89)$$

¹⁰Die dadurch entstehende Färbung des Rauschens ist bei Anwendung und sorgfältiger Parametrisierung der *sliding window* CFAR-Methoden unproblematisch, da dies genau deren vorgesehener Einsatzzweck ist. Andernfalls wird auf digitaler Seite ein *Whitening Filter* benötigt, wodurch der Dynamikbereich nur für den A/D-Wandler und nicht für den Signalprozessor komprimiert wird.

erfüllt beide Anforderungen. Mit (5.25) ergibt sich daraus das maximale *peak sidelobe level* des Fensters zu

$$PSL_{\text{dB}} \leq -SNR_{\text{max,dB}} = -(SNR_{\text{min,dB}} + DR_{\text{S,dB}}). \quad (5.90)$$

Dieser Zusammenhang ist in Abbildung 5.30 visualisiert. Anhand des benötigten PSL wird das Fenster ausgewählt, wobei nach Abschnitt 5.4.4 für beide Dimensionen das Chebyshev-Fenster mit demselben PSL zu empfehlen ist. Ein zu großes PSL führt zu unnötiger Verschlechterung der Auflösung sowie einem unnötig hohen SNR-Verlust und ist daher zu vermeiden, vgl. ebenfalls Abschnitt 5.4.4.

4. Aus den Eigenschaften des Fensters erhält man die Faktoren β_R und β_{v_r} , welche bei Wahl desselben Fenstertyps für die beiden Dimensionen identisch sind. Dies wird im Folgenden angenommen. Mit (2.68) ergeben sich daraus die benötigte Bandbreite

$$B = \beta_R \frac{c}{2\Delta R} \quad (5.91)$$

und die Anzahl an benötigten Schutzzellen des Detektors pro Dimension, vgl. (5.40), zu

$$N_{\text{G,1D}} \geq 2\lceil 2\beta_R \rceil - 2. \quad (5.92)$$

5. Durch Auflösen von (2.69) nach f_T lässt sich das zweite Element der Menge aus (5.87) nach oben abschätzen. Damit erhält man unabhängig von der Trägerfrequenz die maximale Beobachtungsdauer

$$T_B \leq \min \left\{ \frac{c\beta_R}{4B |v_r|_{\text{max}}}, \frac{\Delta v_r}{2a_{r\text{max}}}, T_{\text{Bmax}} \right\}. \quad (5.93)$$

Falls das Minimum durch den zweiten Term gegeben ist, so gilt Gleichheit in der folgenden aus (2.69) hergeleiteten Gleichung zur Wahl der Frequenz¹¹. Andernfalls kann auch eine höhere Frequenz

¹¹Der Grund dafür ist, dass zur Abschätzung dieses Elements die Frequenz bereits nach oben abgeschätzt werden musste.

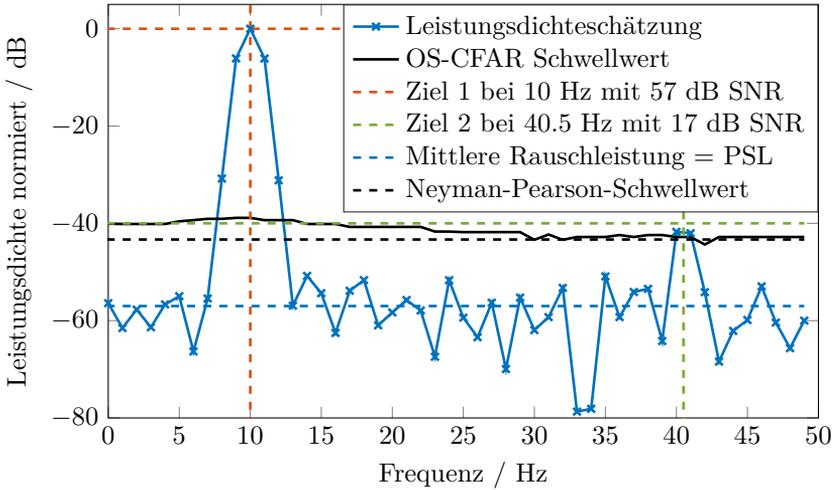
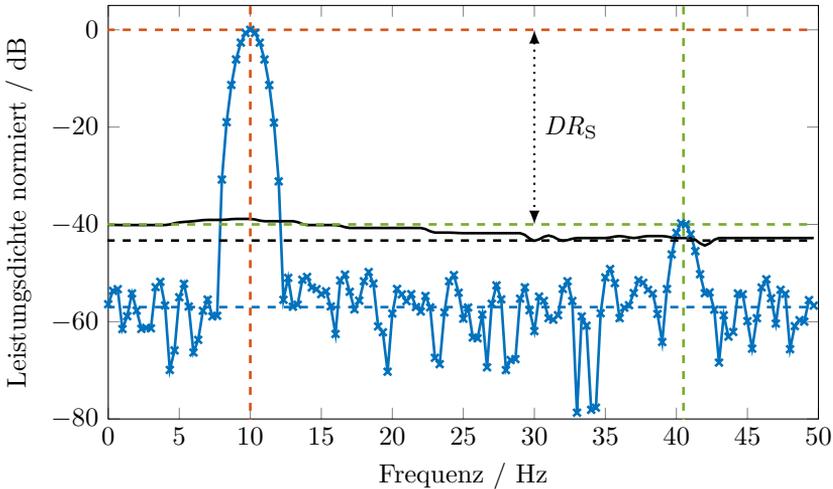
(a) Ohne Zeropadding erfährt Ziel 2 deutliches *straddle loss*.(b) Mit einem ZPF von $F_{ZP} = 3$ verringert sich das *straddle loss* deutlich.

Abbildung 5.30: Dynamikbereich, *peak sidelobe level* und *straddle loss* eines Radarszenarios. Das Periodogramm wurde mittels eines Chebyshev-Fensters mit -57 dB PSL erzeugt. Die Schwellwerte gelten für einen Arbeitspunkt des Detektors von $P_D = 0,95$ und $P_{FA} = 10^{-6}$.

gewählt werden:

$$f_T \geq \beta_{v_r} \frac{c}{2T_B \Delta v_r} \gg B, \quad (5.94)$$

wobei Letzteres die Gültigkeit der Schmalbandnäherungen sicherstellt.

6. Um die Chirpdauer T_c festlegen zu können, wird eine Abschätzung für die Anzahl an transienten Samples benötigt. Diese ergibt sich aus (5.1) mit $T_{\text{step}} = T_A = T_c/K$ zu

$$N_{\text{trans}} = \left\lceil \frac{T_{\text{lock}}}{T_A} \right\rceil = \left\lceil \frac{T_{\text{lock}}}{\frac{T_c}{K}} \right\rceil = \left\lceil \frac{KT_{\text{lock}}}{T_c} \right\rceil \geq 1, \quad (5.95)$$

wobei der genaue Wert erst nach Auslegung der Integer-N-PLL feststeht. Damit lässt sich aus (3.16) die Chirpdauer zu

$$\begin{aligned} T_c &\leq \frac{c}{2f_T (v_{r_{\text{max}}} - v_{r_{\text{min}}})} \cdot \frac{K}{K + N_{\text{trans}}} \\ &< \frac{c}{2f_T (v_{r_{\text{max}}} - v_{r_{\text{min}}})} \end{aligned} \quad (5.96)$$

abschätzen, was aufgrund der im Vergleich zu (3.16) verringerten Abtastfrequenz in Dopplerrichtung $f_{A,D} = (T_c + N_{\text{trans}}T_A)^{-1}$ folgt.

7. Mit $T_c = KT_A$ und $B_{\text{SP,BB}} = 1/T_A$ ergibt sich aus (3.5) die Anzahl an Samples pro Chirp zu

$$\begin{aligned} K &= KT_A \frac{1}{T_A} \\ &= KT_A B_{\text{SP,BB}} \\ &= T_c B_{\text{SP,BB}} \\ &= \frac{\beta_{v_r} T_c}{T_B} \left(\frac{v_{r_{\text{max}}} - v_{r_{\text{min}}}}{\Delta v_r} \right) + \beta_R \left(\frac{R_{\text{max}} - R_{\text{min}}}{\Delta R} \right). \end{aligned} \quad (5.97)$$

8. Nun lässt sich die Abtastfrequenz zu

$$f_A = \frac{1}{T_A} = \frac{K}{T_c} \quad (5.98)$$

bestimmen, womit die Integer-N-PLL gemäß (4.5) mit $T_{\text{step}} = T_A$ ausgelegt werden kann. Anhand der tatsächlichen Einschwingdauer T_{lock} sind (5.95) bis (5.97) zu überprüfen und ggf. iterativ zu korrigieren.

9. Die Anzahl an Chirps lässt sich nun mittels der gewünschten Auflösung der Radialgeschwindigkeit (2.69) zu

$$L = \left\lceil \frac{c\beta_{v_r}}{2(T_c + N_{\text{trans}}T_A) f_T \Delta v_r} \right\rceil \quad (5.99)$$

berechnen.

10. Die Methode zur Fusion der Signale der beiden Antennen richtet sich nach der tolerierbaren Komplexität und danach, ob Winkelschätzung notwendig ist und erfolgt anhand von Tabelle 5.3. Unter Berücksichtigung des SNR-Gewinns durch die Fusion kann nun der gesamte mindestens erreichbare Integrationsgewinn durch Einsetzen von (5.30) in (5.29) bestimmt werden. Unter der Annahme, dass thermisches Rauschen die Störleistung dominiert, lässt sich weiterhin durch Einsetzen von (2.20) in (2.19) die minimal notwendige Empfangsleistung am Antennenausgang zu

$$P_{r_{\text{min,dBm}}} = SNR_{\text{min}} + F_{\text{sys,dB}} + k_B T_{\text{sys}} B_{\text{SP,BB}} - G_{\text{I,dB}} \quad (5.100)$$

bestimmen.

11. Aus (2.77) lässt sich mit den Forderungen an die beiden kombinierten Antennenöffnungswinkel, vgl. (2.79), Θ_{HB} und Φ_{HB} der Antennengewinn von Sende- und Empfangsantenne $G_t G_r$ abschätzen. Aus der Radargleichung (2.16) ergibt sich damit die notwendige Sendeleistung zu

$$\bar{P}_t = \frac{(4\pi)^3 R_{\text{max}}^4 f_T^2 L_S P_{r_{\text{min}}}}{G_t G_r c^2 RCS} . \quad (5.101)$$

Um die benötigte Sendeleistung etwas zu reduzieren, lässt sich durch Zeropadding das *straddle loss* verringern, was in (5.100) via $G_{\text{I,dB}}$ Einfluss hat. Dies ist in Abb. 5.30b für einen ZPF von $F_{\text{ZP}} = 3$ veranschaulicht und erhöht die Komplexität der Signalverarbeitung.

Dies schließt die Auslegung des Radarsystems ab!

Teile dieser Systemauslegung wurden bereits in [FJ15b] veröffentlicht. Dort wurde gezeigt, dass die beiden Radarwellenformen OFDM und LCS-FMCW so parametrisiert werden können, dass sie dasselbe Basisbandsignal liefern und identische Leistungsfähigkeit besitzen.

Demonstrator und Anwendungen

Anhand der Theorie zur Auslegung eines Nahbereichsradars gemäß der Kapitel 3 bis 5 wurde ein Demonstrator aufgebaut. Dazu wurde weitgehend kommerziell verfügbare Hardware verwendet und die Algorithmen zur Signalverarbeitung in *MATLAB Release 2016b* [Mat16] implementiert. Zur Analyse von Anwendungen wurden die implementierten Algorithmen um eine Software zur Ansteuerung der Radarhardware, Messdatenaufzeichnung und -analyse sowie zur Simulation von Radarszenarien erweitert.

Um einen Machbarkeitsnachweis hinsichtlich des praktischen Einsatzes von Nahbereichsradar zu erbringen, wurden zwei verschiedene Anwendungen ausgewählt und deren Lösbarkeit mit Hilfe des implementierten Demonstrators gezeigt: die Detektion von Objekten in einer Verpackung und die rein radarbasierte Gestenerkennung. Dazu wurde die Parametrisierung des Demonstrators anhand des Verfahrens aus Abschnitt 5.10 auf die jeweilige Anwendung angepasst und es wurden anwendungsspezifische Algorithmen zur Nachverarbeitung der Ziellisten entwickelt.

6.1 Hardware

Für die Implementierung der Hardware des Demonstrators wurde ein Experimentalsystem mit kommerziell verfügbaren Komponenten zum Betrieb im 60 GHz SRD-Band [Bun14c] aufgebaut.

Das Experimentalsystem besteht aus dem analogen Front-End eines 60 GHz FMCW-Radars mit einer Sendeantenne und zwei Empfangsantennen. Je nach Anwendung wird zur zusätzlichen Fokussierung der Antennenkeule eine dielektrische Linse verwendet. Die Erzeugung des

frequenzmodulierten Sendesignals übernimmt ein PLL-stabilisierter VCO, der als *integer-N* Synthesizer betrieben wird, vgl. Abschnitt 4.1.3.

Beim Empfänger handelt es sich um einen zweikanaligen *stretch processor*, wobei jeder Empfangszug einen Quadraturmischer besitzt. Nach dem Mischer folgen ein Hochpass zur Kompression des Dynamikbereichs sowie ein Tiefpass zur Bandbegrenzung für den folgenden A/D-Wandler. Am Ausgang eines jeden Empfangszugs sind daher die Inphasen- und Quadraturkomponenten des Basisbandsignals der jeweiligen Antenne verfügbar. Die Architektur des Transceivers entspricht daher der in Abschnitt 4.4 vorgeschlagenen.

Die analogen Basisbandsignale werden mit einer Abtastrate von bis zu 1 MHz je Empfangszug analog-digital gewandelt und via USB auf einen PC zur weiteren Verarbeitung übertragen, auf dem die gesamte Signalverarbeitung implementiert wird. Daher handelt es sich um ein *Software Defined Radar*.

Die Spezifikation des Systems ist in Tabelle 6.1 zusammengefasst. Mit der maximalen FM-Signalbandbreite von 7 GHz lässt sich – bei Verwendung des Rechteckfensters – gemäß (2.68) eine minimale Entfernungsauflösung von 2,14 cm erzielen.

6.2 Software: Radartoolbox

Zur Analyse der Nahbereichsradar-Anwendungen wurde eine Software entwickelt und in *MATLAB Release 2016b* [Mat16] implementiert, welche im Folgenden als *Radartoolbox* bezeichnet wird. Ihr Zweck besteht darin, eine komfortable Schnittstelle zur Radarhardware zur Verfügung zu stellen, die es erlaubt,

- das Radar-Front-End und die Wellenform zu parametrisieren,
- Radarmessungen durchzuführen und aufzuzeichnen,
- die gesamte Signalverarbeitungskette zu parametrisieren,
- Messungen zu analysieren,
- Radarszenarien zu simulieren.

Tabelle 6.1: Spezifikation des Radar-Experimentalsystems

Parameter	Symbol	Wert
Bandbreite	B	7 GHz
Startfrequenz Chirp	f_T	57 GHz
Maximale Abtastrate	$f_{A_{\max}}$	1 MHz
Anzahl Sendeantennen	-	1
Anzahl Empfangsantennen	N_{Ant}	2
Empfangsantennenabstand	d	1,25 mm
Max. Sendeleistung	\bar{P}_t	8 dBm
Öffnungswinkel mit dielektrischer Linse Azimut [†]	Θ_{HB}	10°
Öffnungswinkel mit dielektrischer Linse Elevation [†]	Φ_{HB}	6°
Öffnungswinkel ohne dielektrische Linse Azimut [†]	Θ_{HB}	32°
Öffnungswinkel ohne dielektrische Linse Elevation [†]	Φ_{HB}	30°
Modulationsbandbreite	$2/T_{c_{\min}}$	10 MHz
Rauschzahl	$F_{\text{sys,dB}}$	20 dB
I/Q-Phasen-Gleichlauf	-	± 2 dB
I/Q-Amplituden-Gleichlauf	-	$\pm 10^\circ$

[†] Öffnungswinkel der Summe der Richtcharakteristika von Sende- und Empfangsantenne.

Die *Radartoolbox* wurde mit den Zielen Flexibilität hinsichtlich verwendeter Hardware, Modularität der funktionalen Blöcke und effizienter Bedienbarkeit entwickelt.

Um Flexibilität hinsichtlich der verwendeten Hardware zu bieten, wurde eine Hardware-Abstraktionsebene definiert, die eine einheitliche Schnittstelle zur implementierten Radarsignalverarbeitung unabhängig von der konkreten Hardware zur Verfügung stellt. Für jede anzusteuern Radarhardware ist daher eine Funktion – der *Hardwarewrapper* – zu implementieren, welche die systemspezifische Ansteuerung kapselt und nach außen über eine einheitliche Schnittstelle verfügt. Ein zweites Radarsystem im 24 GHz ISM-Band [Bun03] wurde auf diese Weise im Rahmen der Arbeit

erfolgreich an die *Radartoolbox* angebunden.

Es wurde die gesamte in Kapitel 5 beschriebene und in Abbildung 5.1 dargestellte Signalverarbeitungskette implementiert, inklusive der verschiedenen algorithmischen Alternativen der einzelnen funktionalen Blöcke, bspw. der Interpolatoren. Zwischen diesen kann in der *Radartoolbox* umgeschaltet werden. Um hinsichtlich der funktionalen Blöcke der Signalverarbeitung modular zu bleiben, wurden einheitliche Schnittstellen zwischen den funktionalen Blöcken definiert und objektorientiert programmiert. Dadurch können neue Algorithmen auf eindeutig definierte Art und Weise der *Radartoolbox* hinzugefügt und so deren Funktionsumfang erweitert werden.

Effiziente Bedienbarkeit wird dadurch gewährleistet, dass die Funktionen sowohl über die Kommandozeile sowie über eine graphische Benutzeroberfläche (engl. *graphical user interface*, GUI) erreichbar sind, welche die Vielzahl an Parametern übersichtlich darstellt und dadurch die Parametrisierung vereinfacht.

Die Architektur der *Radartoolbox* ist in Abbildung 6.1 dargestellt.

Es folgt ein kurzer Überblick über die Funktionen der *Radartoolbox*.

Parametrisierung: Die GUI ermöglicht das Einstellen aller in Abschnitt 5.10 beschriebenen Design-Parameter von Wellenform, Transceiver und Signalverarbeitung innerhalb der Grenzen der jeweils verwendeten Radarhardware. Zudem sind die Bereiche zur Clutterunterdrückung nach Abschnitt 5.5 einstellbar. Weitere systemspezifische Parameter sind über eine Konfigurationsdatei einstellbar.

Als Wellenform kann zwischen monofrequentem CW und LCS-FMCW umgeschaltet werden. Bei CW ist im Gegensatz zu LCS-FMCW nur die Beobachtungsdauer und die Sendefrequenz einstellbar. Zu einer eingestellten Konfiguration erhält man die berechneten Werte für die Eindeutigkeitsbereiche sowie die erzielbaren Auflösungseigenschaften und den erwarteten Integrationsgewinn angezeigt.

Alle Einstellungen können zur Wiederverwendung gespeichert werden.

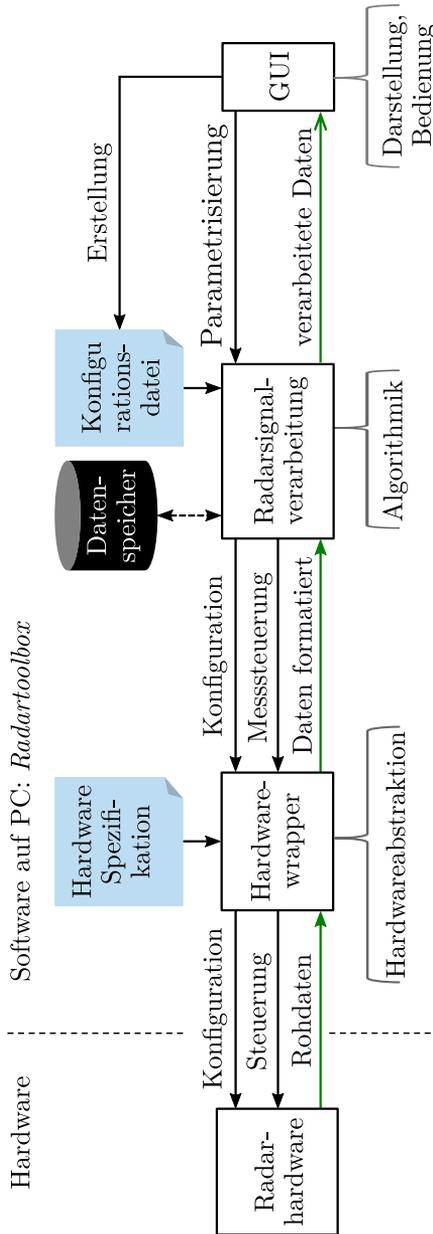


Abbildung 6.1: Architektur der entwickelten Toolbox zur Radarmessung und -signalverarbeitung.

Analyse: Zur Analyse von Messdaten existieren verschiedene Visualisierungsfunktionen:

- Darstellung des zweidimensionalen Periodogramms, vgl. Abbildung 5.2
- Darstellung des Leistungsdichtespektrums der statischen Ziele (entspricht Schnitt des zweidimensionalen Periodogramms bei $f_D = 0$)
- Ansicht der detektierten Ziele in der x/y -Ebene¹
- Ansicht der detektierten Ziele in der R/v_r -Ebene
- Anzeige der Zielliste

Die Zielliste kann zudem gespeichert werden, um sie für externe Weiterverarbeitung verfügbar zu machen.

Durchführung und Aufzeichnung von Messungen: Die Durchführung und Aufzeichnung von Messungen erfolgt nach vorheriger Parametrisierung des Transceivers und der Wellenform. Zum Durchführen von Probemessungen und/oder Einrichten des Messplatzes ist eine *live*-Anzeige der o. g. Visualisierungsfunktionen des verarbeiteten Signals möglich. Stimmen die Parameter, so kann die Messung gestartet werden, wobei die Rohdaten aufgezeichnet werden, um größtmögliche Flexibilität bei der Weiterverarbeitung zu erlauben.

Um die Interpretation von aufgezeichneten Messdaten im Nachhinein zu erleichtern, wurde eine Funktion zur gleichzeitigen Aufzeichnung des Bildes einer Videokamera implementiert, wobei als Kamera eine kommerzielle Webcam zum Einsatz kam.

Aufgezeichnete Messungen können geladen und wiedergegeben werden. Dabei kann jeder der Parameter der Signalverarbeitung bei der Wiedergabe verändert werden. Dies erleichtert die iterative Optimierung von applikationsspezifischen Algorithmen und die Analyse von Szenarien.

¹Damit gemeint sind die Koordinaten entlang und orthogonal zur Radar-Mittelachse.

Simulation: Zum Test von Algorithmen ohne Messdaten und zur Plausibilitätsprüfung von Messungen wurde eine Funktion zur Simulation von Radarszenarien implementiert. Diese erlaubt es, die Parameter eines oder mehrerer Ziele festzulegen. Ein zeitlicher Verlauf ist durch Vorgabe von Trajektorien jedes einzelnen Parameters möglich. Zusätzlich können die Parameter des direkten Übersprechens (Laufzeit, Isolation) eingestellt werden. Unter Berücksichtigung der Einstellungen des Radars sowie der Wellenform wird daraus das Basisbandsignal generiert. Dieses kann ebenso wie ein gemessenes Signal verarbeitet und analysiert werden.

Nachverarbeitung: Zur Nachverarbeitung ist ein Diskriminator Bestandteil der GUI. Dieser kann ein Gebiet in den drei Dimensionen Entfernung, Relativgeschwindigkeit und Azimut überwachen und eine Meldung ausgeben, wenn ein Ziel in diesem Gebiet detektiert wurde sowie dessen geschätzte Parameter anzeigen.

Weitere Algorithmen der Nachverarbeitung sind außerhalb der GUI zu entwickeln, wozu die ausgegebenen Ziellisten genutzt werden können.

Ein Screenshot der GUI ist in Abbildung 6.2 zu sehen. Darauf ist ein simuliertes Szenario mit zwei Zielen, die sich aufeinander zubewegen, zu erkennen. Eines davon befindet sich im eingestellten Bereich des Diskriminators. Daher schaltet die „Ampel“ auf grün. Das direkte Übersprechen wird ebenfalls simuliert, es ist jedoch nur schwach zu erkennen, da es durch ein Filter unterdrückt wird.

6.3 Through-the-Box Detection

Als Beispiel des praktischen Einsatzes von Radar wurde eine Anwendung ausgewählt, die mit konventioneller Sensortechnik nicht zu lösen ist: Die Detektion von Objekten durch eine Verpackung hindurch, im Folgenden als *Through-the-Box Detection* bezeichnet. Die Aufgabe besteht darin, zu entscheiden, ob sich innerhalb einer nicht-metallischen Verpackung ein Objekt befindet oder nicht. Dazu wird die Eigenschaft elektromagnetischer Wellen ausgenutzt, nicht-metallische Materialien zu durchdringen.

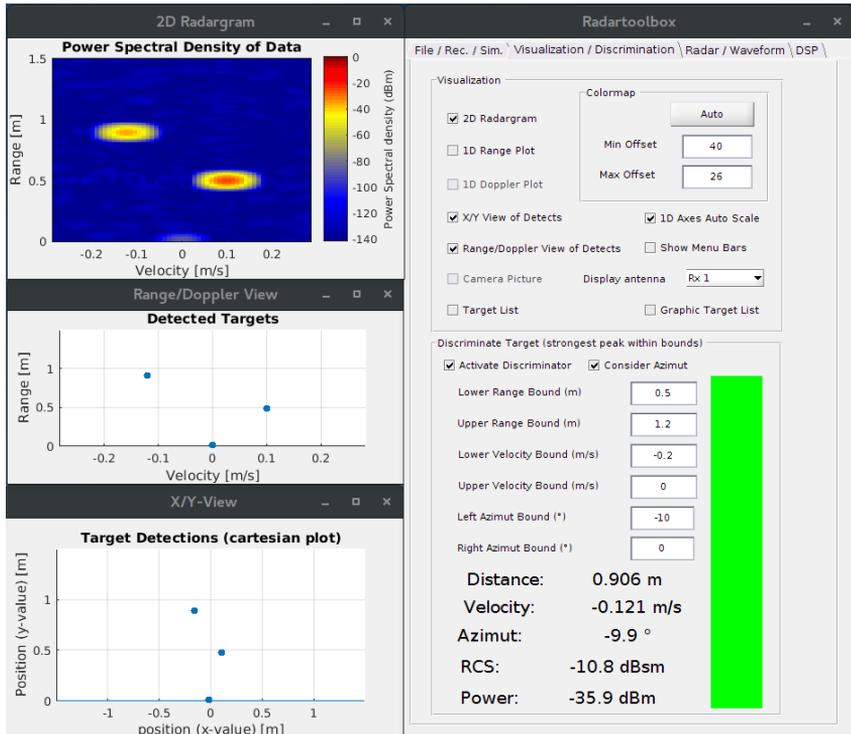


Abbildung 6.2: Screenshot der GUI der *Radartoolbox*. Oben links Darstellung des zweidimensionalen Periodogramms, darunter die detektierten Ziele in der *range-Doppler*-Ebene und unten links die detektierten Ziele in der *x/y*-Ebene. Auf der rechten Seite werden im oberen Teil die Visualisierungsoptionen ausgewählt. Im unteren Teil ist die Konfiguration des Diskriminators sowie eine „Ampel“ zu sehen, die von rot auf grün schaltet, wenn sich ein Ziel im eingestellten Bereich befindet, wie dies im Moment der Aufnahme der Fall ist.

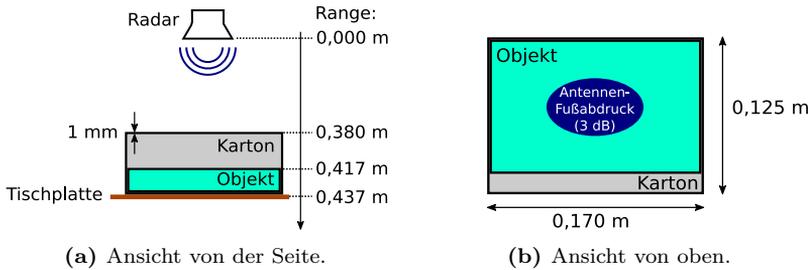


Abbildung 6.3: Skizze des Aufbaus zur Demonstration der Anwendung *Through-the-Box Detection*.

6.3.1 Szenario

Das zu untersuchende Szenario ist in Abbildung 6.3 skizziert. Das Radar beleuchtet die Szene von oben. Es soll das Vorhandensein eines dielektrischen Objekts in einer Umverpackung detektiert und Alarm geschlagen werden, wenn die Verpackung leer ist. Falls sich gar keine Verpackung unter dem Radar befindet, also direkt die Tischplatte beleuchtet wird, soll dies nicht zu einem Fehlalarm führen. Die Abmessungen des Szenarios sind ebenfalls in Abbildung 6.3 gegeben.

6.3.2 Analyse

Die Analyse der Situation gliedert sich in zwei Teile: In die Betrachtung der Geometrie des Szenarios und in eine Leistungsbetrachtung.

Zunächst wird die Geometrie des Szenarios untersucht. Da es sich um ein statisches Szenario handelt, ist eine Trennung des Clutters nur in der Entfernung und im Winkel möglich. Daher muss das Radar mit dielektrischer Linse betrieben werden, um durch eine gute Fokussierung der Antennenkeule einen kleinen Antennen-Fußabdruck zu erzielen. Dadurch wird nur ein kleiner Ausschnitt der Tischplatte, die ein ausgedehntes Ziel darstellt, beleuchtet, wodurch deren Peak im Periodogramm scharf wird, was zu einer genauen Abstandsmessung führt. In einem Abstand von 43,7 cm, in dem sich die Oberkante der Tischplatte befindet, beschreibt

der 3 dB Antennen-Fußabdruck des Radars mit dielektrischer Linse eine Ellipse mit einer Hauptachsenlänge von 7,6 cm und einer Länge der Nebenachse von 4,6 cm. Da dies geringer ist als Länge und Breite der Verpackung, kann davon ausgegangen werden, dass bei Platzierung des Kartons zentral und senkrecht unter dem Radar (in Verlängerung der Radar-Mittelachse) nur Reflexionen vom Karton selbst oder seines Inhalts in die 3 dB-Antennenhauptkeule fallen, vgl. Abbildung 6.3b.

Es sind die folgenden Reflexionen zu erwarten:

- (a) Bei vorhandenem Objekt:
 1. Von der Oberkante des Kartons
 2. Von der Oberkante des Objekts
 3. Von der Tischplatte unter dem Karton
- (b) Bei nicht vorhandenem Objekt:
 1. Von der Oberkante des Kartons
 2. Von der Tischplatte unter dem Karton
- (c) Bei nicht vorhandenem Karton ist lediglich eine Reflexion von der Tischplatte zu erwarten.

Um die dadurch entstehenden Echos voneinander trennen zu können, muss die Entfernungsauflösung des Radars geringer als die jeweiligen Abstände sein. Diese betragen 3,7 cm zwischen der Oberkante des Kartons und der Oberkante des Objekts und 2 cm zwischen der Oberkante des Objekts und der Tischplatte. Selbst mit der minimalen Entfernungsauflösung des verwendeten Radars von 2,14 cm, vgl. Abschnitt 6.1, ist es nicht möglich, das Objekt vom Tisch zu unterscheiden. Ob das Objekt vom Karton unterschieden werden kann, hängt vom verwendeten Fenster und der Leistung der beiden Echos ab, da die theoretische Entfernungsauflösung nur eine Trennbarkeit bei gleicher Leistung vorhersagt. Mindestens sollte jedoch eine Trennung der Echos von Tischplatte und Oberfläche des Kartons möglich sein, wofür eine Entfernungsauflösung von 5,7 cm benötigt wird. Dies erlaubt Faktoren von $\beta_R < 5,7 \text{ cm} / 2,14 \text{ cm} \approx 2,66$.

Nach der geometrischen Analyse folgt die Leistungsbetrachtung. Der Zweck dieser Betrachtung ist es, den Dynamikbereich des Szenarios sowie das benötigte SNR zu ermitteln.

Die Analyse beginnt mit der Bestimmung des Dynamikbereichs des Szenarios. Da dieses Szenario eine Situation darstellt, deren Dynamik mit der Radargleichung für ausgedehnte Oberflächen (2.18) beschrieben wird, muss zur Abschätzung des Dynamikbereichs des Szenarios in (5.88) der minimale und der maximale Radarquerschnitt durch den jeweiligen Reflexionsfaktor – korrigiert um zusätzliche Verluste – ersetzt werden.

Aufgrund der geringen Distanzen zwischen den einzelnen Echos wird die Freiraumdämpfung im Folgenden vernachlässigt. Wie in Abschnitt 2.3.2 anhand von Abbildung 2.6 erläutert, teilt sich die Leistung einer elektromagnetischen Welle an einer dielektrischen Schichtgrenze gemäß (2.12) auf in transmittierte und reflektierte Leistung. Dies führt dazu, dass

1. eine Reflexion an der Schichtgrenze entsteht, die bei ausreichendem SNR als Ziel detektiert wird;
2. die transmittierte Welle einen Leistungsverlust bzgl. der Leistung der einfallenden Welle in Höhe der Leistung des an der Schichtgrenze reflektierten Signals erfährt, den Transmissionsverlust.

Als Bezugsebene dient im Folgenden die Oberfläche des Kartons. Hierauf beziehen sich die Leistungsanteile der einfallenden und der jeweils reflektierten Welle P_{in} und $P_{\text{out},i}$. Mehrfachreflexionen werden nicht betrachtet. Zudem wird aufgrund der geringen Dicke des Kartons von 1 mm je nur die stärkere der beiden nicht auflösbaren Reflexionen von den Kartonflächen (außen/innen) betrachtet. Diese Approximation ist dadurch begründet, dass $1 \text{ mm} < \lambda/2 \approx 2,5 \text{ mm}$ und es dadurch weder zu maximal konstruktiver, noch zu maximal destruktiver Interferenz kommt. Beide Leistungen zu addieren würde daher die Empfangsleistung überschätzen.

Anhand von Abbildung 2.8 lässt sich ablesen, dass beim Durchdringen von Pappe ein Transmissionsverlust von ca. 0,05 dB entsteht. Der Anteil der Leistung des Echos, das von der Oberfläche des Kartons reflektiert wird, beträgt damit im Vergleich zum einfallenden Signal:

$$\frac{P_{\text{out,Karton}}}{P_{\text{in}}} = 10 \log_{10}(|\Gamma|^2) = 10 \log_{10}(1 - 10^{-0,05/10}) \approx -19,40 \text{ dB}$$

Für das aus dem Kunststoff Polypropylen bestehende Objekt lässt sich aus Abbildung 2.8 ein Transmissionsverlust in Höhe von 0,19 dB ablesen. Zusätzlich sind die Dämpfung von 4,2 dB/cm in der 1 mm dicken Pappe,

vgl. Abbildung 2.5, und die Transmissionsverluste bei der Durchdringung der Pappe zu berücksichtigen. Damit ergibt sich als Abschätzung für den Leistungsanteil des Echos von der Oberkante des Kunststoffblocks

$$\begin{aligned} \frac{P_{\text{out,Objekt}}}{P_{\text{in}}} &\approx 10 \log_{10} \left(1 - 10^{-\frac{0,19}{10}} \right) - 2(0,05 \text{ dB} + 0,42 \text{ dB} + 0,05 \text{ dB}) \\ &\approx -13,68 \text{ dB} - 1,04 \text{ dB} = -14,72 \text{ dB} \end{aligned}$$

im Vergleich zum einfallenden Signal.

Am Hintergrund – im Versuchsaufbau an der Grenzfläche zwischen Karton und Tischplatte – erfolgt die dritte Reflexion. Die Tischplatte besteht aus lasiertem Hartholz, was eine relative Permittivität im Bereich von $\epsilon'_r \approx 3,5$ bis 5 besitzt [Kuc04]. Dies führt mit (2.13) zu einem maximalen Reflexionsfaktor von $10 \log_{10}(|\Gamma|^2) \approx -11,00 \text{ dB}$. Dies stellt den *worst case* dar, da das Echo des Objekts umso schwieriger zu detektieren ist, je stärker das Echo der Tischplatte ist. Zur Berechnung des Leistungsanteils dieses Echos sind ebenfalls die Transmissionsverluste und die Dämpfungen auf Hin- und Rückweg des Signals zu berücksichtigen. Dadurch ergibt sich folgende Approximation für den Leistungsanteil des Echos von der Tischplatte

$$\begin{aligned} \frac{P_{\text{out,Tisch}}}{P_{\text{in}}} &\approx -11,00 \text{ dB} - 2 \cdot (0,05 \text{ dB} + 0,42 \text{ dB} \\ &\quad + 0,05 \text{ dB} + 0,19 \text{ dB} + 0,72 \text{ dB} + 0,04 \text{ dB} + 0,42 \text{ dB}) \\ &= -14,78 \text{ dB} \end{aligned}$$

im Vergleich zum einfallenden Signal.

Die Leistungsbetrachtung ist in Abbildung 6.4 veranschaulicht. Bei vorhandenem Objekt (Fall (a)) ergibt sich somit ein Dynamikbereich des Szenarios von

$$DR_{S(a)} < -14,78 \text{ dB} - (-19,40 \text{ dB}) = 4,62 \text{ dB} .$$

Ist das Objekt nicht vorhanden (Fall (b)), so ergibt sich analog

$$DR_{S(b)} = -12,98 \text{ dB} - (-19,40 \text{ dB}) = 6,42 \text{ dB}$$

als *maximaler* Dynamikbereich des Szenarios.

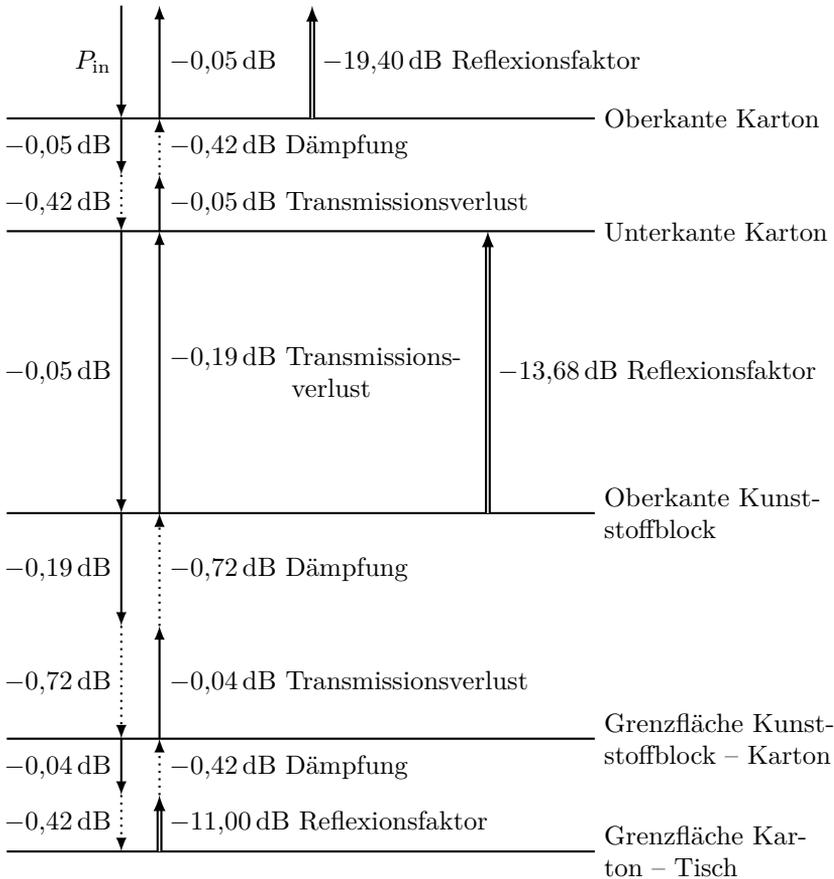


Abbildung 6.4: Leistungsbetrachtung der Anwendung *Through-the-Box detection* bei vorhandenem Objekt. Einfache durchgezogene Pfeile repräsentieren den an der jeweiligen Schicht entstehenden Transmissionsverlust und gepunktete Pfeile die Dämpfung der Leistung beim Durchgang durch eine Schicht. Doppelpfeile stehen für den an einer Schicht reflektierten Leistungsanteil. Zur Bestimmung des resultierenden Leistungsanteils eines Echos muss der Weg der elektromagnetischen Welle entlang der entsprechenden Pfeile nachverfolgt werden. Dabei sind sämtliche angegebenen Werte zum Gesamtanteil zu addieren.

Tabelle 6.2: Anforderungen der Anwendung *Through-the-Box Detection*

Parameter	Symbol	Wert
Entfernungsauflösung	ΔR	< 5,7 cm
Minimale Entfernung	R_{\min}	0,3 m
Maximale Entfernung	R_{\max}	0,5 m
Öffnungswinkel Azimut	Θ_{HB}	10°
Öffnungswinkel Elevation	Φ_{HB}	6°
Dynamikbereich des Szenarios	DR_{S}	6,42 dB
Geschwindigkeitsmessung/-auflösung [†]	-	-
Azimutmessung [‡]	-	-

[†] Nicht benötigt, da Anwendung statisch.

[‡] Nicht benötigt, da nur Ziele entlang der Radar-Mittelachse beleuchtet werden.

Die Anforderungen des Szenarios sind in Tabelle 6.2 zusammengefasst.

6.3.3 Parametrisierung

Aus den in Tabelle 6.2 dargestellten Randbedingungen der Anwendung wurden gemäß des Vorgehens aus Abschnitt 5.10 die in Tabelle 6.3 gegebenen Werte zur Parametrisierung des Radars ermittelt. Obwohl die Messung statisch stattfindet, wurde die Anzahl an Chirps zu $K = 8$ gewählt, wodurch die Fähigkeit zur Auflösung der Geschwindigkeit mit einem in diesem Fall geringen Eindeutigkeitsbereich entsteht. Dadurch kann sichergestellt werden, dass erst detektiert wird, wenn die Objekte stationär sind.

Die Fusion der beiden Antennenzüge wurde mittels Beamforming durchgeführt, vgl. Abschnitt 5.7.1, da für die Anwendung keine Winkelinformation benötigt wird. In diesem Fall vereint Beamforming den höchsten SNR-Gewinn mit der niedrigsten Komplexität, vgl. Abschnitt 5.7.4. Als Schätzer wurde für maximale Entfernungsgenauigkeit die iterative Chirp-Z-Transformation verwendet, vgl. Abschnitt 5.8.5. Zur Begrenzung des

Tabelle 6.3: Parametrisierung des Radars für die Anwendung *Through-the-Box Detection*

Parameter	Symbol	Wert
Bandbreite	B	7 GHz
Startfrequenz Chirp	f_T	57 GHz
Abtastrate	$f_{A_{\max}}$	10 kHz
Anzahl Chirps	L	8
Samples pro Chirp	K	100
Transiente Samples	N_{trans}	1
Anzahl Empfangsantennen	N_{Ant}	2
Chirpdauer	T_c	10 ms
Fenster	-	Chebyshev
PSL	PSL	-38,82 dB
Detektor	-	OS-CFAR
Referenzzellen	N_{ref}	144
Schutzzellen	N_G	24
CFAR-Rang	ρ	0,78
Sendeleistung	P_t	3 dBm

RMSE-Schätzfehlers auf 0,01 Entfernungszellen² wird ein minimales SNR von 32,4 dB gefordert, vgl. Abbildung 5.25. Dies führt nach (5.90) zu einem geforderten PSL von

$$PSL_{\text{dB}} \leq -(32,4 \text{ dB} + 6,42 \text{ dB}) = -38,82 \text{ dB}.$$

Für das Chebyshev-Fenster mit einem PSL von -38,82 dB beträgt $\beta_R = 1,2$, woraus mit (2.68) eine theoretische Entfernungsauflösung von $\Delta R \approx 2,57 \text{ cm}$ folgt und mit (2.69) eine theoretische Auflösung der Radialgeschwindigkeit von $\Delta v_r \approx 0,04 \text{ m/s}$.

Die mit dieser Parametrisierung erreichbare Leistungsfähigkeit ist in

²Dies dient zur Unterscheidung der Fälle (a) und (c) aus Abschnitt 6.3.2 und wird in Abschnitt 6.3.5 erläutert.

Tabelle 6.4: Leistungsfähigkeit von Wellenform und Signalverarbeitung in der Anwendung *Through-the-Box Detection*

Parameter	Symbol	Wert
Entfernungsauflösung [†]	ΔR	2,57 cm
Entfernungseindeutigkeitsbereich	$R_{\max, \text{ua}}$	2,14 m
Auflösung der Radialgeschwindigkeit [†]	Δv_r	0,04 m/s
Eindeutigkeitsbereich der Radialgeschwindigkeit	$v_{r\max, \text{ua}}$	$\pm 0,12$ m/s
Integrationsgewinn [‡]	G_I	32 dB

[†] Inklusive der Faktoren $\beta_R = \beta_{v_r} = 1,2$ des Fensters.

[‡] Inklusive des Gewinns durch Beamforming.

Tabelle 6.4 zusammengefasst.

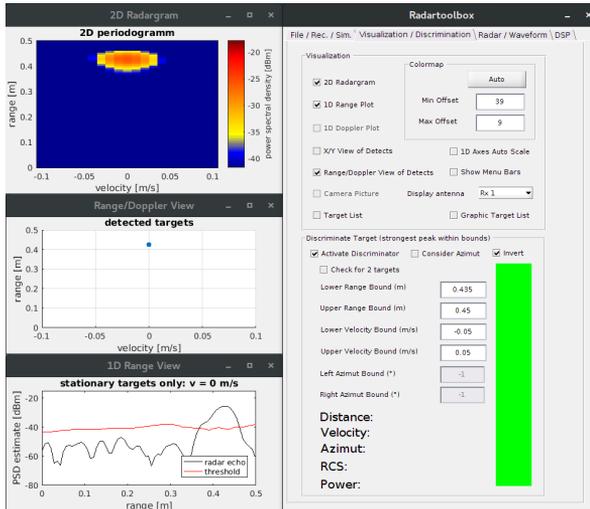
6.3.4 Simulation

Anhand vorgenannter Parametrisierung wurde das Szenario zunächst simuliert. Die Ausgabe der *Radartoolbox* für die beiden Fälle (a) Verpackung mit Objekt und (b) Verpackung ohne Objekt ist in Abbildung 6.5 abgebildet. Im Fall (b), ohne Objekt, sind zwei deutlich voneinander getrennte Maxima auszumachen. Diese entsprechen der Oberkante des Kartons und der Tischoberfläche. Im Fall (a) überlagern sich die drei Keulen additiv und verschmelzen zu einer einzigen breiten Keule. Die einzelnen Ziele sind nicht mehr voneinander trennbar, obwohl die nominelle Entfernungsauflösung von 2,57 cm geringer ist als der Abstand der beiden obersten Ziele von 3,7 cm. Dies lässt sich durch den Leistungsunterschied der beiden Ziele erklären.

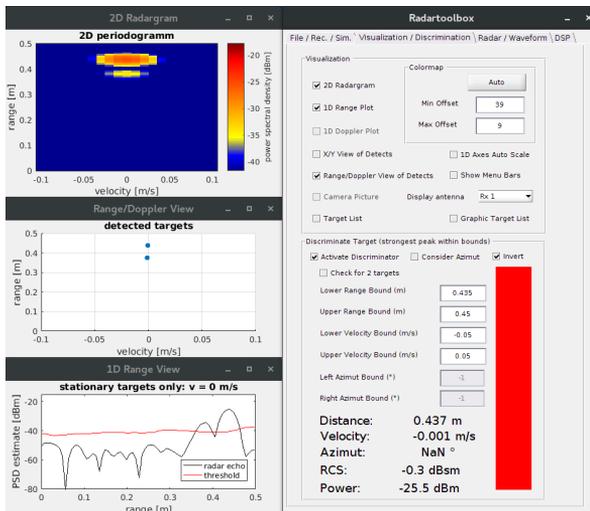
6.3.5 Algorithmen zur Nachverarbeitung

Anhand der Abbildung 6.5 lässt sich folgender Algorithmus der Nachverarbeitung nachvollziehen, um die drei Fälle korrekt voneinander unterscheiden zu können: Werden zwei Ziele im erwarteten Bereich detektiert,

6.3 Through-the-Box Detection



(a) Verpackung mit Inhalt. Die drei Echos verschmelzen zu einem einzigen Peak.



(b) Verpackung ohne Inhalt. Beide Echos sind eindeutig voneinander getrennt.

Abbildung 6.5: Simulation der Anwendung *Through-the-Box Detection* mit der *Radartoolbox*.

so kann darauf geschlossen werden, dass der Karton leer ist (Fall (b)). Wird hingegen nur ein Ziel detektiert, so ist der Karton entweder voll oder nicht vorhanden, d. h. die blanke Tischplatte wird beleuchtet (Fall (a) oder (c)).

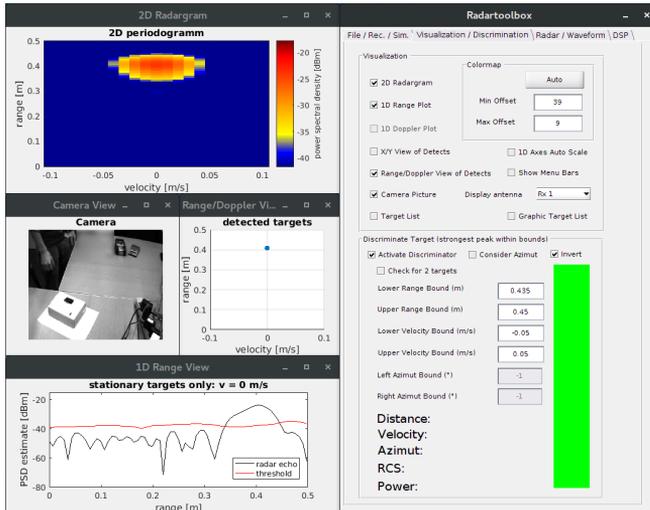
Um zusätzlich auch zwischen den beiden Fällen (a) und (c) unterscheiden zu können, muss eine weitere Regel angewendet werden. Dazu muss ein Unterscheidungsmerkmal zwischen der Summenkeule von Karton, Kunststoffblock und Tischplatte, und der Keule, die entsteht, wenn nur die Tischplatte beleuchtet wird, gefunden werden. Diese ergibt sich daraus, dass das Maximum der Summenkeule gegenüber der Einzelkeule der Tischplatte geringfügig hin zu näheren Entfernungen verschoben ist. In der Simulation wurde die Summenkeule bei 42,8 cm detektiert, im Vergleich zum Echo der alleinigen Tischplatte bei 43,7 cm. Daher lässt das Vorhandensein des weiter entfernten Hintergrundechos darauf schließen, dass kein Karton vorhanden ist, also Fall (c) vorliegt. Andernfalls handelt es sich um Fall (a).

Diese Regeln zur Diskrimination wurden in die *Radartoolbox* implementiert und in der Simulation erfolgreich getestet. Sie sind für das Schalten der „Ampel“ in Abbildung 6.5 verantwortlich.

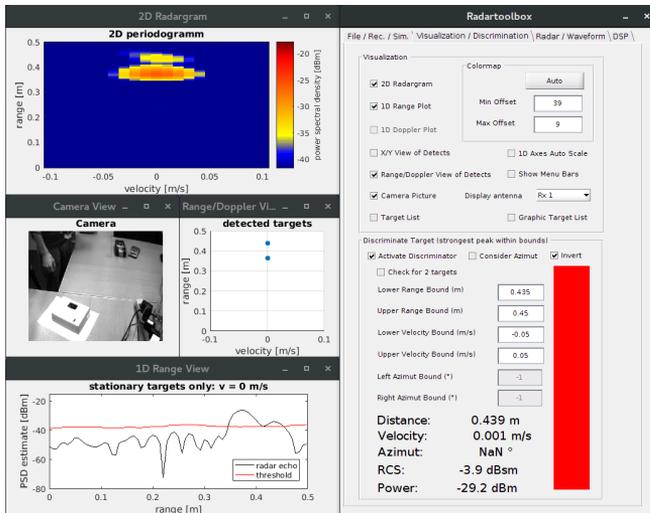
6.3.6 Messungen

Nach erfolgreichem Test der Algorithmen in der Simulation wurden Messungen durchgeführt, um zu sehen, inwiefern die Ergebnisse der Simulation auf die Praxis übertragbar sind. Die Wellenform und das Radar wurden gemäß Tabelle 6.3 konfiguriert. Zur Erleichterung der Interpretation der Ergebnisse wurden die Messungen zusätzlich mit einer Webcam aufgezeichnet. Zwei Ausschnitte aus den Messungen sind in Abbildung 6.6 zu sehen. Zum einen Situation (a), mit vorhandenem Verpackungsinhalt: ebenso wie in der Simulation verschmelzen die drei Echos zu einem einzigen nicht auflösbaren Peak. Zum anderen Situation (b), mit leerer Verpackung: auch hier zeigt sich ein ähnliches Bild wie in der Simulation. Es werden zwei getrennte Ziele im relevanten Bereich detektiert.

Bei den eigentlichen Zielen von Interesse wird im Gegensatz zur Simulation das nähere Zieles Echo mit einer höheren Leistung empfangen als das weiter entfernte. Der Grund hierfür liegt einerseits in der nicht berücksichtigten



(a) Verpackung mit Inhalt. Die drei Echos sind nicht trennbar, da sie zu einem einzigen breiten Peak verschmelzen.



(b) Verpackung ohne Inhalt. Beide Echos sind eindeutig voneinander trennbar.

Abbildung 6.6: Messung der Anwendung *Through-the-Box Detection* mit der *Radartoolbox*.

Freiraumdämpfung und andererseits in den Abweichungen der tatsächlichen Werte von den theoretischen Werten für die relative Permittivität von Holz und Pappe sowie für die Dämpfung in Pappe. Diese müssen folglich größer als angenommen sein. Insbesondere für die Dämpfung in Pappe wird ein höherer Wert während der Messung vermutet, der durch die schwankende Feuchtigkeit der hygroskopischen Pappe zustande kommen kann. Zusätzlich führt die nicht berücksichtigte Doppelreflexion an Ober- und Unterseite des Kartons zu Abweichungen der gemessenen Leistung.

6.3.7 Diskussion

Es konnte der praktische Nachweis erbracht werden, dass es mit Radar möglich ist, Objekte im Nahbereich in Situationen mit geringen geometrischen Abmessungen durch Pappkarton hindurch zu detektieren. Dazu wurde das Radar gemäß der Theorie aus den Kapiteln 3 bis 5 ausgelegt und eine anwendungsspezifische Nachverarbeitung entwickelt. Die Ergebnisse in Simulation und Praxis stimmen weitgehend überein. Abweichungen ergaben sich aufgrund der nicht exakt bekannten Ausbreitungseigenschaften in den verwendeten dielektrischen Materialien.

Die Untersuchung bekräftigt darüber hinaus den Grundsatz, dass zwar allgemein gültige Regeln zur Auslegung eines Radars, das gegebene Anforderungen erfüllt, gelten; die Gewinnung dieser Anforderungen aus dem praktischen Szenario sowie die Nachverarbeitung der vom Radar ausgegebenen Ziellisten sind jedoch immer sehr spezifisch im Kontext des jeweiligen Szenarios durchzuführen und auf dieses anzupassen.

6.4 Gestenerkennung durch merkmalsbasierte Klassifikation

Die zweite Nahbereichsradar-Anwendung, die im Rahmen dieser Arbeit untersucht wurde, ist die automatische Klassifikation menschlicher Hand- und Körpergesten. Dazu wurde erneut der Demonstrator aus Abschnitt 6.1 zusammen mit der *Radartoolbox* aus Abschnitt 6.2 verwendet, um Messungen durchzuführen und diese mit der in Kapitel 5 beschriebenen Signalverarbeitungskette zu verarbeiten.

Merkmale wurden sowohl aus den Rohdaten als auch aus den mit der Radarsignalverarbeitung erzeugten Ziellisten extrahiert. Diese Merkmale wurden für eine Klassifikation mit dem Nächster-Nachbar-Klassifikator und dem Q -Nächster-Nachbar-Klassifikator, siehe Abschnitt 2.10, herangezogen und ihre Klassifikationsleistung untersucht. Ziel dieser Untersuchung ist es:

1. Geeignete Merkmale in den Radarmessungen für die Gestenklassifikation zu identifizieren
2. Die Radarsignalverarbeitung für die Gestenerkennung optimal einzustellen
3. Einen Machbarkeitsnachweis zur Erkennung von Hand- und Körpergesten (nicht Fingergesten, wie in [Lie16; Wan16]) mit einem Radar als alleinigem Sensor zu erbringen (ohne Datenfusion mit anderen Sensoren, wie in [Mol15a])

6.4.1 Szenario und Gesten

Gegenstand des untersuchten Szenarios ist die Mensch-Maschine-Interaktion zwischen einer Person und einem Computer mittels Gesten. Im Rahmen dieses Szenarios wurden acht verschiedene Gesten entworfen, die klassifiziert werden sollen. Diese sind in Tabelle 6.5 aufgelistet. Ein möglicher Anwendungsfall ist z. B., dass sich der Bildschirm automatisch einschaltet, wenn man auf einem Bürostuhl Platz nimmt und an den Schreibtisch heranrückt und dass er sich automatisch ausschaltet, wenn man den Stuhl zurückrollt, um aufzustehen.

Die Gemeinsamkeit der Gesten besteht darin, dass jede Geste durch die Bewegung eines spezifischen Körperteils gekennzeichnet ist. Dieses Körperteil ist bei den meisten Gesten die Hand, außer bei den beiden oben beschriebenen Gesten *Stuhlbewegung nach hinten* und *Stuhlbewegung nach vorn*, bei denen es der Oberkörper ist sowie bei der Geste *Kopfnicken*, die mit dem Kopf ausgeführt wird.

Alle Gesten werden ohne Werkzeuge ausgeführt. Bei der Stuhlbewegung dient der Stuhl nicht als Reflektor für das Radar, sondern ist notwendig, um die Bewegung überhaupt ausführen zu können.

Tabelle 6.5: Zu klassifizierende Gesten

Klassen- index	Bezeichnung der Geste	Beschreibung
1	Herwinken	Geste, die man machen würde, um einer Person zu signalisieren, herzukommen.
2	Stuhlbewegung nach hinten	Wegrücken vom Schreibtisch und Aufstehen von einem Bürostuhl
3	Stuhlbewegung nach vorn	Hinsetzen auf einen Bürostuhl und Heranrücken an den Schreibtisch.
4	Kopfnicken	Einmaliges Kopfnicken zur Bestätigung
5	Ziehen	pantomimisches Ziehen vom Sensor weg
6	Drücken	pantomimisches Drücken zum Sensor hin
7	Wischen nach rechts	pantomimisches Wischen mit der ganzen Hand nach rechts
8	Winken	Schnelles Vor- und Zurückklappen der Hand aus dem Handgelenk heraus mit dem Unterarm rechtwinklig zur Hauptstrahlrichtung des Radars

Die zentrale Idee zur Klassifikation der Gesten besteht darin, die Zielparameter (Geschwindigkeit, Entfernung, RCS, Azimut) des jeweiligen charakteristischen Körperteils zu bestimmen und während der Dauer der Geste zu verfolgen, um daraus Trajektorien zu erzeugen, die dann als Merkmale zur Trennung der Klassen dienen.

6.4.2 Randbedingungen und Messaufbau

Der Messaufbau zur Aufzeichnung der Gesten ist in Abbildung 6.7 zu sehen. Er besteht aus dem in Abschnitt 6.1 beschriebenen Radar-Experimentalsystem, das mittels eines Stativs oberhalb eines Bildschirms fixiert wird und den Bediener vor dem Bildschirm elektromagnetisch beleuchtet. Zusätzlich ist eine Webcam oberhalb des Bildschirms angebracht, die gleichzeitig zur Radarmessung eine Videoaufzeichnung durchführt. Dies erleichtert die

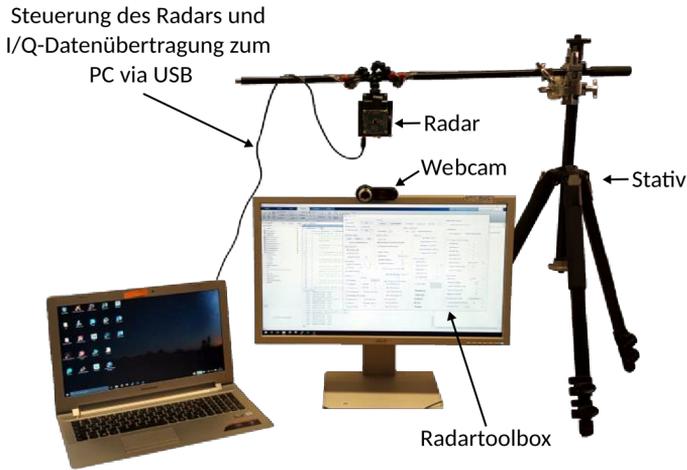


Abbildung 6.7: Messaufbau zur Gestenerkennung.

spätere Interpretation der Messungen. Das Radar ist mit einem PC verbunden, auf dem die *Radartoolbox* läuft, mit der die Messungen konfiguriert, durchgeführt und aufgezeichnet werden.

Da die Gesten unmittelbar vor dem Bildschirm stattfinden, genügt ein Entfernungseindeutigkeitsbereich von 2 m. Die Entfernungsaufösung sollte hoch genug sein, sodass die Hand der Testperson sowohl vom Körper als auch vom Tisch unterschieden werden kann. Daher wird ein Wert von maximal 5 cm angesetzt.

Die maximale Geschwindigkeit, mit der Personen Gesten ausführen, wurde durch informelle Tests zu 1 m/s bestimmt. Zur Unterscheidung zwischen Bewegungen und statischem Clutter wie dem Schreibtisch oder ruhenden Körperteilen wird eine hohe Geschwindigkeitsauflösung von mindestens 0,1 m/s angestrebt, um auch langsame Bewegungen sicher detektieren zu können. Diese Grenze liegt beim Doppelten des in der Literatur zu findenden Werts von 0,05 m/s, jedoch wird in der Literatur keine Verschlechterung durch die Fensterung berücksichtigt [Mol15b; Mol15a].

Der Antennenfußabdruck in der typischen Entfernung eines Nutzers vom Bildschirm von 0,5 m sollte nicht zu schmal sein, da sonst bei Gesten, wie *Wischen nach rechts*, wertvolle Information verloren geht. In der maxima-

len Entfernung von 2 m darf er jedoch andererseits auch nicht zu breit sein, um Störungen bspw. durch vorbeigehende Personen auszublenden. Fordert man in einer Entfernung von 2 m einen Fußabdruck von 2 m Breite, so führt dies auf eine Halbwertsbreite der kombinierten Antennenkeule, vgl. (2.79), von

$$\Theta_{\text{HB}} = 2 \arctan(1/2) \approx 53^\circ.$$

Mit diesem Wert ergibt sich die Halbwertsbreite in einer Entfernung von 0,5 m gemäß des Strahlensatzes zu 0,5 m, was angesichts der Schulterbreite eines Menschen für ausreichend erachtet wird. Für die Elevation gilt dasselbe.

Das RCS einer Hand bei 60 GHz schwankt je nach ihrer Ausrichtung zwischen -45 dBsm und -20 dBsm [HGW16]. Demgegenüber steht das RCS des Oberkörpers. In [FC13] wurden Messungen des RCS einer Person bei 77 GHz veröffentlicht. Je nach Statur und Kleidung betragen die gemessenen Werte zwischen -3 dBsm und -7 dBsm. Daraus folgt ein maximaler Dynamikbereich des Szenarios von

$$DR_{\text{S}} = -3 \text{ dBsm} - (-45 \text{ dBsm}) = 42 \text{ dB}.$$

Die Randbedingungen der Anwendung fasst Tabelle 6.6 zusammen.

6.4.3 Parametrisierung

Aus den in Tabelle 6.6 dargestellten Randbedingungen der Anwendung wurden gemäß des Vorgehens aus Abschnitt 5.10 die in Tabelle 6.7 gegebenen Werte zur Parametrisierung des Radars und der Signalverarbeitung ermittelt. Daraus ergeben sich für die Leistungsfähigkeit von Radar und Wellenform die in Tabelle 6.8 angegebenen Parameter.

Die Datenfusion erfolgt via binärer Integration, vgl. Abschnitt 5.7.3, da Winkelinformation benötigt wird.³ Die Interpolation der geschätzten Parameter wurde mit der Methode nach Jacobsen und Kootsookos, vgl.

³Wegen des höheren Integrationsgewinns wäre die Fusion mittels des Kreuzleistungsdichtespektrums, vgl. Abschnitt 5.7.2, noch geeigneter. Dieses Verfahren war jedoch zum Zeitpunkt der Untersuchungen zur Gestenerkennung noch in der Erforschung.

Tabelle 6.6: Randbedingungen der Anwendung *Gestenerkennung*

Parameter	Symbol	Wert
Entfernungsauflösung	ΔR	< 5 cm
Minimale Entfernung	R_{\min}	0,2 m
Maximale Entfernung	R_{\max}	2 m
Öffnungswinkel Azimut	Θ_{HB}	52°
Öffnungswinkel Elevation	Φ_{HB}	52°
Minimaler RCS	RCS_{\min}	-45 dBsm
Maximaler RCS	RCS_{\max}	-3 dBsm
Geschwindigkeitsauflösung	Δv_r	< 0,1 m/s
Eindeutigkeitsbereich der Radialgeschwindigkeit	$[v_{r\min}; v_{r\max}]$	± 1 m/s

Abschnitt 5.8.4, durchgeführt. Dieser Algorithmus ist von den Interpolationsalgorithmen aus Abschnitt 5.8 der beste mit geringer Komplexität, der ohne SNR-Schätzung auskommt.

Ein Kommentar sollte zum eingestellten PSL (siehe Tabelle 6.7) gemacht werden: Obwohl der Dynamikbereich des Szenarios nur 42 dB beträgt und mit der gewählten Fusionsmethode ein SNR von 11,8 dB zum Erreichen des Referenzpunkts in der ROC von $P_D = 0,95$ und $P_{\text{FA}} = 10^{-6}$ genügt (vgl. Abbildung 5.21), wurde das Blackman-Harris-Fenster mit einem PSL von -92 dB verwendet. Der Grund hierfür war erneut die Forderung nach einer möglichst genauen Parameterschätzung. Aufgrund der geforderten Öffnungswinkel wurde das Radar ohne dielektrische Linse betrieben. Zum Erreichen eines RMSE von 0,01 *bins* wird mit der Methode nach Jacobsen und Kootsookos gemäß Abbildung 5.25 ein spektrales SNR von 38 dB benötigt.

6.4.4 Merkmalsextraktion und -bewertung

Der NN-Klassifikator und der QNN-Klassifikator, vgl. Abschnitt 2.10, benötigen Merkmale mit ausreichender Unterscheidungskraft, um die

Tabelle 6.7: Parametrisierung des Radars zur Gestenerkennung

Parameter	Symbol	Wert
Bandbreite	B	7 GHz
Startfrequenz Chirp	f_T	57 GHz
Abtastrate	$f_{A_{\max}}$	100 kHz
Anzahl Chirps	L	64
Samples pro Chirp	K	100
Transiente Samples	N_{trans}	2
Anzahl Empfangsantennen	N_{Ant}	2
Chirpdauer	T_c	1 ms
Fenster	-	Blackman-Harris [†]
Peak sidelobe level	PSL	-92 dB
Detektor	-	OSCA-CFAR
Referenzzellen	N_{ref}	120
Schutzzellen	N_G	$7 \times 7 - 1 = 48$
CFAR-Rang	ρ	0,5
Sendeleistung	P_t	8 dBm

[†] Minimum 4-Terme Blackman-Harris Fenster mit $\beta_R = \beta_{v_r} = 1,90$.

Tabelle 6.8: Leistungsfähigkeit von Wellenform und Radarsignalverarbeitung zur Gestenerkennung

Parameter	Symbol	Wert
Entfernungsauflösung [†]	ΔR	4,07 cm
Entfernungseindeutigkeitsbereich	$R_{\text{max,ua}}$	2,14 m
Auflösung der Radialgeschwindigkeit [†]	Δv_r	0,07 m/s
Eindeutigkeitsbereich der Radialgeschwindigkeit	$v_{r,\text{max,ua}}$	$\pm 1,21$ m/s
Integrationsgewinn	G_I	41 dB

[†] Inklusive der Faktoren β_R und β_{v_r} des Fensters.

untersuchten Klassen trennen zu können. Dazu werden drei verschiedene Arten von Merkmalen aus den Messungen extrahiert und untersucht:

- I. Spannweiten der Inphasen- und Quadraturkomponente des komplexen Basisbandsignals $z[k]$:

$$\delta_{\text{Re}} = \max_k \{\text{Re}\{z_1[k]\}, \text{Re}\{z_2[k]\}\} - \min_k \{\text{Re}\{z_1[k]\}, \text{Re}\{z_2[k]\}\}$$

$$\delta_{\text{Im}} = \max_k \{\text{Im}\{z_1[k]\}, \text{Im}\{z_2[k]\}\} - \min_k \{\text{Im}\{z_1[k]\}, \text{Im}\{z_2[k]\}\}$$

- II. Trajektorien $\mathbf{R}, \mathbf{v}_r, \boldsymbol{\theta}, \mathbf{RCS} \in \mathbb{R}^{N_{\text{Mess}}}$ der über N_{Mess} Messungen hinweg beobachteten Parameter des *charakteristischen Ziels* der Szene. Bei den durchgeführten Messungen betrug $N_{\text{Mess}} = 43$.

- III. Extrema der Zielparameter während der Beobachtungsdauer:

$$\{v_{r_{\min}}, v_{r_{\max}}, R_{\min}, R_{\max}, RCS_{\min}, RCS_{\max}, \theta_{\min}, \theta_{\max}\}$$

Die Spannweiten der I/Q-Komponenten wurden bereits in [Wan14] erfolgreich verwendet, um drei Gesten voneinander zu unterscheiden.

Zur Merkmalsextraktion werden die folgenden Schritte durchgeführt:

1. Radarsignalverarbeitung gemäß Kapitel 5 zur Erzeugung von Ziellisten, mit den in Abschnitt 6.4.3 und in Tabelle 6.7 angegebenen Parametern
2. Filterung der Ziellisten durch Entfernung statischer und schwacher Ziele, sodass nur ein Ziel pro Messung übrig bleibt – das *charakteristische Ziel* der jeweiligen Geste
3. Zusammenfassung der Zielparameter aufeinanderfolgender Messungen in den oben unter I. beschriebenen Trajektorien und Längen Anpassung der aufgezeichneten Trajektorien auf die Referenzlänge der Testdaten
4. Normierung von Wert- und Zeitachse der Trajektorien auf ein einheitliches Intervall, das aus den Extrema der Merkmale der Trainingsdaten gewonnen wird

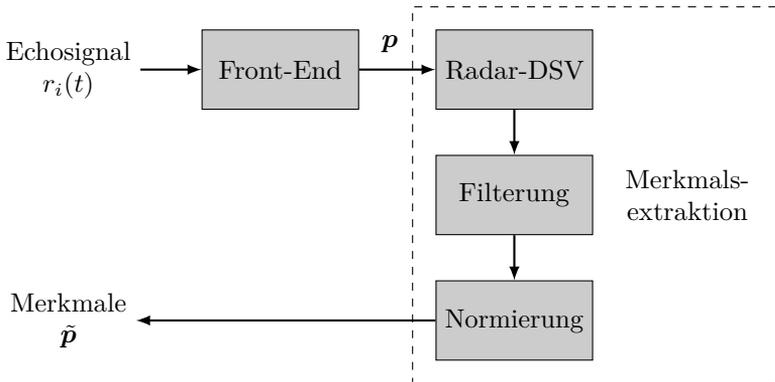


Abbildung 6.8: Signalverarbeitungskette zur Merkmalsextraktion.

Das Vorgehen zur Merkmalsextraktion ist im Blockschaltbild in Abbildung 6.8 dargestellt. Im Folgenden wird die Bewertung und Auswahl der Merkmale erläutert.

Statistische Bewertung der Merkmale: Da die ausgewählten Merkmale einen großen Einfluss auf das Ergebnis der Klassifikation haben, ist es wichtig, deren Unterscheidungskraft zu bewerten und nur diejenigen zu berücksichtigen, die auch tatsächlich der Klassifikation dienlich sind.

Zur Evaluation wurden verschiedene Metriken auf die Merkmalsvektoren p_c bekannter Muster aus den Trainingsdaten angewandt [FGJ17]. Zum Einen wurden die einzelnen Merkmale anhand der folgenden Metriken *getrennt* bewertet:

- Transformation zwischen dem jeweiligen Merkmal p_c und dem Klassenindex c [Sch96]
- Korrelation zwischen dem jeweiligen Merkmal p_c und dem Ergebnisvektor y_c [Sch96]
- Mittlere Klassendistanz via *Bhattacharyya-Abstand* [Nie74]:

$$\bar{J}_{\tilde{p}} = \frac{2}{C(C-1)} \sum_{\kappa=1}^C \sum_{\lambda=\kappa+1}^C J_{\kappa\lambda\tilde{p}}$$

mit dem Bhattacharyya-Abstand

$$J_{\kappa\lambda\tilde{p}} = -\ln \left(\int (P(\tilde{p}|c_\kappa)P(\tilde{p}|c_\lambda))^{1/2} d\tilde{p} \right)$$

Zum Anderen wurden Gruppen von Merkmalen gemeinsam evaluiert. Dafür wurde die Trennbarkeit des Merkmalsvektors herangezogen [Sch96]. Weitere Details sind in [FGJ17] zu finden.

Automatische Merkmalsauswahl: Die im vorherigen Abschnitt beschriebenen Verfahren wurden zur Implementierung einer automatischen Merkmalsauswahl verwendet, die eine vorgegebene Anzahl \tilde{N}_M an Merkmalen mit der höchsten Unterscheidungskraft basierend auf den Trainingsdaten bestimmt. Dadurch wird die Komplexität der Klassifikation reduziert und das Klassifikationsergebnis im Vergleich zur Verwendung aller Merkmale verbessert. Zu diesem Zweck wurden die folgenden Strategien untersucht:

- (a) Getrennte Bewertung jedes einzelnen Merkmals und Auswahl der \tilde{N}_M Merkmale mit der höchsten Wertung
- (b) Iterative Merkmalsauswahl auf der Grundlage der relativen Wertung im Vergleich zu den bereits ausgewählten Merkmalen durch Berücksichtigung des maximalen Korrelationskoeffizienten $\rho_{\tilde{p}\mu, \max}$ zu bereits ausgewählten Merkmalen μ :

$$\tilde{J}_{\tilde{p}} = (1 - \beta) \underbrace{\frac{\bar{J}_{\tilde{p}} - J_{\min}}{J_{\max} - J_{\min}}}_{\in [0;1]} + \beta(1 - \rho_{\tilde{p}\mu, \max}), \quad 0 \leq \beta \leq 1$$

Dabei sind J_{\min} und J_{\max} die bislang minimale und maximale Wertung sowie β ein empirisch bestimmter Gewichtungsfaktor des Korrelationskoeffizienten, wobei $\beta = 0.3$ zu den besten Ergebnissen führte.

- (c) Auswahl des Merkmals, das am meisten zur Trennung des schwierigsten Klassenpaares beiträgt

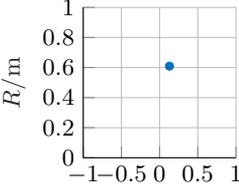
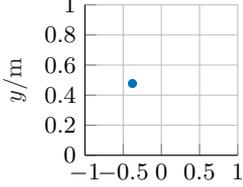
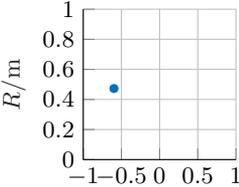
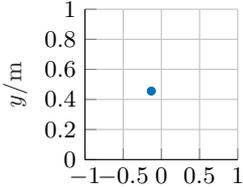
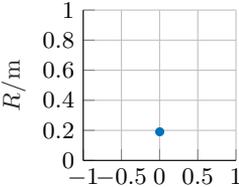
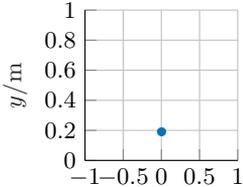
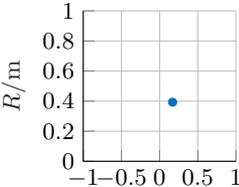
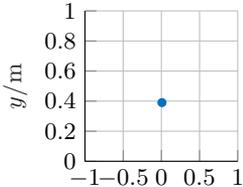
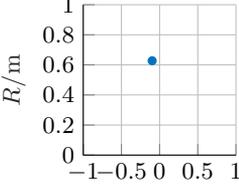
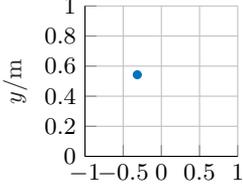
6.4.5 Messungen und Ergebnisse

Um den Machbarkeitsnachweis der Gestenerkennung mit einem Radar als ausschließlichem Sensor zu erbringen, wurde eine Messkampagne durchgeführt. Zwei Testpersonen zeichneten jeweils 30 Trainings- und 15 Testmessungen für jede der acht Gesten aus Tabelle 6.5 auf. Die Merkmale der aufgezeichneten Gesten wurden mittels der in Abschnitt 6.4.4 beschriebenen Vorgehensweise extrahiert. Eine exemplarische Darstellung von Ausschnitten des aufgezeichneten Videobildes der Geste *Herwinken* mit den dazugehörigen gefilterten Detektionsdaten in der R/v_r - und in der x/y -Ebene sind in Tabelle 6.9 dargestellt. Die Zeitpunkte t_i mit $t_1 < t_2 < \dots < t_5$ verstehen sich zeitlich aufeinanderfolgenden Messzeitpunkte, wobei einige Messungen zwischen den dargestellten ausgelassen wurden, um eine kompakte Darstellung zu ermöglichen. Während der Zeitpunkte t_1 bis t_4 wird die Hand aufgrund ihrer Relativgeschwindigkeit als charakteristisches Ziel detektiert; in der letzten dargestellten Messung zum Zeitpunkt t_5 ist es der Ellenbogen.

Anhand der extrahierten Merkmale wurden die Gesten zunächst mit dem NN-Klassifikator klassifiziert. Mittels automatischer Auswahl von 28 Merkmalen nach Abschnitt 6.4.4, Strategie (b), und dem Bhattacharyya-Abstand als Bewertungskriterium wurden die besten Ergebnisse erzielt. Im Durchschnitt wurden 95,83 % der Messungen korrekt klassifiziert. Die detaillierten Ergebnisse sind in Form einer Vertauschungsmatrix in Tabelle 6.10a gegeben.

Mit dem Q -Nächster-Nachbar-Klassifikator wurden ebenfalls vielversprechende Ergebnisse erzielt. Ein 9-NN-Klassifikator mit $Q_0 = 5$ erzielte eine mittlere Klassifikationsrate von 93 %, versagte jedoch bei der Rückweisung von Gesten, die keiner der Klassen angehörten. Zum Test der Rückweisungsfähigkeit wurden zusätzlich Bewegungen, die keiner der acht Gesten des trainierten Klassensatzes aus Tabelle 6.5 entsprechen, aufgezeichnet, bspw.: *Handbewegung nach oben*, *Handbewegung nach unten* und *Armrotation*. Diese wurden in einer Rückweisungsklasse mit dem Index 0 zusammengefasst. Die Rückweisung funktionierte jedoch zunächst nicht zufriedenstellend. Die Gesten der Rückweisungsklasse wurden in über 93,33 % der Fälle als Geste *Kopfnicken* klassifiziert. Dies liegt daran, dass sowohl die Geste *Kopfnicken* als auch die Gesten der Rückweisungsklasse geringe Relativgeschwindigkeiten und Winkeländerungen besitzen. Die

Tabelle 6.9: Messung der Geste *Herwinken* mit gefilterten Detektionsdaten

t	Kamerabild	gefilterte Detektionen	
		R/v -Ebene	x/y -Ebene
t_1			
t_2			
t_3			
t_4			
t_5			

$v_r/m s^{-1}$

x/m

6 Demonstrator und Anwendungen

Tabelle 6.10: Vertauschungswahrscheinlichkeiten der drei Klassifikatoren in Prozent.
Zeilenindex: Klasse des Testvektors; Spaltenindex: Ergebnisklasse

(a) Nächster-Nachbar-Klassifikator – mittlere Erfolgsrate: 95,83 %

c	1	2	3	4	5	6	7	8
1	73,33	0	0	20	0	0	0	6,67
2	0	100	0	0	0	0	0	0
3	0	0	100	0	0	0	0	0
4	0	0	0	100	0	0	0	0
5	6,67	0	0	0	93,33	0	0	0
6	0	0	0	0	0	100	0	0
7	0	0	0	0	0	0	100	0
8	0	0	0	0	0	0	0	100

(b) 9-Nächster-Nachbar-Klassifikator mit $Q_0 = 5$ – mittlere Erfolgsrate: 93,33 %

c	1	2	3	4	5	6	7	8	0
1	73,33	0	0	20	0	0	0	0	6,67
2	0	100	0	0	0	0	0	0	0
3	0	0	100	0	0	0	0	0	0
4	0	0	0	100	0	0	0	0	0
5	6,67	0	0	0	80	0	0	13,33	0
6	0	0	0	0	0	100	0	0	0
7	0	0	0	6,67	0	0	93,33	0	0
8	0	0	0	0	0	0	0	100	0
0	0	0	0	93,75	0	0	6,25	0	0

(c) 9-Nächster-Nachbar-Klassifikator mit $Q_0 = 7$ und optimiertem Klassensatz – mittlere Erfolgsrate: 96 %

c	2	3	5	6	8	0
2	100	0	0	0	0	0
3	0	100	0	0	0	0
5	0	0	86,67	0	13,33	0
6	0	0	0	93,33	0	6,67
8	0	0	0	0	100	0
0	0	6,25	18,75	0	0	75

detaillierten Ergebnisse sind als Vertauschungsmatrix in Tabelle 6.10b dargestellt.

Durch eine Verkleinerung des Gestensatzes bei gleichzeitiger Erhöhung von Q_0 des QNN-Klassifikators mit $Q = 9$ konnte die Rückweisungsfähigkeit verbessert werden. Eine gleichzeitige Entfernung von Gesten, die in Tabelle 6.10b geringe Erfolgsquoten aufzeigen, konnte darüber hinaus die Klassifikationsperformanz verbessern. Insgesamt wurden in einer weiteren Untersuchung daher die folgenden Gesten entfernt: *Herwinken*⁴ (1), *Kopfnicken*⁵ (4), *Wischen nach rechts* (7). Außerdem wurde die Entscheidungsgrenze Q_0 auf einen Wert von 7 angehoben. Dies führte zu einer Steigerung der korrekten Rückweisungsrate auf 75 % und der Rate korrekter Klassifikation auf 96 %. Die detaillierten Ergebnisse sind in der Vertauschungsmatrix in Tabelle 6.10c dargestellt.

6.4.6 Diskussion

Anhand der im vorigen Abschnitt dargelegten Ergebnisse wurde der Machbarkeitsnachweis für rein radarbasierte Erkennung menschlicher Gesten mit einem *low cost* Nahbereichsradar erbracht. Die Gesten involvieren Bewegungen von Hand, Arm, Körper und Kopf, sind weniger filigran als die in [Lie16] verwendeten Fingergesten und erfordern daher eine andere Herangehensweise.

Es wurde ein Ansatz zur Klassifikation vorgestellt, bei dem vorwiegend die Trajektorien der Zielparameter des charakteristischen Ziels der jeweiligen Geste als Merkmale verwendet werden. Zunächst wird dazu dieses Ziel isoliert und seine Parameter geschätzt. Vor Eingabe in den Klassifikator werden die Dauer und die Werte der geschätzten Trajektorien normiert.

Zudem wurde das Radarszenario dieser Anwendung analysiert und eine passende Parametrisierung für die Anwendung der Gestenerkennung hergeleitet und im Demonstrator umgesetzt.

Nachteilig an der vorgeschlagenen Filterung des charakteristischen Ziels ist es, dass Gesten, die explizit darauf basieren, dass mit mehreren Körperteilen mitunter auch gegenläufige Bewegungen ausgeführt werden, dadurch

⁴Entfernung aufgrund der Ähnlichkeit zur Geste *Ziehen* (5).

⁵Entfernung, da Gesten der Rückweisungsklasse als *Kopfnicken* klassifiziert wurden.

nicht klassifiziert werden können. Zukünftige Forschung in diesem Gebiet sollte sich damit auseinandersetzen, die Methode diesbezüglich zu erweitern, bspw. durch Verfolgung mehrerer Ziele.

Mittlere Raten korrekter Klassifikation von mehr als 95 % demonstrieren das Potenzial, das Radar für Anwendungen der Mensch-Maschine-Interaktionen besitzt. Die Untersuchungen wurden in [FGJ17] veröffentlicht.

Schlussfolgerungen und Ausblick

Diese Arbeit zeigt, wie mit der heute verfügbaren Millimeterwellenradartechnik Sensoren ausgelegt, aufgebaut und betrieben werden können, um in *low cost* Nahbereichsanwendungen eingesetzt zu werden. Ein umfassender Vergleich stellt die Vorteile linear frequenzmodulierter Wellenformen zu diesem Einsatzzweck heraus und identifiziert *linear chirp sequence frequency modulated continuous wave* (LCS-FMCW) als geeignetste Wellenform, um den Anforderungen niedriger Komplexität von Hardware und Signalverarbeitung sowie den Herausforderungen, die Nahbereichsszenarien an ein Radar stellen, zu begegnen. Diese bestehen insbesondere darin, den dichten Clutter effizient von den oftmals nicht oder nur sehr langsam bewegten Zielen zu trennen. Dazu ist einerseits eine hohe Auflösung sowohl der Entfernung als auch der Radialgeschwindigkeit notwendig, was LCS-FMCW bei entsprechender Dimensionierung bietet, sowie andererseits a-priori-Wissen über die geometrischen und statistischen Eigenschaften des Clutters.

Die Schlüsseltechnik einer günstigen Transceiver-Architektur ist der homodyne *stretch processor*. Unter den geometrischen Randbedingungen von Nahbereichsszenarien komprimiert er die hohe Bandbreite der Wellenform, die zum Auflösen der Ziele in der Entfernung notwendig ist, beim Umsetzen des Empfangssignals ins Basisband um bis zu mehrere Zehnerpotenzen. Dadurch können Analog-digital-Wandler mit niedrigen Abstraten eingesetzt werden und die Anforderungen an die Hardware zur digitalen Signalverarbeitung verringern sich drastisch.

Zur Auslegung und Parametrisierung des Radars wird ein Verfahren erarbeitet, das Folgendes ermöglicht:

- Die Anpassung des Radars an spezielle Anwendungen

7 Schlussfolgerungen und Ausblick

- Die Verwendung derselben Sensorplattform in verschiedensten Anwendungen durch unterschiedliche Parametrisierung
- Den Aufbau eines *Software Defined Radar*, das durch Rekonfiguration für unterschiedliche Anwendungen oder in unterschiedlichen Betriebsarten in derselben Anwendung eingesetzt werden kann

Der Ansatz wurde erfolgreich in zwei verschiedenen Aufgaben zur Anwendung gebracht:

- Detektion von Objekten durch eine Verpackung hindurch
- Gestenerkennung mit einem Radar als ausschließlichem Sensor

Dazu wurden geringfügig modifizierte kommerzielle Hardware und selbst entwickelte Software sowie anwendungsspezifische Auswertelgorithmen eingesetzt, die auf dem *general purpose* Prozessor eines aktuellen PCs ausgeführt wurden. Die erfolgreiche Demonstration der beiden Anwendungen bestätigt die praktische Relevanz der Untersuchungsergebnisse.

Die Ergebnisse dieser Arbeit eröffnen der Radartechnik neue Anwendungsfelder jenseits ihrer etablierten Einsatzgebiete. Der zukünftigen Forschung auf diesem Gebiet stellt sich daher die Aufgabe, neue Nahbereichsanwendungen zu identifizieren, zu untersuchen und die Robustheit der vorgestellten Techniken unter verschiedensten Randbedingungen zu überprüfen. Ein weiteres interessantes Thema ist die Reduktion der Komplexität der verwendeten Algorithmen der Radarsignalverarbeitung sowie deren effiziente und *echtzeitfähige* Implementierung auf *embedded* Hardware. Die Grundlagen dafür wurden in dieser Arbeit gelegt.

Akronyme

A/D	analog-digital
ADC	analog-digital converter
AF	Array-Faktor
AGC	automatic gain control
AWGN	additive white Gaussian noise
CA	cell averaging
CFAR	constant false alarm rate
CPI	coherent processing interval
CW	continuous wave
D/A	digital-analog
DAC	digital-analog converter
DDFS	direkte digitale Frequenzsynthese
DDS	direkte digitale Synthese
DFT	diskrete Fourier-Transformation
DR	dynamic range
DSP	digitaler Signalprozessor
DSV	digitale Signalverarbeitung
DTFT	discrete time Fourier transform

Akronyme

EM	elektromagnetisch
ENOB	effective number of bits
FFT	fast Fourier transform
FMCW	frequency modulated continuous wave
FOSCA	fast order statistics cell averaging
FPGA	field programmable gate array
GUI	graphical user interface
HF	Hochfrequenz/Hochfrequenztechnik
I/Q	Inphasen- und Quadraturkomponente
ISL	integrated sidelobe level
ISM	industrial, scientific and medical
LCS	linear chirp sequence
LDS	Leistungsdichtespektrum
LFM	lineare Frequenzmodulation
LFMCW	linear frequency modulated continuous wave
LGS	lineares Gleichungssystem
LNA	low noise amplifier
LO	Lokaloszillator
LSB	least significant bit
LUT	lookup table
MF	Matched-Filter
MFSK	multiple frequency shift keying
MLE	maximum likelihood estimator

MMIC	monolithic microwave integrated circuit
MMSE	minimum mean square error
MSB	most significant bit
NLFM	nichtlineare Frequenzmodulation
NLOS	non-line-of-sight
NN	Nächster-Nachbar
OFDM	orthogonal frequency division multiplex
OS	order statistics
OSCA	order statistics cell averaging
PA	power amplifier
PAPR	peak-to-average power ratio
PEC	perfect electric conductor
PFD	phase frequency detector
PLL	phase locked loop
ppm	parts per million
PRI	pulse repetition interval
PSL	peak sidelobe level
QNN	Q -Nächster-Nachbar
Radar	radio detection and ranging
RCS	radar cross section
RDC	range-Doppler coupling
RF	radio frequency
RMSE	root-mean-square error

Akronyme

ROC	receiver operating characteristic
RPC	reflected power canceller
SiGe	Silizium-Germanium
SINAD	signal-to-noise-and-distortion ratio
SINR	signal-to-interference-and-noise ratio
SNR	signal-to-noise ratio
SP	stretch processor
SRD	short range devices
UWB	ultra wide band
VCO	voltage controlled oscillator
ZF	Zwischenfrequenz
ZPF	Zeropadding Faktor

Notation und Symbolverzeichnis

Bei Signalen stehen Kleinbuchstaben (bspw. $z(t)$) für den Zeitbereich und Großbuchstaben (bspw. $Z(f)$) für den Frequenzbereich. Großbuchstaben werden außerdem für Zufallsvariablen verwendet, bspw. Z , deren Realisierungen erhalten wiederum Kleinbuchstaben. Vektoren und Matrizen werden fett gedruckt, wobei Kleinbuchstaben für Vektoren, bspw. \mathbf{z} , und Großbuchstaben für Matrizen, bspw. \mathbf{Z} , stehen. Teilweise stehen auch fett gedruckte Großbuchstaben für Vektoren aufgrund von Konventionen in der Literatur.

Gewinne und Verluste, die sich auf das SNR auswirken, erhalten den Zusatz dB im Index, falls sie logarithmisch zu verstehen sind, bspw. $G_{I,\text{dB}}$ für den Integrationsgewinn in Dezibel. Sowohl Gewinne als auch Verluste sind in dieser Arbeit so definiert, dass sie logarithmisch ≥ 0 dB sind. Bei Berechnungen sind Verluste daher stets zu subtrahieren.

Die Indizes $_{\max}$ und $_{\min}$ bezeichnen den maximalen bzw. minimalen Wert einer Größe und der Index $_{\text{ip}}$ bezeichnet einen interpolierten Wert.

Weitere Details zur Notation sind der folgenden Liste zu entnehmen.

$[\cdot]$	diskretes Argument
(\cdot)	kontinuierliches Argument
$\bar{\cdot}$	Mittelwert einer Größe
$\lceil \cdot \rceil$	Aufrunden-Operator
$\angle \cdot$	Winkel einer komplexen Zahl
$*$	Faltungsoperator
$(\cdot)^*$	Komplexe Konjugation
$\hat{\cdot}$	Schätzer einer Größe
\odot	elementweise Multiplikation von Vektoren oder Matrizen
$:=, \triangleq$	Gleichheit per Definition
$\circ \text{---} \bullet$	Fourierpaar
$(\cdot)^H$	Hermitesche Matrix oder Vektor
$(\cdot)^T$	Transponierte Matrix oder Vektor

∂	partielle Ableitung
$E\{\cdot\}$	Erwartungswert
e	Eulersche Zahl
$\text{Im}\{\cdot\}$	Imaginärteil
j	Imaginäres Element: $j = \sqrt{-1}$
$(\mathbf{M})_{k,l}$	Element der k -ten Zeile und l -ten Spalte der Matrix \mathbf{M}
$\mathcal{O}(\cdot)$	Landau-Notation, z. B. $f \in \mathcal{O}(x) \rightarrow f$ wächst höchstens linear mit x
$\text{Re}\{\cdot\}$	Realteil
σ_x^2	Varianz des Schätzers für x
$\text{Var}\{\cdot\}$	Varianz einer Zufallsvariable

Symbole

In dieser Liste finden sich alle Symbole, die in der Arbeit verwendet werden, mit Ausnahme von Symbolen, die nur eine sehr begrenzte lokale Bedeutung haben, die direkt im jeweiligen Abschnitt erklärt wird.

α	Winkel zwischen der Bewegungsrichtung des Ziels und der Verbindungslinie zwischen Radar und Ziel
$a(t)$	Amplitude der Wellenform
a_r	Radialbeschleunigung des Ziels
A_e	Effektive Antennenwirkfläche
$AF(\theta)$	Array-Faktor
β_{CFAR}	Schwellwertfaktor zur Skalierung der Rauschleistung, um den jeweiligen CFAR-Schwellwert zu berechnen
β_R	Verschlechterungsfaktor der Entfernungsauflösung
β_{v_r}	Verschlechterungsfaktor der Auflösung der Radialgeschwindigkeit
b	Amplitude des Echos am Empfänger
B	Systembandbreite
$B_{\text{SP, BB}}$	Bandbreite des Basisbandsignals bei <i>stretch processing</i>
\mathbf{B}	Magnetische Flussdichte
c	Lichtgeschwindigkeit; Klassenindex bei der Klassifikation
c_0	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum
c_{Luft}	Lichtgeschwindigkeit in der Luft
C	Anzahl an Klassen

$C(\theta, \phi)$	Antennenrichtcharakteristik
$C(m, n)$	komplexes Periodogramm
\tilde{C}	komplexes Periodogramm um Integrationsgewinn und Fensterverlust kompensiert
C	komplexes Periodogramm um Integrationsgewinn und Fensterverlust kompensiert mit entferntem Clutter in Randbereichen
\mathbb{C}	Menge der komplexen Zahlen
C_{JK}	Korrekturfaktor der Interpolationsmethode nach Jacobsen und Kootsookos
C_{COG}	Korrekturfaktor der Interpolationsmethode <i>Center-of-Gravity</i>
\mathcal{CN}	Zirkulärsymmetrische komplexe Normalverteilung
δ	Verlustwinkel; Suchradius bei der iterativen Chirp-z-Transformation
Δ	Transmissionskoeffizient
$\Delta\varphi$	Phasendifferenz zweier Signale
Δf_D	Auflösung der Dopplerfrequenz
ΔR	Entfernungsauflösung
Δv_r	Auflösung der Radialgeschwindigkeit
d	Antennenabstand
\mathbf{d}	Entscheidungsvektor bei der Mustererkennung
D	Antennenrichtfaktor
$D(\mathbf{a}, \mathbf{b})$	Distanzfunktion bzgl. der Vektoren \mathbf{a} und \mathbf{b}
\mathbb{D}	Entscheidungsraum bei der Mustererkennung
\mathbf{D}	dielektrischer Verschiebungsstrom
$\text{DFT}_{M_{\text{Per}}} \{\mathbf{m}\}$	diskrete Fouriertransformation des Vektors \mathbf{m} der Länge M_{Per}
\mathcal{D}_i	Menge der detektierten Ziele in den Daten der Antenne i
DR_{ADC}	Dynamikbereich des A/D-Wandlers (entspricht SINAD)
DR_{DSP}	Dynamikbereich des Signalprozessors
DR_{S}	Dynamikbereich des Szenarios
$\text{DTFT} \{\mathbf{m}\}$	zeitdiskrete Fouriertransformation des Vektors \mathbf{m}
ϵ	Permittivität; angestrebte Genauigkeit bei der iterativen Chirp-z-Transformation
ϵ_0	Permittivität des Vakuums
ϵ_r	relative Permittivität
$\tilde{e}_{\text{BP}}(t)$	unverrauschtes kontinuierliches Echosignal im Bandpassbereich an der Antenne

$e_{\text{BP}}(t)$	unverraushtes kontinuierliches Echosignal im Bandpassbereich nach dem LNA
$e(t)$	unverraushtes kontinuierliches Echosignal im Basisband
$e[k]$	unverraushtes abgetastetes Echosignal im Basisband
$e_{\Sigma}(t)$	unverraushtes Summen-Echosignal im Basisband
\mathbf{E}	elektrischer Feldvektor
E_{IRP}	äquivalente isotrope Strahlungsleistung
$\varphi(t)$	Phase der Wellenform
φ_0	Phase der Wellenform zum Zeitpunkt $t = 0$
ϕ	Elevation
Φ	Drehung eines Ziels in der Elevation
Φ_{HB}	zweiseitiger Antennenöffnungswinkel in der Elevation bezogen auf halbe Leistung der Antennenrichtcharakteristik gegenüber ihrem Maximum
f	kontinuierliche Frequenz
f_{Δ}	Frequenzabstand
f_{A}	Abtastfrequenz
f_{B}	Beatfrequenz
f_{D}	Dopplerfrequenz
f_{DAC}	Wanderrate des Digital-analog-Wandlers
f_{R}	entfernungsabhängige Frequenz bei linearer Frequenzmodulation
f_{ref}	Frequenz des Referenzoszillators
f_{step}	Schrittweite der Frequenzstufen zur Erzeugung des LCS-FMCW-Signals
f_{T}	Trägerfrequenz eines Bandpasssignals (Startfrequenz bei linearer Frequenzmodulation)
$f_{\text{VCO}}(t)$	Übertragungsfunktion des VCO
$f_X(x)$	Wahrscheinlichkeitsdichte der Zufallsvariablen X
F	Rauschfaktor (Rauschzahl linear)
F_{sys}	Systemrauschzahl
F_{ZP}	Zeropaddingfaktor
γ	Detektionsschwellwert
Γ	Reflexionskoeffizient
$g(\cdot)$	Abbildungsvorschrift des Detektors
G	Gewinn
G_{I}	Integrationsgewinn
G_{r}	Antennengewinn der Empfangsantenne
G_{t}	Antennengewinn der Sendeantenne

$h_{\text{TP}}(t)$	Impulsantwort eines Tiefpasses
H_0	Nullhypothese
H_1	Hypothese für die Präsenz eines Objekts
\mathbf{H}	magnetischer Feldvektor
$H_{\text{HP}}(f)$	Frequenzgang eines Hochpasses
η	Antennenwirkungsgrad
η_{a}	Apertur-effizienz einer Antenne
η_{amp}	Effizienz eines Verstärkers
i	Antennenindex
κ	elektrische Leitfähigkeit
k	diskreter Zeitindex
k_{B}	Boltzmannkonstante
K	Länge einer Wellenform in Samples
$K_{\nu}(\cdot)$	modifizierte Besselfunktion zweiter Gattung der Ordnung ν
K_{VCO}	Steigung der linearen VCO-Kennlinie
λ	Wellenlänge
l	Index der Frequenzrampen
l_{Ant}	größte physikalische Ausdehnung einer Antenne
L	Anzahl Frequenzrampen der Wellenform
$L(\cdot)$	Likelihood-Funktion
L_{S}	zusammengefasste Systemverluste
L_{SL}	<i>straddle loss</i>
L_{W}	Fensterverlust (Verringerung der Höhe der Hauptkeule im Spektrum)
$L_{\text{W,SNR}}$	SNR-Verlust durch das Fenster
μ	magnetische Permeabilität
μ_0	Permeabilität des Vakuums
μ_{r}	relative Permeabilität
m	diskreter Index im Frequenzbereich (Dimension der Beatfrequenz)
\tilde{m}	wahrer normierter Frequenzwert (kontinuierlich, Dimension der Beatfrequenz)
\tilde{m}_0	Anzahl entfernter Zellen zur Clutterunterdrückung im Nahbereich (Dimension der Beatfrequenz)
\tilde{m}_1	Anzahl entfernter Zellen zur Clutterunterdrückung im Fernbereich (Dimension der Beatfrequenz)
M	Anzahl an Spalten des Periodogramms nach Clutterunterdrückung (Dimension der Beatfrequenz)

M_{err}	Zufallsvariable des Schätzfehlers der Frequenz in der Dimension der Beatfrequenz
$\mathbf{M}_i \in \mathbb{C}^{K \times L}$	Matrix, die die KL abgetasteten komplexen Werte des Basisbandsignals an der i . Antenne der LCS-FMCW-Wellenform beinhaltet
M_{Per}	Anzahl an Spalten des Periodogramms vor Clutterunterdrückung (Dimension der Beatfrequenz)
n	diskreter Index im Frequenzbereich (Dimension der Dopplereffrequenz); allgemeiner Index
\tilde{n}	wahrer normierter Frequenzwert (kontinuierlich, Dimension der Dopplereffrequenz)
\tilde{n}_0	Anzahl entfernter Zellen zur Clutterunterdrückung bei niedrigen Radialgeschwindigkeiten (Dimension der Dopplereffrequenz)
\tilde{n}_1	Anzahl entfernter Zellen zur Clutterunterdrückung bei hohen Radialgeschwindigkeiten (Dimension der Dopplereffrequenz)
\mathbf{n}	abgetastetes Rauschen als Vektor
$n(t)$	Realisierung des zeitkontinuierlichen Rauschens
$n[k]$	Realisierung des abgetasteten Rauschens
N	Anzahl an Zeilen des Periodogramms nach Clutterunterdrückung (Dimension der Dopplereffrequenz)
$N(t)$	komplexer Rauschprozess
\mathbb{N}	Menge der natürlichen Zahlen
N_{Ant}	Anzahl der Antennen
N_{B}	Anzahl an Beobachtungen im Kontext der Schätztheorie
$N_{\text{Bit,ADC}}$	Wortbreite in Bit des A/D-Wandlers (ENOB)
N_{D}	Anzahl der detektierten Ziele
N_{dim}	Anzahl der Dimensionen der Radarmessung
N_{err}	Zufallsvariable des Schätzfehlers der Frequenz in der Dimension der Dopplereffrequenz
N_{G}	Gesamtzahl an Schutzzellen
$N_{\text{G,1D}}$	Anzahl an Schutzzellen in einer Dimension
N_{int}	Anzahl integrierter Messungen
N_{M}	Anzahl an Merkmalen
\tilde{N}_{M}	Anzahl zur Klassifikation ausgewählter Merkmale
N_{Mess}	Anzahl an Messungen, die zur Gestenklassifikation gemeinsam betrachtet werden

N_P	Anzahl an Perioden der Wellenform
N_{Per}	Anzahl an Zeilen des Periodogramms vor Clutterunterdrückung (Dimension der Dopplerfrequenz)
N_{PLL}	ganzzahliger Teiler der <i>integer-N</i> PLL
N_{ref}	Anzahl an Referenzzellen zur Rauschleistungsschätzung mittels CFAR
N_S	Anzahl an Wellenformkopien der Multi-Wellenform
N_{step}	Anzahl an Frequenzstufen bei LCS-FMCW
N_{trans}	zusätzlich eingefügte Werte zwischen zwei Frequenzrampen bei LCS-FMCW
N_V	Dimensionalität des Messraums
N_Z	Anzahl an Zielen
\mathbf{p}	Beobachtung im Rahmen der Mustererkennung
$\tilde{\mathbf{p}}$	Merkmalsvektor
\mathbf{p}_c	Muster zur Klasse c
\mathbb{P}	Messraum bei der Mustererkennung
$\tilde{\mathbb{P}}$	Merkmalsraum bei der Mustererkennung
P_D	Detektionswahrscheinlichkeit
$\text{Per}_{\mathbf{m}}(f)$	Periodogramm des Vektors \mathbf{m}
$\text{Per}_{\mathbf{M}}(m, n)$	zweidimensionales Periodogramm der Matrix \mathbf{M}
P_{FA}	Falschalarmwahrscheinlichkeit
P_{in}	Eingangsleistung eines Verstärkers
P_n	Rauschleistung
P_r	Empfangsleistung
P_s	Signalleistung
PSL	Peak-Sidelobe Level eines Fensters
\bar{P}_t	mittlere Sendeleistung
P_{th}	thermische Rauschleistung
Q	Anzahl an Nachbarn, die der Q -Nächster-Nachbar-Klassifikator für seine Entscheidung heranzieht
Q_0	Anzahl an Nachbarn, die für eine Klassifikation mit dem Q -Nächster-Nachbar-Klassifikator mindestens derselben Klasse angehören müssen
q	zu schätzende Parameter je Echo
\mathbf{Q}	Zusammenfassung aller zu schätzender Parameter des Echosignals
ρ	Rang beim OS-CFAR-Verfahren
$r(t)$	unverraushtes zeitkontinuierliches Empfangssignal nach dem LNA

$\tilde{r}(t)$	unverraushtes zeitkontinuierliches Empfangssignal an der Antenne
$r_I(t)$	Inphasenkomponente des Empfangssignals
$r_Q(t)$	Quadraturkomponente des Empfangssignals
R	fixe Zielentfernung
$R(t)$	Zielentfernung zum Zeitpunkt t
\mathbb{R}	Menge der reellen Zahlen
$\mathbb{R}_{\geq 0}$	Menge der positiven reellen Zahlen inklusive Null
R_0	Zielentfernung zum Zeitpunkt $t = 0$
R_{blind}	Nahblindbereich
$R_{\text{max,ua}}$	Entfernungseindeutigkeitsbereich
R_{nf}	Grenze zwischen Nahfeld und Fernfeld einer Antenne
RCS	Radarquerschnitt
σ_n^2	Varianz des Rauschens
σ_Q^2	Varianz des Quantisierungsrauschens
$\sigma_{\hat{x}}^2$	Varianz des Schätzers für x
$s(t)$	zeitkontinuierliches Sendesignal im Bandpassbereich
$\tilde{s}(t)$	zeitkontinuierliches Sendesignal im Bandpassbereich nach dem Verstärker an der Antenne
\mathbf{S}	Poynting-Vektor
$\text{sinc}(\cdot)$	Sinus Cardinalis, $\frac{\sin(x)}{x}$
$s_I(t)$	Inphasenkomponente des Sendesignals
SNR	Signal-zu-Rauschleistungsverhältnis
$s_Q(t)$	Quadraturkomponente des Sendesignals
S_r	Radialkomponente des Poynting-Vektors
τ	zeitliche Verzögerung des Echos
τ_R	zeitliche Verzögerung des Echos bei der Distanz R_0
$\tau_D(t)$	zusätzliche zeitliche Verzögerung des Echos aufgrund der Radialgeschwindigkeit des Ziels
τ_{Puls}	Pulsdauer
θ	Azimut
θ_b	Beleuchtungsrichtung eines Phased-Arrays
$\theta_{\text{u.a.,max}}$	eindeutig messbarer Winkelbereich
Θ	Drehung eines Ziels im Azimut
Θ_{HB}	zweiseitiger Antennenöffnungswinkel im Azimut bezogen auf halbe Leistung der Antennenrichtcharakteristik gegenüber ihrem Maximum
t	kontinuierliche Zeit

T_A	Abtastzeit
T_B	Beobachtungsdauer
T_c	Chirpdauer
T_{CPI}	kohärentes Verarbeitungsintervall
T_{lock}	Einschwingdauer der PLL
T_P	Periodendauer der Wellenform
T_{step}	Dauer einer Frequenzstufe bei der Erzeugung des LCS-FMCW-Signals
T_{sys}	Systemrauschtemperatur
$u(t)$	Wellenform (komplexe Einhüllende des Sendesignals)
v	tatsächliche Geschwindigkeit des Ziels (in Bewegungsrichtung)
\mathbf{v}	Geschwindigkeitsvektor des Ziels
V	reeller Vorfaktor des Matched Filters
$v_{r,max,ua}$	Eindeutigkeitsbereich der Radialgeschwindigkeit
v_r	Radialgeschwindigkeit des Ziels bzgl. des Radars
v_t	Tangentialgeschwindigkeit des Ziels bzgl. des Radars
$v_{VCO}(t)$	Ansteuersignal des VCO
$w[k]$	diskretes Fenster
\mathbf{w}	diskretes Fenster als Vektor
$W[m]$	diskretes Fenster im Frequenzbereich
\mathbf{W}	zweidimensionales diskretes Fenster
$x[k]$	Entscheidungsgröße des Detektors
$\tilde{\mathbf{X}}$	Leistungsschätzung aller Zellen (Periodogramm um Integrationsgewinn und Fensterverlust kompensiert)
\mathbf{X}	Leistungsschätzung (Periodogramm um Integrationsgewinn und Fensterverlust kompensiert) mit entferntem Clutter in den Randbereichen
$\mathcal{X}(\tau, f_D)$	Ambiguitätsfunktion
$y[k]$	digitales Eingangssignal des Detektors
\mathbf{y}_c	zur Klasse c gehöriger Ergebnisvektor
ζ	Laufindex der Ziele
$z_i(t)$	kontinuierliches Empfangssignal der i -ten Antenne nach dem <i>stretch processor</i> im Basisband
$z_i[k]$	abgetastetes Empfangssignal der i -ten Antenne nach dem <i>stretch processor</i> im Basisband
\mathbb{Z}	Menge der ganzen Zahlen

Literaturverzeichnis

- [AYH15] ABDELNASSER, H.; YOUSSEF, M.; HARRAS, K. A.: WiGest: A Ubiquitous WiFi-Based Gesture Recognition System. In: *2015 IEEE Conference on Computer Communications INFOCOM*. Apr. 2015, S. 1472–1480
- [Adi15] ADIB, F.; HSU, C.-Y.; MAO, H.; KATABI, D.; DURAND, F.: Capturing the Human Figure Through a Wall. In: *ACM Trans. Graph.* 34.6, Okt. 2015, 219:1–219:13.
- [Adi14] ADIB, F.; KABELAC, Z.; KATABI, D.; MILLER, R. C.: 3D Tracking via Body Radio Reflections. In: *Proceedings of the 11th USENIX Conference on Networked Systems Design and Implementation*. NSDI'14. Seattle, WA: USENIX Association 2014, S. 317–329.
- [AB85] AFSAR, M.; BUTTON, K. J.: Millimeter-wave Dielectric Measurement of Materials. In: *Proceedings of the IEEE*, 73.1, Jan. 1985, S. 131–153
- [Age13] AGETHEN, R.; POURMOUSAVI, M.; FORSTNER, H. P.; WOJNOWSKI, M.; PRESSEL, K.; WEIGEL, R.; KISSINGER, D.: 60 GHz Industrial Radar Systems in Silicon-Germanium Technology. In: *2013 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT)*. Juni 2013, S. 1–3
- [Ame12] AMERI, A. A. H.: *Long-Range Ultra-Wideband Radar Sensor for Industrial Applications*. Diss. University of Kassel, 2012
- [Ame13] AMEZGA, A.: *Design of a Reflected Power Canceller for a UHF FMCW Radar*. Masters thesis. Microwave Remote Sensing Laboratory, University of Massachusetts Amherst, 2013

- [Ang14] ANGHEL, A.; VASILE, G.; CACOVEANU, R.; IOANA, C.; CIOCHINA, S.: Short-Range Wideband FMCW Radar for Millimetric Displacement Measurements. In: *Geoscience and Remote Sensing, IEEE Transactions on*, 52.9, Sep. 2014, S. 5633–5642
- [Bal05] BALANIS, C. A.: *Antenna theory: analysis and design*. 3. Aufl. Hoboken, NJ: Wiley 2005
- [Bar99] BARRETT, C.: *Fractional/integer-n pll basics*. Techn. Ber. Texas Instruments, 1999.
- [Bar15] BARTBERGER, D.: *Entwicklung der Signalverarbeitung für ein 60 GHz FMCW-Radar*. Masterarbeit. Hochschule Karlsruhe, 2015
- [Bil02] BILLINGSLEY, J.: *Low-angle Radar Land Clutter: Measurements and Empirical Models*. William Andrew Pub. 2002.
- [Blu70] BLUESTEIN, L.: A linear filtering approach to the computation of discrete Fourier transform. In: *IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics*, 18.4, Dez. 1970, S. 451–455
- [Bra14] BRAUN, M.: *OFDM Radar Algorithms in Mobile Communication Networks*. Diss. Karlsruhe: Institut für Nachrichtentechnik des Karlsruher Instituts für Technologie, 2014
- [Bre14] BRENNAN, P. V.; LOK, L. B.; NICHOLLS, K.; CORR, H.: Phase-sensitive FMCW radar system for high-precision Antarctic ice shelf profile monitoring. In: *IET Radar, Sonar Navigation*, 8.7, Aug. 2014, S. 776–786
- [Bre11] BRENNAN, P.; HUANG, Y.; ASH, M.; CHETTY, K.: Determination of Sweep Linearity Requirements in FMCW Radar Systems Based on Simple Voltage-Controlled Oscillator Sources. In: *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, 47.3, Juli 2011, S. 1594–1604
- [Bro05] BRONŠTEJN, I.; SEMENDJAJEW, K. A.; MUSIOL, G.; MÜHLIG, H.: *Taschenbuch der Mathematik*. Deutsch 2005

- [Bro99] BROWN, L.: *Technical and Military Imperatives: A Radar History of World War 2*. CRC Press 1999.
- [Bun03] *Allgemeinzuteilung von Frequenzen in den Frequenzteilbereichen gemäß Frequenzbereichszuweisungsplanverordnung, Teil B: Nutzungsbestimmungen (NB) D138 und D150 für die Nutzung durch die Allgemeinheit für ISM-Anwendungen*. Vfg. 76/2003. Bonn: Bundesnetzagentur, 2003.
- [Bun08] *Allgemeinzuteilung von Frequenzen für Funkbewegungsmelder kleiner Leistung, Tank-Radar und bodengestützte Radare mit synthetischer Apertur*. Vfg. 37/2008. Bonn: Bundesnetzagentur, 2008.
- [Bun10] *Allgemeinzuteilung von Frequenzen für die Nutzung durch Ultraweitband-Anwendungen geringer Leistung (UWB)*. Vfg. 9/2010. Bonn: Bundesnetzagentur, 2010.
- [Bun14a] *Allgemeinzuteilung von Frequenzen für Kraftfahrzeug - Kurzstreckenradare im Frequenzbereich 77–81 GHz*. Vfg. 66/2014. Bonn: Bundesnetzagentur, 2014.
- [Bun14b] *Allgemeinzuteilung von Frequenzen für Verkehrstelematiksysteme*. Vfg. 33/2014. Bonn: Bundesnetzagentur, 2014.
- [Bun14c] *Allgemeinzuteilung von Frequenzen zur Nutzung durch Funkanwendungen mit geringer Reichweite für nicht näher spezifizierte Anwendungen*. Vfg. 30/2014. Geändert mit Vfg. 36/2014, geändert mit Vfg. 69/2014. Bonn: Bundesnetzagentur, 2014.
- [Cap71] CAPUTI, W. J.: Stretch: A time-transformation technique. In: *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, AES-7.2, 1971, S. 269–278
- [CC08] CAROBBI, C. F. M.; CATI, M.: The Absolute Maximum of the Likelihood Function of the Rice Distribution: Existence and Uniqueness. In: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 57.4, Apr. 2008, S. 682–689

- [Ćen11] ĆENANOVIĆ, A.; MARTIUS, S.; KILIAN, A.; SCHÜR, J.; SCHMIDT, L.-P.: Non destructive complex permittivity determination of glass material with planar and convex surface. In: *Microwave Conference (GeMIC), 2011 German*. März 2011, S. 1–4
- [Cha14] CHARVAT, G. L.: *Small and Short-Range Radar Systems*. 1. Aufl. Boca Raton, FL: CRC Press 2014
- [Che11] CHEN, V.: *The Micro-Doppler Effect in Radar*. 1. Aufl. Norwood, MA: Artech House 2011
- [COT81] CHURCHILL, F.; OGAR, G.; THOMPSON, B.: The Correction of I and Q Errors in a Coherent Processor. In: *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, AES-17.1, Jan. 1981, S. 131–137
- [CA99] COLLINS, T.; ATKINS, P.: Nonlinear frequency modulation chirps for active sonar. In: *IEE Proceedings*, 146.6, 1999, S. 312–316
- [CF94] CORREIA, L.; FRANCES, P.: Estimation of materials characteristics from power measurements at 60 GHz. In: *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 1994. Wireless Networks - Catching the Mobile Future., 5th IEEE International Symposium on*. Bd. 2. Sep. 1994, S. 510–513
- [Cos84] COSTAS, J. P.: A study of a class of detection waveforms having nearly ideal range-Doppler ambiguity properties. In: *Proceedings of the IEEE*, 72.8, Aug. 1984, S. 996–1009
- [CH67] COVER, T.; HART, P.: Nearest Neighbor Pattern Classification. In: *IEEE Transactions on Information Theory*, 13.1, Jan. 1967, S. 21–27
- [Cox05] COXSON, G. E.: Radar signals – [Book Review]. In: *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 20.11, Nov. 2005, S. 32–33
- [DD08] DEAN, M.; DONG, H.: *Detecting objects within a near-field of a frequency modulated continuous wave (FMCW) radar*

- system*. United States Patent 7379013B2. CORPORATION, B. E. 27. Mai 2008.
- [DS06] DETLEFSEN, J.; SIART, U.: *Grundlagen der Hochfrequenz-technik*. 2. erw. Aufl. München, Wien: Oldenburg Verlag 2006
- [Dev02] DEVINE, P.: *Füllstandsmessung mit Radar*. Schiltach: VEGA Grieshaber KG 2002
- [Dil74] DILLARD, G. M.: Mean-Level Detection of Nonfluctuating Signals. In: *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, AES-10.6, Nov. 1974, S. 795–799
- [DS96] DILLARD, G.; SUMMERS, B.: Mean-level detection in the frequency domain. In: *IEE Proceedings of Radar, Sonar and Navigation*, 143 5, Okt. 1996, S. 307–312
- [DW01] DINUR, N.; WULICH, D.: Peak-to-average power ratio in high-order OFDM. In: *IEEE Transactions on Communications*, 49.6, Juni 2001, S. 1063–1072
- [Dra96] DRAIDI, J. A.; KHASAWNEH, M. A.; ABU-GHALUNE, J. M.; GHUNEIMI, N. M.: Two-dimensional chirp z-transform and its application to zoom Wigner bispectrum. In: *1996 IEEE International Symposium on Circuits and Systems. Circuits and Systems Connecting the World. ISCAS 96*. Bd. 2. Mai 1996, S. 540–543
- [DH73] DUDA, R.; HART, P.: *Pattern Classification and Scene Analysis*. Wiley 1973
- [DHS12] DUDA, R.; HART, P.; STORK, D.: *Pattern Classification*. Wiley 2012
- [Dud02] DUDENREDAKTION (Hrsg.): *Duden - das Bedeutungswörterbuch*. 3. neu bearb. u. erw. Aufl. Mannheim: Dudenverlag 2002
- [Edv75] EDVARDSSON, K. O.: *Sätt och anordning för avståndsmätning med frekvensmodulerade kontinuerliga mikrovågor*. Schwedisches Patent SE381745. SAAB SCANIA AB. 21. Mai 1975

- [Edv77] EDVARDSSON, K.: *Measurement of contents of tanks etc. with microwave radiations*. United States Patent 4044355. SAAB SCANIA AB. 23. Aug. 1977.
- [ELD00] EHRENMANN, M.; LÜTTICKE, T.; DILLMANN, R.: *Erkennung dynamischer Gesten zur Kommandierung mobiler Roboter*. In: *Autonome Mobile Systeme 2000: 16. Fachgespräch Karlsruhe, 20./21. November 2000*. Hrsg. von DILLMANN, R.; WÖRN, H.; EHRENMANN, M. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg 2000, S. 20–26
- [ETS11] *Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM); Short Range Devices (SRD); Equipment for Detection and Movement; Tanks Level Probing Radar (TLPR) operating in the frequency bands 5,8 GHz, 10 GHz, 25 GHz, 61 GHz and 77 GHz*. European Standard EN302372. Version 1.2.1. Sophia Antipolis: European Telecommunications Standards Institute (ETSI), Feb. 2011.
- [FR06] FIGUERAS I VENTURA, J.; RUSSCHENBERG, H.: Improvement of the Performance of FM-CW Radar Systems by using Direct Digital Synthesizers: Comparison with Voltage Controlled Oscillators. In: *Radar Symposium (IRS) 2006, International*. Mai 2006, S. 1–4
- [FBJ12] FINK, J.; BRAUN, M.; JONDRAL, F. K.: Effects of Arbitrarily Spaced Subcarriers on Detection Performance in OFDM Radar. In: *Vehicular Technology Conference (VTC Fall), 2012*. IEEE. 2012
- [FGJ17] FINK, J.; GUISSOUMA, H.; JONDRAL, F. K.: Feature-based Gesture Classification by Means of High Resolution Radar Measurements. In: *Radar Symposium (IRS), 18th International*. [Angenommen]. IEEE. 2017
- [FJ15a] FINK, J.; JONDRAL, F. K.: A Numerical Comparison of Chirp Sequence versus OFDM Radar Waveforms. In: *82nd Vehicular Technology Conference (VTC Fall), 2015*. IEEE. Sep. 2015, S. 1–2

- [FJ15b] FINK, J.; JONDRAL, F. K.: Comparison of OFDM Radar and Chirp Sequence Radar. In: *Radar Symposium (IRS), 16th International*. Bd. 1. IEEE. 2015, S. 315–320
- [Fin13] FINK, J.; JONDRAL, F. K.; BÄCHLE, T.; PRINZ, O.: Ultrawideband Radar Time Domain Simulation for the Analysis of Coherent Signal Processing Techniques. In: *Radar Symposium (IRS), 14th International*. Bd. 2. IEEE. 2013, S. 1019–1024
- [FWJ15] FINK, J.; WUNSCH, S.; JONDRAL, F. K.: Improved Detector for Continuous Wave Radar Waveforms Exploiting Phase Information. In: *Radar 2015, International Conference on*. IEEE. März 2015
- [FC13] FORTUNY-GUASCH, J.; CHAREAU, J.-M.: *Radar Cross Section Measurements of Pedestrian Dummies and Humans in the 24/77 GHz Frequency Bands*. Hrsg. von PUBLICATIONS OFFICE OF THE EUROPEAN UNION. 2013
- [Fre06] FREUDIG, D.: *Lexikon der Biologie (Studienausgabe): Gesamtausgabe in 14 Bänden*. Spektrum Akademischer Verlag 2006
- [Ge05] GE, F.-X.; SHEN, D.; SUI, A.; LI, V. O. K.: Iterative CZT-based frequency offset estimation for frequency-selective channels. In: *IEEE International Conference on Communications, 2005. ICC 2005. 2005*. Bd. 4. Mai 2005, 2157–2161 Vol. 4
- [Gir13] GIRMA, M. G.; BEER, S.; HASCH, J.; GONSER, M.; DEBSKI, W.; WINKLER, W.; SUN, Y.; ZWICK, T.: Miniaturized 122 GHz system-in-package (SiP) short range radar sensor. In: *2013 European Radar Conference*. Okt. 2013, S. 49–52
- [Gol15] LINDEN, M.: *Gestensteuerung – Volkswagen verbannt die Knöpfe aus dem Golf*. Golem Media GmbH. 6. Jan. 2015. Online. URL: <http://www.golem.de/news/ges-tensteuerung-volkswagen-verbannt-die-knoepfe-aus-dem-golf-1501-111482.html> (Abruf: 21.11.2016)

- [Göt14] GÖTTEL, B.; PAULI, M.; GULAN, H.; GIRMA, M.; HASCH, J.; ZWICK, T.: Miniaturized 122 GHz short range radar sensor with antenna-in-package (AiP) and dielectric lens. In: *The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014)*. Apr. 2014, S. 709–713
- [Gro14] GROSSER, V.; HEYDENBLUTH, D.; MOOS, R.; REIN, D.; SAUERER, J.; SIMMONS, C. T.; SINN, W.; WERTSCHÜTZKY, R.; WILDE, J.: *Sensor Trends 2014*. Techn. Ber. AMA Fachverband für Sensorik e.V., 2014
- [Gup12] GUPTA, S.; MORRIS, D.; PATEL, S.; TAN, D.: SoundWave: Using the Doppler Effect to Sense Gestures. In: *Proceedings of the SIGCHI Conference on Human Factors in Computing Systems*. CHI '12. Austin, Texas, USA: ACM 2012, S. 1911–1914.
- [har78] HARRIS, f. j.: On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform. In: *Proceedings of the IEEE*, 66.1, Jan. 1978, S. 51–83
- [HS36] HECTOR, L. G.; SCHULTZ, H. L.: The Dielectric Constant of Air at Radiofrequencies. In: *Journal of Applied Physics*, 7.4, 1936, S. 133–136.
- [Hei99] HEIDE, P.; VOSSIEK, M.; NALEZINSKI, M.; ORÉANS, L.; SCHUBERT, R.; KUNERT, M.: 24 GHz Short-Range Microwave Sensors for Industrial and Vehicular Applications. In: *Workshop Short Range Radar*. Juli 1999, S. 1–6
- [HRS02] HEINZEL, G.; RÜDIGER, A.; SCHILLING., R.: *Spectrum and spectral density estimation by the discrete Fourier transform (DFT), including a comprehensive list of window functions and some new flat-top windows*. Max-Planck-Inst. für Gravitationsphysik. 15. Feb. 2002. Online. URL: https://home.cometer.fnal.gov/GH_FFT.pdf (Abruf: 06.03.2017)
- [HS09] HESSE, S.; SCHNELL, G.: *Sensoren für die Prozess- und Fabrikautomation*. 4. Aufl. Wiesbaden: Vieweg + Teubner 2009

- [HSD14] HOLPP, W.; SPECK, R.; DAEMBKES, H. (Hrsg.): *60 Years of Radar Technology in Ulm*. Airbus Defence; Space Site Ulm 2014
- [HGW16] HÜGLER, P.; GEIGER, M.; WALDSCHMIDT, C.: RCS measurements of a human hand for radar-based gesture recognition at E-band. In: *2016 German Microwave Conference (GeMiC)*. März 2016, S. 259–262
- [Hül04] HÜLSMEYER, C.: *Verfahren, um entfernte metallische Gegenstände mittels elektrischer Wellen einem Beobachter zu melden*. Deutsches Patent 165546. Apr. 1904.
- [Inf12] INFINEON TECHNOLOGIES AG (Hrsg.): *24 GHz Chipset-Family for Industrial Applications*. Version: 2014. Online. URL: <http://www.infineon.com/dgdl/24GHz+Radar+Chipset+for+Industrial+Applications.pdf?fileId=5546d46146d18cb401472497479e6e5e> (Abruf: 06.03.2017)
- [ITU16] *Radio Regulations 2016*. Geneva: International Telecommunication Union, Radiocommunication Sector, Nov. 2016
- [JK07] JACOBSEN, E.; KOOTSOOKOS, P.: Fast, Accurate Frequency Estimators [DSP Tips Tricks]. In: *Signal Processing Magazine, IEEE*, 24.3, Mai 2007, S. 123–125
- [Jon11] JONDRAL, F.: *Nachrichtensysteme*. 4. Aufl. Wilburgstetten: J. Schlembach Fachverlag 2011
- [JMW02] JONDRAL, F.; MACHAUER, R.; WIESLER, A.: *Software Radio: Adaptivität durch Parametrisierung*. Schlembach 2002
- [Kaa89] KAATZE, U.: Complex permittivity of water as a function of frequency and temperature. In: *Journal of Chemical & Engineering Data*, 34.4, 1989, S. 371–374.
- [KK09] KAMMEYER, K.; KROSCHER, K.: *Digitale Signalverarbeitung: Filterung und Spektralanalyse mit MATLAB®-Übungen*. 7., erw. u. korr. Aufl. Vieweg + Teubner, Wiesbaden 2009

- [KS05] KARAM, M.; SCHRAEFEL, M. C.: *A taxonomy of gestures in human computer interactions*. Techn. Ber. University of Southampton, 2005
- [Kay88] KAY, S. M.: *Modern spectral estimation: Theory & application*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall Signal Processing Series 1988
- [Kay93] KAY, S. M.: *Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory*. Bd. I. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall 1993
- [Kay98] KAY, S. M.: *Fundamentals of Statistical Signal Processing: Detection Theory*. Bd. II. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall 1998
- [KHW92] KEHRBECK, J.; HEIDRICH, E.; WIESBECK, W.: A novel and inexpensive short range FM-CW radar design. In: *Radar 92. International Conference*. Okt. 1992, S. 288–291
- [Ker12] KERN, S.: *Design einer Ultrabreitbandantenne für pulsbasiertes Radar*. Masterarbeit. Hochschule Offenburg, 2012
- [Kes08] KESTER, W.: *Understand SINAD, ENOB, SNR, THD, THD+N and SFDR so you don't get lost in the noise floor*. Techn. Ber. Version A. Analog Devices, Okt. 2008.
- [Kie14] KIEFER, M.: *Erzeugung und Verwendung von a priori Wissen zur Verbesserung der Signalverarbeitung bei CW-Radarverfahren*. Masterarbeit. Hochschule Offenburg, 2014
- [KJ05] KIENCKE, U.; JÄKEL, H.: *Signale und Systeme*. 3., überarb. Aufl. München: Oldenbourg 2005
- [KT16] KIM, Y.; TOOMAJIAN, B.: Hand Gesture Recognition Using Micro-Doppler Signatures With Convolutional Neural Network. In: *IEEE Access*, 4 2016, S. 7125–7130
- [KST04] KNOTT, E. F.; SCHAEFFER, J. F.; TULEY, M. T.: *Radar Cross Section*. 2. Aufl. Raleigh, NC: SciTech Publishing 2004

- [Knu05] KNUTH, D. E.: *The art of computer programming*. Bd. 3: *Sorting and Searching*. 2. Aufl. Addison-Wesley 2005
- [KS03] KOMAROV, I. V.; SMOLSKIY, S. M.: *Fundamentals of Short-Range FM Radar*. Norwood, MA: Artech House, INC. 2003
- [KR13] KRONAUGE, M.; ROHLING, H.: Fast Two-Dimensional CFAR Procedure. In: *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, 49.3, Juli 2013, S. 1817–1823
- [Kro14] KRONAUGE, M.: *Waveform Design for Continuous Wave Radars*. 1. Aufl. Göttingen: Cuvillier Verlag 2014
- [Kro04] KROSCHER, K.: *Statistische Informationstechnik*. 4. Aufl. Springer 2004
- [KGH85] KRUEGER, M. W.; GIONFRIDDO, T.; HINRICHSEN, K.: VI-DEOPLACE – an artificial reality. In: *ACM SIGCHI Bulletin*. Bd. 16. 4. ACM. 1985, S. 35–40
- [Kuc04] KUCHLING, H.: *Taschenbuch der Physik: mit zahlreichen Tabellen*. Fachbuchverl. Leipzig im Carl-Hanser-Verlag 2004
- [KK93] KÜPFMÜLLER, K.; KOHN, G.: *Theoretische Elektrotechnik und Elektronik: Eine Einführung*. 14. Aufl. Berlin: Springer-Verlag 1993
- [Le 84] LE VINE, D.: The radar cross section of dielectric disks. In: *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 32.1, Jan. 1984, S. 6–12
- [Lev02] LEVANON, N.: Stepped-frequency pulse-train radar signal. In: *IEE Proceedings - Radar, Sonar and Navigation*, 149.6, Dez. 2002, S. 297–309
- [LM04] LEVANON, N.; MOZESON, E.: *Radar Signals*. John Wiley & Sons 2004
- [LW08] LI, Z.; WU, K.: On the Leakage of FMCW Radar Front-End Receiver. In: *Millimeter Waves, 2008. GSMM 2008. Global Symposium on*. Apr. 2008, S. 127–130

- [Lie16] LIEN, J.; GILLIAN, N.; KARAGOZLER, M. E.; AMIHOOD, P.; SCHWESIG, C.; OLSON, E.; RAJA, H.; POUPYREV, I.: Soli: Ubiquitous Gesture Sensing with Millimeter Wave Radar. In: *ACM Trans. Graph.* 35.4, Juli 2016, 142:1–142:19.
- [Lin06] LIN, K.; WANG, Y. E.; PAO, C.-K.; SHIH, Y.-C.: A Ka -Band FMCW Radar Front-End With Adaptive Leakage Cancellation. In: *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 54.12, Dez. 2006, S. 4041–4048
- [Lüb05] LÜBBERT, U.: *Target Position Estimation with a Continuous Wave Radar Network*. Diss. Universität Hamburg-Harburg, 2005
- [Lud08] LUDLOFF, A.: *Praxiswissen Radar und Radarsignalverarbeitung*. 4., erg. u. erw. Aufl. Wiesbaden: Vieweg + Teubner 2008
- [Mac98] MACLEOD, M. D.: Fast nearly ML estimation of the parameters of real or complex single tones or resolved multiple tones. In: *IEEE Transactions on Signal Processing*, 46.1, Jan. 1998, S. 141–148
- [Mat16] *MATLAB Release 2016b*. Natick, Massachusetts, United States: The MathWorks, Inc., 2016
- [Mei01] MEINECKE, M.: *Zum optimierten Sendesignalentswurf für Automobilradare*. Diss. Technischen Universität Hamburg-Harburg, 2001
- [MR00] MEINECKE, M. M.; ROHLING, H.: Combination of LFM CW and FSK Modulation Principles for Automotive Radar Systems. In: *German Radar Symposium GRS2000*. Okt. 2000, S. 1–5
- [Mei04] MEINKE, H.; GUNDLACH, F.; LANGE, K.; LÖCHERER, K.-H.: *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik*. 5. Aufl. Berlin: Springer-Verlag 2004

- [MS12] MELVIN, W. L.; SCHEER, J. A. (Hrsg.): *Principles of Modern Radar*. Bd. II: *Advanced Techniques*. Edison, NJ: Scitech Publishing 2012
- [MS14] MELVIN, W. L.; SCHEER, J. A. (Hrsg.): *Principles of Modern Radar*. Bd. III: *Radar Applications*. Edison, NJ: Scitech Publishing 2014
- [Men99] MENDE, R.: *Radarsysteme zur automatischen Abstandsregelung in Automobilen*. Diss. Gemeinsame Fakultät für Maschinenbau und Elektrotechnik der Technischen Universität Carolo-Wilhelmina zu Braunschweig, 1999
- [MBS97] MINE, M. R.; BROOKS Jr., F. P.; SEQUIN, C. H.: Moving Objects in Space: Exploiting Proprioception in Virtual-environment Interaction. In: *Proceedings of the 24th Annual Conference on Computer Graphics and Interactive Techniques*. SIGGRAPH '97. New York, NY, USA: ACM Press/Addison-Wesley Publishing Co. 1997, S. 19–26.
- [Mit93] MITOLA, J.: Software radios: Survey, critical evaluation and future directions. In: *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 8.4, Apr. 1993, S. 25–36
- [Mit10] MITOMO, T.; ONO, N.; HOSHINO, H.; YOSHIHARA, Y.; WATANABE, O.; SETO, I.: A 77 GHz 90 nm CMOS Transceiver for FMCW Radar Applications. In: *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 45.4, Apr. 2010, S. 928–937
- [MA07] MITRA, S.; ACHARYA, T.: Gesture Recognition: A Survey. In: *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part C (Applications and Reviews)*, 37.3, Mai 2007, S. 311–324
- [Mol15a] MOLCHANOV, P.; GUPTA, S.; KIM, K.; PULLI, K.: Short-range FMCW monopulse radar for hand-gesture sensing. In: *2015 IEEE Radar Conference (RadarCon)*. Mai 2015, S. 1491–1496
- [Mol15b] MOLCHANOV, P.; GUPTA, S.; KIM, K.; PULLI, K.: Multi-sensor system for driver's hand-gesture recognition. In: *2015 11th IEEE International Conference and Workshops on Au-*

- tomatic Face and Gesture Recognition (FG)*. Bd. 1. Mai 2015, S. 1–8
- [Mus03] MUSCH, T.: A high precision 24-GHz FMCW radar based on a fractional-N ramp-PLL. In: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 52.2, Apr. 2003, S. 324–327
- [Nas16] NASR, I. u. a.: A Highly Integrated 60 GHz 6-Channel Transceiver With Antenna in Package for Smart Sensing and Short-Range Communications. In: *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 51.9, Sep. 2016, S. 2066–2076
- [NP00] NEE, R. van; PRASAD, R.: *OFDM for Wireless Multimedia Communications*. Universal personal communications series. Artech House 2000.
- [NS03] NICKEL, K.; STIEFELHAGEN, R.: Pointing Gesture Recognition Based on 3D-tracking of Face, Hands and Head Orientation. In: *Proceedings of the 5th International Conference on Multimodal Interfaces*. ICMI '03. Vancouver, British Columbia, Canada: ACM 2003, S. 140–146.
- [Nie74] NIEMANN, H.: *Methoden der Mustererkennung*. Informationsverarbeitung in technischen, biologischen und ökonomischen Systemen. Akademische Verlagsgesellschaft 1974
- [Nov17] NOVELDA (Hrsg.): *Xethru by Novelda: Single-chip radar sensors*. 2017. Online. URL: <https://xethru.com/> (Abruf: 06.03.2017)
- [Nus15] NUSS, B.: *Design von interferenzrobusten Wellenformen für frequenzmodulierte Radarsensornetze und Methoden zur Sensorkooperation*. Masterarbeit. Karlsruher Institut für Technologie, Communications Engineering Lab, 2015
- [NFJ16] NUSS, B.; FINK, J.; JONDRAL, F. K.: Cost Efficient Frequency Hopping Radar Waveform for Range and Doppler Estimation. In: *Radar Symposium (IRS), 17th International*. IEEE. Mai 2016, S. 1–4

- [NXP17] *MR2001 Multi-channel 77 GHz Radar Transceiver Chipset*. Version: 01. Aug. 2016. NXP Semiconductors. Online. URL: <http://www.nxp.com/products/rf/millimeter-wave-solutions/radar-technology/mr2001-multi-channel-77-ghz-radar-transceiver-chipset:MR2001> (Abruf: 06.03.2017)
- [OM12] O'DONOUGHUE, N.; MOURA, J. M. F.: On the Product of Independent Complex Gaussians. In: *IEEE Transactions on Signal Processing*, 60.3, März 2012, S. 1050–1063
- [Ott97] OTTO, J.: Radar Applications in Level Measurement, Distance Measurement and Nondestructive Material Testing. In: *1997 27th European Microwave Conference*. Bd. 2. Sep. 1997, S. 1113–1121
- [Par15] PARK, J.; RYU, H.; HA, K.-W.; KIM, J.-G.; BAEK, D.: 76-81-GHz CMOS Transmitter With a Phase-Locked-Loop-Based Multichirp Modulator for Automotive Radar. In: *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 63.4, Apr. 2015, S. 1399–1408
- [Pre07] PRESS, W. H.; TEUKOLSKY, S. A.; VETTERLING, W. T.; FLANNERY, B. P.: *Numerical Recipes 3rd Edition: The Art of Scientific Computing*. 3. Aufl. New York, NY, USA: Cambridge University Press 2007
- [PM07] PROAKIS, J.; MANOLAKIS, D.: *Digital Signal Processing*. Prentice Hall international editions. Pearson Prentice Hall 2007.
- [Pu13] PU, Q.; GUPTA, S.; GOLLAKOTA, S.; PATEL, S.: Whole-home Gesture Recognition Using Wireless Signals. In: *Proceedings of the 19th Annual International Conference on Mobile Computing & Networking*. MobiCom '13. Miami, Florida, USA: ACM 2013, S. 27–38.
- [RSR69] RABINER, L.; SCHAFER, R.; RADER, C.: The chirp z-transform algorithm. In: *IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics*, 17.2, Juni 1969, S. 86–92

- [RR82] REDDY, D. R. R.; RAO, V.: Two-dimensional chirp z-transform. In: *Signal Processing*, 4.1, 1982, S. 17–24.
- [RFb17] RFBEM MICROWAVE GMBH (Hrsg.): *Standard Products*. Online. URL: <http://www.rfbeam.ch/standard-products> (Abruf: 06.03.2017)
- [Ric14] RICHARDS, M. A.: *Fundamentals of Radar Signal Processing*. 2. Aufl. New York: McGraw-Hill 2014
- [RSH10] RICHARDS, M.; SCHEER, J.; HOLM, W. (Hrsg.): *Principles of Modern Radar*. Bd. 1: *Basic Principles*. Raleigh, North Carolina: SciTech Publishing 2010
- [Roh83] ROHLING, H.: Radar CFAR Thresholding in Clutter and Multiple Target Situations. In: *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, AES-19.4, Juli 1983, S. 608–621
- [Roh06] ROHLING, H.: *Some Radar Topics: Waveform Design, Range CFAR and Target Recognition*. In: *Advances in Sensing with Security Applications*. Hrsg. von BYRNES, J.; OSTHEIMER, G. Dordrecht: Springer Netherlands 2006, S. 293–322.
- [Roh11] ROHLING, H.: Ordered statistic CFAR technique - an overview. In: *Radar Symposium (IRS), 12th International*. Sep. 2011, S. 631–638
- [Roh12] ROHLING, H.: *Radartechnik- und Signalverarbeitung*. Skriptum zur Vorlesung, Technische Universität Hamburg Harburg. 2012
- [Roh14] ROHLING, H.: From Huelsmeyer's telemobiloskop to the digital radar. In: *European Radar Conference (EuRAD), 2014 11th*. IEEE. 2014, S. 33–36
- [Rom13] ROMERO, A.: *Systemdesign eines Sensors zur millimetergenauen Nahbereichsentfernungsmessung mit Radar*. Diplomarbeit. Karlsruher Institut für Technologie, Communications Engineering Lab, 2013

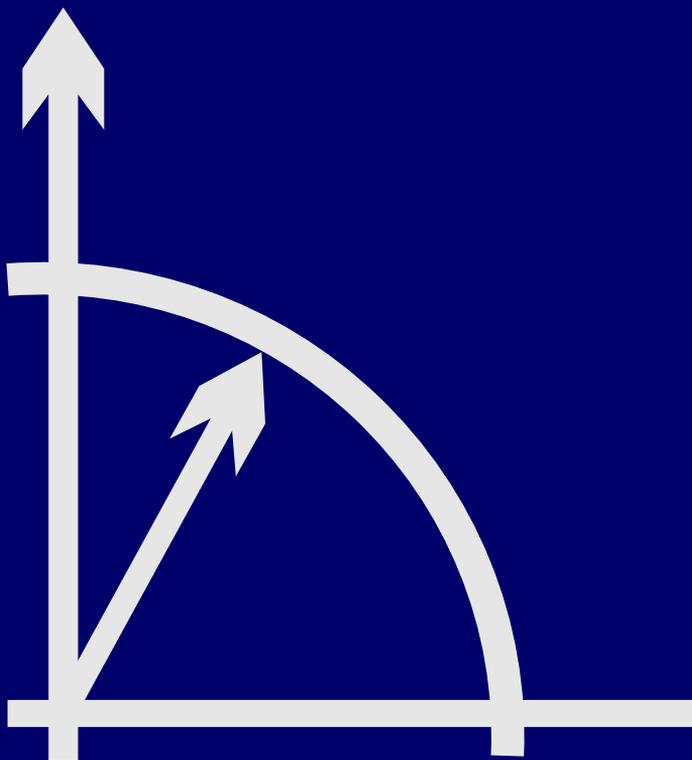
- [Saf08] SAFFER, D.: *Designing Gestural Interfaces - Touchscreens and Interactive Devices*. Sebastopol: O'Reilly Media, Inc. 2008
- [SA82] SAXENA, K. M. L.; ALAM, K.: Estimation of the Non-Centrality Parameter of a Chi Squared Distribution. In: *The Annals of Statistics*, 10.3, 1982, S. 1012–1016.
- [Sch17] SCHERR, S.: *FMCW-Radarsignalverarbeitung zur Entfernungsmessung mit hoher Genauigkeit*. Diss. Karlsruhe: Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik des Karlsruher Instituts für Technologie, 2017
- [Sch15a] SCHERR, S.; AYHAN, S.; FISCHBACH, B.; BHUTANI, A.; PAULI, M.; ZWICK, T.: An Efficient Frequency and Phase Estimation Algorithm With CRB Performance for FMCW Radar Applications. In: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 64.7, Juni 2015, S. 1868–1875
- [Sch14a] SCHERR, S.; AYHAN, S.; GULAN, H.; PAULI, M.; ZWICK, T.: 61 GHz ISM band FMCW radar for applications requiring high accuracy. In: *2014 Asia-Pacific Microwave Conference*. Nov. 2014, S. 1118–1120
- [Sch15b] SCHERR, S.; AYHAN, S.; HOFMANN, J.; PAULI, M.; ZWICK, T.: Sweep time variation algorithm for high accuracy FMCW radar measurements. In: *2015 German Microwave Conference*. März 2015, S. 182–185
- [Sch15c] SCHERR, S.; GÖTTEL, B.; AYHAN, S.; BHUTANI, A.; PAULI, M.; WINKLER, W.; SCHEYTT, J. C.; ZWICK, T.: Miniaturized 122 GHz ISM band FMCW radar with micrometer accuracy. In: *Radar Conference (EuRAD), 2015 European*. Sep. 2015, S. 277–280
- [Sch14b] SCHMIDT, M.: *Template-basierte Klassifikation planarer Gesten*. Diss. Technischen Universität Dresden, 2014
- [Sch12] SCHMUTZLER, L.: *Gestenbasierte Steuerung von interaktiven Umgebungen mithilfe der Microsoft Kinect*. Masterarbeit. Technische Universität Dresden, 2012

- [Sch05] SCHNEIDER, M.: Automotive Radar - Status and Trends. In: *German Microwave Conference*. 2005, S. 144–147
- [Sch96] SCHÜRMAN, J.: *Pattern classification : a unified view of statistical and neural approaches*. A Wiley-Interscience publication. New York: John Wiley; Sons 1996
- [Sch15d] SCHWALL, M.: *Turbo-Entzerrung: Implementierungsaspekte für Software Defined Radios*. Diss. Karlsruhe: Institut für Nachrichtentechnik des Karlsruher Instituts für Technologie, 2015
- [Sey05] SEYBOLD, J. S.: *Introduction to RF Propagation*. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons 2005
- [Sha48] SHANNON, C.: A mathematical theory of communication. In: *Bell System Technical Journal, The*, 27.3, Juli 1948, S. 379–423
- [Sha49] SHANNON, C.: Communication in the presence of noise. In: *Proceedings of the IRE*, 37.1, Jan. 1949, S. 10–21
- [SB11] SHERMAN, S.; BARTON, D.: *Monopulse Principles and Techniques*. Artech House radar library. Artech House 2011
- [Sie14] SIEMENS AG INDUSTRY SECTOR (Hrsg.): *Siemens radar level measurement*. Version: 2014. Online. URL: https://w3app.siemens.com/mcms/infocenter/dokumentencenter/sc/pi/InfocenterLanguagePacks/Your%20solution%20is%20here%20-%20radar%20level%20measurement/Radar_Brochure.pdf (Abruf: 06.03.2017)
- [Sie17] SIEMENS AG (Hrsg.): *Radardetektoren der Heimdall-Serie*. 2017. Online. URL: <https://www.mobility.siemens.com/mobility/global/SiteCollectionDocuments/de/road-solutions/urban/infrastructure/radar-detectors-de.pdf> (Abruf: 06.03.2017)

- [Sij98] SIJBERS, J.; DEKKER, A. J. den; SCHEUNDERS, P.; DYCK, D. V.: Maximum-likelihood estimation of Rician distribution parameters. In: *IEEE Transactions on Medical Imaging*, 17.3, Juni 1998, S. 357–361
- [Sko08] SKOLNIK, M. (Hrsg.): *Radar Handbook*. 3. Aufl. New York: McGraw-Hill 2008
- [Sto14] STOFBERG, A.: *IQ reflected power canceller for an FMCW radar*. Masterarbeit. Stellenbosch University, 2014
- [SM05] STOICA, P.; MOSES, R.: *Spectral Analysis of Signals*. Upper Saddle River, NJ: Pearson Prentice Hall 2005
- [Sto92] STOVE, A. G.: Linear FMCW radar techniques. In: *Radar and Signal Processing, IEE Proceedings of*, 139.5, Okt. 1992, S. 343–350
- [Stu12] STURM, C.: *Gemeinsame Realisierung von Radar-Sensorik und Funkkommunikation mit OFDM-Signalen*. Karlsruher Forschungsberichte aus dem Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik. Karlsruher Institut für Technologie 2012.
- [SM12] SUAREZ, J.; MURPHY, R. R.: Hand gesture recognition with depth images: A review. In: *2012 IEEE RO-MAN: The 21st IEEE International Symposium on Robot and Human Interactive Communication*. Sep. 2012, S. 411–417
- [Suc13] SCHEYTT, C. (Hrsg.): *Silicon-based Ultra Compact Cost-Efficient System Design for mmWave-Sensors*. EU-FP7 Project SUCCESS. 2013. Online. URL: <http://www.succeproject.eu/> (Abruf: 04.04.2017)
- [Thu16] THURN, K.; SHMAKOV, D.; LI, G.; MAX, S.; MEINECKE, M. M.; VOSSIEK, M.: Concept and Implementation of a PLL-Controlled Interlaced Chirp Sequence Radar for Optimized Range-Doppler Measurements. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 64.10, Okt. 2016, S. 3280–3289

- [TM07] TIPLER, P.; MOSCA, G.: *Physik: Für Wissenschaftler und Ingenieure*. Hrsg. von PELTE, D. 2. Aufl. Spektrum Akademischer Verlag 2007
- [Tre97] TREECE, J. B.: Toyota offers radar on Japan's Celsior. In: *Automotive News*, 71.5725, Apr. 1997, S. 20
- [Tsc12] TSCHULENA, G.: Sensor Märkte bis 2016. In: *Sensor Magazin*, 1, 2012, S. 6–8
- [UJW09] USSMUELLER, T.; JUNG, M.; WEIGEL, R.: Synthesizer concepts for FMCW based locatable wireless sensor nodes. In: *Wireless Sensing, Local Positioning, and RFID, 2009. IMWS 2009. IEEE MTT-S International Microwave Workshop on*. Sep. 2009, S. 1–4
- [Van53] VAN HIPPEL, A.: *Tables of Dielectric Materials*. Techn. Ber. Laboratory for Insulation Research, Massachusetts Institute of Technology, 1953
- [VEG16] VEGA GRIESHABER KG (Hrsg.): *Füllstand – Radar*. Version: 22. Sep. 2016. Online. URL: <https://www.vega.com/DocumentDownloadHandler.ashx?documentContentId=1002749&languageId=1&fileExtension=.pdf&softwareVersion=&documentGroupId=3413> 7 (Abruf: 06.03.2017)
- [Wan14] WAN, Q.; LI, Y.; LI, C.; PAL, R.: Gesture recognition for smart home applications using portable radar sensors. In: *36th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*. IEEE 2014
- [Wan74] WANG, C.: Standardization of the Definition of the Radar Ambiguity Function. In: *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, AES-10.4, Juli 1974, S. 532–533
- [Wan16] WANG, S.; SONG, J.; LIEN, J.; POUPYREV, I.; HILLIGES, O.: Interacting with Soli: Exploring Fine-Grained Dynamic Gesture Recognition in the Radio-Frequency Spectrum. In: *Proceedings of the 29th Annual Symposium on User Interface*

- Software and Technology*. UIST '16. Tokyo, Japan: ACM 2016, S. 851–860.
- [Wei11] WEIDMANN, W.: *Radarsensorik: Schwarze Magie oder faszinierende Technik?* Roell Verlag 2011
- [WS98] WEIDMANN, W.; STEINBUCH, D.: A high resolution radar for short range automotive applications. In: *28th European Microwave Conference, EuMC 1998*. Bd. 1. 1998, S. 590–594
- [Wie05] WIESBECK, W.: *Antennen und Antennensysteme*. Vorlesungsskript, Universität Karlsruhe (TH). 2005
- [Win07] WINKLER, V.: Range Doppler detection for automotive FM-CW radars. In: *2007 European Microwave Conference*. Okt. 2007, S. 1445–1448
- [WFM08] WINKLER, V.; FEGER, R.; MAURER, L.: 79 GHz automotive short range radar sensor based on single-chip SiGe-transceivers. In: *2008 European Radar Conference*. Okt. 2008, S. 459–462
- [WHW11] WINNER, H.; HAKULI, S.; WOLF, G.: *Handbuch Fahrerassistenzsysteme: Grundlagen, Komponenten und Systeme für aktive Sicherheit und Komfort*. ATZ/MTZ-Fachbuch. Vieweg+Teubner Verlag 2011.
- [Woo53] WOODWARD, P.: *Probability and Information Theory: With Applications to Radar*. Bd. 3. Electronics and Waves. Elsevier Science & Technology 1953.
- [WP13] WYGLINSKI, A.; PU, D.: *Digital Communication Systems Engineering with Software-Defined Radio*. Artech House mobile communications library. Artech House, Incorporated 2013
- [Zyl89] ZYL, J. J. van: Unsupervised classification of scattering behavior using radar polarimetry data. In: *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 27.1, 1989, S. 36–45



ISSN 1433 - 3821 ■