

Matthias Steinhauer

---

UNTERSUCHUNG EINES SYSTEMKONZEPTES FÜR  
KFZ-RADARSENSOREN AUF DER BASIS  
MONOLITHISCH INTEGRIERTER HOCHFREQUENZMODULE

---



UNTERSUCHUNG EINES SYSTEMKONZEPTEES FÜR  
KFZ-RADARSENSOREN AUF DER BASIS  
MONOLITHISCH INTEGRIERTER HOCHFREQUENZMODULE

**DISSERTATION**

zur Erlangung des akademischen Grades eines

**DOKTOR-INGENIEURS**  
(DR.-ING.)

der Fakultät für Ingenieurwissenschaften und Informatik  
der Universität Ulm

von

**RALF MATTHIAS STEINHAUER**  
**AUS KÖLN**

1. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Wolfgang Menzel  
2. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. habil. Jürgen Detlefsen  
Amtierender Dekan: Prof. Dr. rer. nat. habil. Helmuth Partsch

Ulm, 21. Juni 2007

### **Bibliografische Information Der Deutschen Bibliothek**

Die Deutsche Bibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische Daten sind im Internet über <http://dnb.ddb.de> abrufbar.

1. Aufl. - Göttingen : Cuvillier, 2007  
Zugl.: Ulm, Univ., Diss., 2007

978-3-86727-384-8

© CUVILLIER VERLAG, Göttingen 2007  
Nonnenstieg 8, 37075 Göttingen  
Telefon: 0551-54724-0  
Telefax: 0551-54724-21  
[www.cuvillier.de](http://www.cuvillier.de)

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

1. Auflage, 2007

Gedruckt auf säurefreiem Papier

978-3-86727-384-8

## Abstract

Electronic assistance systems which support the driver in various situations are increasingly applied in automobiles. For the sensing of the surrounding of a car different sensor types are deployed, like ultrasonic, video, infrared and radar. Radar sensors offer several advantages compared to other principles. They enable the direct and precise measurement of range and speed, and the sensors are to a great extent independent of environmental conditions like rain or fog. The main automotive application of radar sensors today is the adaptive cruise control which is based on long range sensors with transmit frequencies in the range of 76-77 GHz. Furthermore, applications requiring additional short range sensors are emerging, as for example pre-crash detection. Transmit frequencies of the short range sensors are currently around 24 GHz, but in the long term the frequency band from 77-81 GHz will be used. This allows a size reduction and yields technological synergies between short and long range sensors.

This thesis examines a new type of radar sensor architecture comprising an array of transceiver modules, which is targeted at frequencies in the MMW-range around 77 GHz or above. The basic idea underlying the proposed architecture is the monolithic integration of complete transceivers including the primary antenna element. By the monolithic integration the high-frequency signal paths are bounded to the ICs and no MMW connections are going off-chip. This reduces line losses and the assembly of the RF-frontend is simplified.

The properties of the transceiver array architecture in conjunction with electronic beam steering are investigated. The proposed architecture offers an increased flexibility compared to existing concepts. Due to the degrees of freedom offered by the availability of spatially distributed signal sources, different array characteristics can be imposed by adopting the transmit signals. An FMCW-modulation scheme and accompanying signal processing is described, which allows the direct and unambiguous calculation of range and velocity in multiple target situations, as well as a synthetic doubling of the physical aperture without the need for phase synchronization of the signal sources. The analytical results are verified by an experimental radar sensor comprising eight parallel transceiver channels in a hybrid assembly in the frequency range 76-77 GHz. Results of static and dynamic measurements are presented which show the potential of the concept for high resolution radar sensors.

Furthermore, the feasibility of the monolithic integration of the transceiver modules at MMW-frequencies is demonstrated by the realization of key transceiver components in different SiGe-technologies. The design and experimental results of fundamental- and push-push-oscillators, as well as an antenna system with a monolithically integrated primary resonator for frequencies around 122 GHz are presented.



# Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner dreijährigen Tätigkeit als Doktorand bei der Robert Bosch GmbH in Gerlingen. Sie wurde im Mai 2007 von der Fakultät für Ingenieurwissenschaften und Informatik der Universität Ulm als Dissertation angenommen.

Mein besonderer Dank gilt Herrn Prof. Dr.-Ing. Wolfgang Menzel für die wissenschaftliche Betreuung der Arbeit, die vielen wertvollen Anregungen und für seine stets hilfreiche Unterstützung.

Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. Jürgen Detlefsen danke ich herzlich für die Übernahme des Koreferats und die damit verbundene Mühe.

Auch möchte ich mich bei allen Kollegen der Robert Bosch GmbH ganz herzlich bedanken, die mich in vielfältiger Art und Weise bei meiner Arbeit unterstützt haben. Der rege Gedankenaustausch hat viel zum Gelingen beigetragen. In diesem Zusammenhang möchte ich Herrn Dr. Hans-Oliver Ruoß danken, der das Entstehen der Arbeit mit Interesse verfolgt und gefördert hat. Hans Irion danke ich für seine Unterstützung und die vielen wertvollen fachlichen Diskussionen. Thomas Focke möchte ich für die Bereitstellung der Hardware und Software zur Sensoransteuerung und die vielen hilfreichen Hinweise bei der Anpassung der Software danken. Herrn Reinhold Wagner gilt mein Dank für die umfangreichen Layoutarbeiten.

Meiner Frau Anja und meiner Tochter Hannah danke ich für die große Unterstützung während der Arbeit und ihre Geduld mit den vorübergehend reduzierten gemeinsamen Unternehmungen.

Im August 2007

Matthias Steinhauer



# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Radarsensorik im Automobil</b>	<b>3</b>
2.1	Eigenschaften der Millimeterwellen-Radarsensorik . . . . .	4
2.2	Sensoren . . . . .	6
<b>3</b>	<b>Ein modulares Systemkonzept</b>	<b>9</b>
<b>4</b>	<b>Radarsignale und Signalverarbeitung</b>	<b>13</b>
4.1	Einfluss der Signalmodulation auf die Systemeigenschaften . . . . .	13
4.1.1	Entfernungs- und Geschwindigkeitsschätzung . . . . .	14
4.1.2	Empfindlichkeit und Signaldynamik . . . . .	16
4.1.3	Eignung für dynamische Szenarien . . . . .	19
4.1.4	Eignung für integrierte Sende-/Empfangsmodule . . . . .	21
4.2	FMCW-Modulation . . . . .	22
4.2.1	Signalform und Prinzip . . . . .	22
4.2.2	Auflösung der Entfernungs-/Geschwindigkeitskopplung . . . . .	26
4.2.3	Einfluss nichtidealer Signalmodulation . . . . .	30
4.3	Array-Anordnungen und digitale Signalverarbeitung . . . . .	35
4.3.1	Signalmodell . . . . .	36
4.3.2	Einfluss der Array-Geometrie . . . . .	39
4.3.3	Räumliche Kovarianzmatrix . . . . .	44
4.3.4	Strahlformung . . . . .	46
4.3.5	Adaptive Verfahren . . . . .	47
<b>5</b>	<b>Arrays aus FMCW-Sende-/Empfangsmodulen</b>	<b>57</b>
5.1	Bestehende Array-Systemarchitekturen . . . . .	57
5.2	Mögliche Betriebsarten . . . . .	60
5.2.1	Monostatischer homodyner Betrieb . . . . .	62
5.2.2	Bistatischer heterodyner Betrieb . . . . .	66
5.2.3	Bistatischer homodyner Betrieb . . . . .	68



5.3	Modulations- und Auswertungskonzept . . . . .	69
5.3.1	Modulationszyklus . . . . .	70
5.3.2	Eindeutigkeitsbereich der Objektparameter . . . . .	74
5.3.3	Genauigkeit der Objektparameterschätzung . . . . .	76
5.4	Antennenkonzept der Module . . . . .	81
5.4.1	Eigenschaften der Richtcharakteristik . . . . .	82
5.4.2	Einfluss benachbarter Elemente im Array . . . . .	82
5.5	Eindeutiger Azimut-Winkelbereich . . . . .	85
5.5.1	Periodisches Array . . . . .	85
5.5.2	Nichtperiodische Anordnung . . . . .	86
<b>6</b>	<b>Systemdemonstrator und integrierte Komponenten</b>	<b>87</b>
6.1	Demonstratoraufbau im Frequenzbereich 76 - 77 GHz . . . . .	87
6.1.1	Aufbau . . . . .	88
6.1.2	Signalauswertung . . . . .	91
6.2	Untersuchungen zur Integration . . . . .	93
6.2.1	Millimeterwellen-Leitungstechnologie . . . . .	93
6.2.2	Oszillatoren . . . . .	94
6.2.3	Integrierte Antenne . . . . .	100
<b>7</b>	<b>Messergebnisse</b>	<b>107</b>
7.1	Strahlungscharakteristik der Module . . . . .	107
7.2	Hochfrequenzspektren und Basisbandsignale . . . . .	111
7.3	Kalibrierung . . . . .	114
7.4	Messungen mit monostatischer Signalauswertung . . . . .	116
7.4.1	Genauigkeit der Entfernungs- und Geschwindigkeitsschätzung . . . . .	117
7.4.2	Dynamische Objekte . . . . .	121
7.4.3	Winkeltrennfähigkeit . . . . .	123
<b>8</b>	<b>Zusammenfassung</b>	<b>127</b>
	<b>Anhang</b>	<b>129</b>
A	Ausbreitung elektromagnetischer Wellen . . . . .	129
B	FMCW-Basisbandsignal . . . . .	132
C	Phasen- und Amplitudenrauschen . . . . .	134
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>141</b>

# Verzeichnis wichtiger Formelzeichen und Abkürzungen

## Formelzeichen

$a(t)$	Betrag der komplexen Einhüllenden; Beschleunigung
$\mathbf{a}$	Steuervektor eines Arrays
$\mathbf{A}$	Matrix der Steuervektoren
$B(\theta, \theta_0)$	Array-Faktor
$c_0$	Lichtgeschwindigkeit
$\mathbf{C}$	Fehlermatrix eines nichtidealen Arrays
$d$	Abstand der Elemente eines Arrays
$D$	Antennenapertur
$f_0$	Trägerfrequenz
$f_B$	Basisbandfrequenz
$f_d$	Dopplerfrequenz
$f_{\max}$	Transitfrequenz des verfügbaren Transistorgewinns
$f_t$	Sendefrequenz
$f_T$	Transitfrequenz der Kurzschlussstromverstärkung eines Transistors
$F$	Rauschzahl
$\delta f$	effektiver Frequenzabstand der Sendesignale benachbarter Sende-/Empfangsmodule
$\Delta f$	physikalischer Frequenzabstand der Sendesignale benachbarter Sende-/Empfangsmodule
$\Delta F$	Frequenzhub der FMCW-Modulation
$G_t, G_r$	Sende- und Empfangsgewinn einer Antenne
$\mathbf{I}$	Einheitsmatrix
$\mathbf{J}$	Austauschmatrix
$k, k_0$	Index; allgemeine Konstante; Wellenzahl, Wellenzahl im freien Raum
$\mathbf{K}$	Matrix der Kopplungsfehler eines Arrays
$L_{\text{ges}}$	Gesamtverluste

$\mathcal{L}$	Seitenbandrauschleistungsdichte des Phasenrauschens
$M$	Anzahl Abtastwerte, Anzahl Signale
$\mathbf{n}$	Vektor der Rauschsignale eines Arrays
$N$	Anzahl der Elemente eines Arrays
$P_t$	Sendeleistung
$\bar{P}$	mittlere Leistung
$\mathbf{P}$	Kovarianzmatrix der Quellensignale
$R$	Entfernung, Lastwiderstand
$\mathbf{R}$	Räumliche Kovarianzmatrix
$\hat{\mathbf{R}}$	Kurzzeit-Kovarianzmatrix
$S_{11}, S_{22}$	Streuparameter
$t$	Zeitvariable
$\delta t$	effektiver Zeitabstand der Sendesignale benachbarter Sende-/Empfangsmodule
$T_s$	Pulsdauer, Abtastzeitpunkt
$T_{\text{sys}}$	System-Rauschtemperatur
$u(t)$	komplexe Einhüllende eines Bandpasssignals
$\mathbf{U}$	Matrix der Eigenvektoren der Kovarianzmatrix
$\mathbf{U}_s$	Matrix der Eigenvektoren des Signal-Unterraums der Kovarianzmatrix
$\mathbf{U}_n$	Matrix der Eigenvektoren des Rausch-Unterraums der Kovarianzmatrix
$v$	Geschwindigkeit
$\mathbf{V}$	Matrix der Verstärkungsfehler eines Arrays
$\mathbf{w}$	Vektor der Gewichtungsfaktoren für die Linearkombination der Empfangssignale eines Arrays
$\mathbf{y}$	Vektor der Empfangssignale eines Arrays
$\mathbf{z}$	Vektor der gewichteten Empfangssignale eines Arrays
$\alpha$	Dämpfung; effektive Zeitdauer
$\beta$	effektive Bandbreite
$\epsilon$	Permittivität
$\epsilon_r$	Dielektrizitätskonstante
$\eta_{\text{AM}}, \eta_{\text{PM}}$	Bewertungsfaktor der relativen Seitenbandrauschleistung bei Frequenzumsetzung
$\theta, \theta_0$	Azimutwinkel
$\Delta\theta$	Winkeldifferenz, Trennfähigkeit im Azimutwinkel
$\lambda$	Wellenlänge der elektromagnetischen Welle
$\mathbf{\Lambda}$	Diagonalmatrix der Eigenwerte der Kovarianzmatrix
$\mu$	Permeabilität
$\nu$	Index

$\sigma_f$	Standardabweichung der Frequenzschätzung
$\sigma_{k_x}$	Standardabweichung der Schätzung der Wellenzahl
$\sigma_\theta$	Standardabweichung der Winkelschätzung
$\sigma_R$	Standardabweichung der Entfernungsschätzung
$\sigma_v$	Standardabweichung der Geschwindigkeitsschätzung
$\sigma_s^2$	Signalleistung
$\sigma_n^2$	Rauschleistung
$\tau$	Signallaufzeit
$\phi, \varphi$	konstante Signalphase
$\Delta\varphi$	Phasendifferenz der Basisbandsignale benachbarter Array-Kanäle
$\Phi_B$	Momentanphase des FMCW-Basisbandsignals
$\omega$	Kreisfrequenz

## Abkürzungen

ACC	Adaptive Cruise Control
AKF	Autokorrelationsfunktion
ASIC	Application Specific Integrated Circuit
CAN	Controller Area Network
CFAR	Constant False Alarm Rate
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor
CPU	Central Processing Unit
CW	Continuous Wave
dBi	Gewinn in Dezibel bezogen auf einen isotropen Punktstrahler
dBsm	Rückstreuquerschnitt in Dezibel bezogen auf 1 m <sup>2</sup>
DDS	Direct Digital Synthesis
DRO	Dielectric Resonator Oscillator
FFT	Fast Fourier Transform
FMCW	Frequency Modulated Continuous Wave
FSK	Frequency-Shift-Keying
GaAs	Gallium-Arsenid
HBT	Heterojunction Bipolar Transistor
InP	Indium-Phosphid
LO	Lokaloszillator
MMIC	Monolithic Millimetre-Wave Integrated Circuit
MMW	Millimeterwellen
PD	Phasendetektor
PN	Pseudo-Noise
PLL	Phase-Locked Loop

Radar	Radio Detection and Ranging
SiGe	Silizium-Germanium
SPI	Serial Peripheral Interface
VCO	Voltage Controlled Oscillator
ZF	Zwischenfrequenz

# 1 Einleitung

Assistenzsysteme zur Unterstützung des Fahrers in unterschiedlichen Fahrsituationen werden zunehmend im Kraftfahrzeug eingesetzt. Dabei werden zur Erfassung des Fahrzeugumfeldes abhängig von der Funktion verschiedene Sensortypen wie Ultraschall-, Infrarot-, Video- und Radarsensoren eingesetzt. Die Radarsensorik weist mehrere Vorteile auf, die sie für den Einsatz in Assistenzsystemen zu einem wichtigen Sensorprinzip machen. Radarsensoren ermöglichen bei großer Reichweite eine direkte und präzise Messung von Entfernung und Geschwindigkeit eines Objektes, und sie sind weitgehend unabhängig von den Witterungsverhältnissen.

Die Einstiegsanwendung der Radarsensorik im Automobilbereich ist die automatische Geschwindigkeitsregelung ACC (Adaptive Cruise Control), bei der die Geschwindigkeit des eigenen Fahrzeugs an die Geschwindigkeit voraus fahrender Fahrzeuge angepasst wird. Dabei werden Objekte in einem Winkelbereich von ca.  $\pm 8^\circ$  bis zu einer Entfernung von etwa 150 m erfasst. Der Frequenzbereich der Radarsensoren für diese Anwendung liegt bei 76 - 77 GHz.

Die aktuelle und zukünftige Entwicklung der Radarsensorik ist auf der Funktionsseite durch erweiterte Anforderungen der ACC-Funktion sowie den Einsatz von Radarsensoren in aktiven Sicherheitssystemen gekennzeichnet. Mittelfristige Anwendungen der Radarsensorik sind die ACC-Funktion mit zusätzlichem Abbremsen des Fahrzeugs bis zum Stillstand (ACC Stop & Go) sowie die Erkennung bevorstehender Aufprallsituationen und die Auslösung geeigneter Maßnahmen zur Verminderung der Schwere eines Unfalls, wie z.B. die Gurtstraffung.

Auf der Sensorseite bedeutet diese Entwicklung, dass steigende Anforderungen an Funktionalität und Zuverlässigkeit unter den engen Kostenanforderungen im Automobilbereich erfüllt werden müssen. Dies hat Auswirkungen auf Technologie und Systemkonzepte der Sensoren. Im Bereich der Sende-/Empfangsmodule der Radarsensoren ist derzeit eine Entwicklung hin zur Realisierung der Komponenten in SiGe-Bipolar-Technologie zu beobachten. Durch die enorme Steigerung der Grenzfrequenzen in den letzten Jahren stehen inzwischen leistungsfähige Signalquellen und Mischer im MMW-Bereich in SiGe-Technologie zur Verfügung. Aufgrund der hohen Integrationsdichte dieser Technologie und der Kostenvorteile gegenüber den bisher im Millimeterwellen-Bereich vorherrschenden GaAs- und InP-Technologien wird die monolithische Integration von vollständigen Sende-/Empfangsmodulen möglich.

In dieser Arbeit wird ein Systemkonzept untersucht, das auf einer Gruppenanordnung aus Sende-/Empfangsmodulen basiert. Der Schwerpunkt der Arbeit liegt auf der Betrachtung der Eigenschaften einer solchen Gruppenanordnung in Verbindung mit der digitalen Strahlformung. Dabei werden spezielle Eigenschaften bei der Verwendung FMCW-modulierter Sendesignale näher untersucht. Da die monolithische Integration der Sende-/Empfangsmodule Voraussetzung für eine kosteneffektive Umsetzung des Konzeptes ist, wird außerdem die Integration wesentlicher Komponenten eines Sende-/Empfangsmoduls in SiGe-Technologie betrachtet und das Potential für Anwendungen in Frequenzbereichen oberhalb 100 GHz aufgezeigt.

In Kapitel 2 werden nach einer Betrachtung der Randbedingungen, die sich durch die Ausbreitungs- und Reflexionseigenschaften für Millimeterwellen-Radarsensoren ergeben, die Anforderungen an aktuelle und zukünftige Kfz-Radarsensoren diskutiert. Der grundlegende Aufbau des untersuchten Systemkonzeptes wird in Kapitel 3 dargestellt. Das Kapitel 4 beginnt mit der Untersuchung des Einflusses der Modulation des Sendesignals auf die Systemeigenschaften. Dabei werden auch die Randbedingungen berücksichtigt, die sich für integrierte Sende-/Empfangsmodule ergeben. Die für die weiteren Untersuchungen ausgewählte FMCW-Modulation wird anschließend näher betrachtet. Ein weiterer Abschnitt des Kapitels beschäftigt sich mit den Grundlagen der Array-Signalverarbeitung für die Schätzung der Objektposition bzw. für die Objekt-Abbildung in lateraler Richtung. In Kapitel 5 werden die Eigenschaften eines Arrays aus Sende-/Empfangsmodulen mit FMCW-modulierten Sendesignalen bezüglich der Schätzung von radialen und lateralen Objektkoordinaten analysiert und die Möglichkeiten dargestellt, die sich durch den zusätzlichen Freiheitsgrad unabhängig ansteuerbarer Signalquellen gegenüber bestehenden Systemen mit digitaler Strahlformung ergeben. Um die theoretisch beschriebenen Eigenschaften zu verifizieren, wurde ein Demonstrator, bestehend aus acht Sende-/Empfangsmodulen, aufgebaut. Der Sensor ist in Kapitel 6 beschrieben. Ein weiterer Abschnitt beschäftigt sich mit der Integration einiger Komponenten von Sende-/Empfangsmodulen in SiGe-Technologie. In Kapitel 7 werden die mit dem Demonstrator gewonnenen Messergebnisse dargestellt.

## 2 Radarsensorik im Automobil

Der Einsatz der Radarsensorik für die Erfassung des Fahrzeugumfeldes wurde bereits in den 50er Jahren in ersten Experimenten untersucht. In den 70er Jahren wurde der Forschungsaufwand verstärkt, um Radarsensoren zur frühzeitigen Erkennung von Aufprallsituationen für die Auslösung der damals aufkommenden Airbag-Systeme einzusetzen<sup>1</sup>. Die Systeme erreichten allerdings keine Marktreife, da sie die hohen Zuverlässigkeitsanforderungen nicht erfüllen konnten. Erst Ende der 90er Jahre wurden die ersten kommerziellen auf Radarsensoren basierenden Systeme zur automatischen Abstandsregelung in Oberklasse-Fahrzeugen angeboten. Dies wurde durch die Verfügbarkeit kostengünstiger Millimeterwellen-Komponenten und Fortschritte bei der digitalen Signalverarbeitungs-Hardware begünstigt. Zudem stellt die automatische Abstandsregelung aufgrund ihrer Einstufung als Komfortfunktion geringere Anforderungen an die Funktionalität und Zuverlässigkeit der Radarsensoren als sicherheitsrelevante Funktionen. Der Einsatz der ACC-Funktion ist auf einen Geschwindigkeitsbereich von ca. 30 - 200 km/h sowie auf Autobahnen und Bundesstraßen beschränkt. Die Sensoren werden im Frequenzbereich 76 - 77 GHz betrieben. Dieser Frequenzbereich ist inzwischen weltweit standardisiert. Die hohe Trägerfrequenz bietet den Vorteil, die für die ACC-Funktion erforderlichen Antennen-Öffnungswinkel von 3°-4° mit geringen Antennenabmessungen zu erreichen.

Zusätzlich zu den Sensoren für die ACC-Funktion, die einen großen Entfernungsbereich bis ca. 150 m in einem schmalen Winkelbereich abdecken, befinden sich bei vielen Automobilherstellern bzw. Zulieferern auch Nahbereichs-Radarsensoren in der Entwicklung. Diese Sensoren sind in mehreren Anwendungen einsetzbar. Beispiele sind die Überwachung des toten Winkels und die Unterstützung der ACC-Funktion, um die Regelung der Geschwindigkeit bis in den Stand zu ermöglichen (ACC Stop & Go). Ebenso können sie für die Erkennung bevorstehender Aufprallsituationen eingesetzt werden, um die frühzeitige Aktivierung passiver Sicherheitssysteme zu ermöglichen und die Unfallschwere zu verringern. Seit 2005 wird bereits ein System am Markt angeboten, das auf zwei Nahbereichssensoren basiert, deren Informationen bei Bremsmanövern für die Berechnung der von der Fahrsituation abhängigen optimalen Bremskraft verwendet werden [21].

Für die Nahbereichssensoren ist derzeit der Frequenzbereich von 21.65 - 26.65 GHz

---

<sup>1</sup>Übersichten der Entwicklungsgeschichte von Kfz-Radarsensoren sind in [31, 88, 99] zu finden.



freigegeben. Da für Komponenten in diesem Frequenzbereich kostengünstigere Halbleitertechnologien verwendet werden, können diese Systeme zu geringeren Kosten eingeführt werden. Aufgrund des möglichen Störpotentials, insbesondere für Anwendungen der Radioastronomie und der Erd-Fernerkundung in diesem Frequenzbereich, ist die Verbreitung solcher Systeme in Europa auf 7% der Fahrzeugflotte auf nationaler Ebene beschränkt und zeitlich bis 2013 befristet [25]. Langfristig ist der Frequenzbereich 77-81 GHz für diese Systeme freigegeben [24].

Radarsensoren unterscheiden sich in zwei Aspekten wesentlich von Sensoren im optischen oder Infrarotbereich:

- die wesentlich niedrigere Frequenz und die damit verbundene größere Wellenlänge und
- die Kohärenz der Signale.

Die Verwendung kohärenter Signale ermöglicht zum einen die direkte und damit präzise Geschwindigkeitsmessung über die Doppler-Frequenzverschiebung, zum anderen wird die Empfindlichkeit gegenüber Störsignalen verringert.

### 2.1 Eigenschaften der Millimeterwellen-Radarsensorik

Durch die unterschiedliche Wellenlänge und die Kohärenz der Signale unterscheiden sich auch die Abbildungseigenschaften der Radarsensorik im Vergleich zu optischen Sensoren. Die wesentlichen Eigenschaften der Millimeterwellen-Radarsensorik werden im folgenden dargestellt.

**Freiraumausbreitung:** Die Ausbreitung elektromagnetischer Wellen führt bei Berücksichtigung von Sende- und Empfangspfad zu einer Abnahme der Leistungsdichte proportional zur vierten Potenz der Entfernung eines Objektes<sup>2</sup>. Für den Einsatz im Automobilbereich bedeutet dies einerseits, dass aufgrund der relativ geringen Entfernungen im Vergleich zu den klassischen Einsatzbereichen der Radarsensorik in Militäranwendungen und der Luftraumüberwachung nur moderate Sendeleistungen erforderlich sind, die mit kompakten Halbleiter-basierten Quellen bereitgestellt werden können. Andererseits ist z.B. für eine Verdopplung der Reichweite eine Erhöhung der Sendeleistung um 12 dB bei ansonsten gleicher Auslegung des Sensors erforderlich. Dies verdeutlicht, dass der Reichweite eines Radarsensors bei vorgegebener Technologie enge Grenzen gesetzt sind.

Zusätzlich zur Verringerung der Leistungsdichte durch die  $1/R^4$ -Abhängigkeit treten Verluste durch die atmosphärische Dämpfung sowie Witterungseinflüsse auf. Die atmo-

---

<sup>2</sup>siehe Gleichung 4.18.

sphärische Dämpfung bei Frequenzen im Millimeterwellenbereich wird durch molekulare Absorptionen durch Wasserdampf und Sauerstoff dominiert. Absorptionsresonanzen treten für Wasserdampf in den Frequenzbereichen um 22 GHz, 183 GHz und 323 GHz auf. Die wesentlichen Resonanzen von Sauerstoff treten in den Frequenzbereichen um 60 GHz und 118 GHz auf [20]. Die Dämpfung zwischen den Resonanzen steigt stetig mit zunehmender Frequenz an. Im Frequenzbereich um 77 GHz beträgt die Dämpfung ca. 0.5-1 dB/km, bei höheren Frequenzen um 140 GHz liegt sie um ca. 1 dB/km höher. Zusätzliche Dämpfungen für Nebel sind in Tabelle 2.1 dargestellt. Wenn man

Frequenz	94 GHz		140 GHz	
Wassergehalt der Luft [g/m <sup>3</sup> ]	0.5	0.1	0.5	0.1
optische Sichtweite	50 m	200 m	50 m	200 m
Dämpfung [dB/km]	2.0	0.5	3.5	0.7

**Tabelle 2.1:** Dämpfung für Bodennebel bei 94 GHz und 140 GHz aus [20].

die typische Reichweite aktueller Kfz-Radarsensoren von ca. 150 m berücksichtigt, ist erkennbar, dass die zusätzliche Dämpfung gegenüber anderen Einflüssen, wie der entfernungsbedingten Verringerung der Leistungsdichte, vernachlässigbar ist. Für optische Sensoren ergibt sich bei gleichen Witterungsbedingungen bereits eine deutliche Reduktion der Reichweite.

**Mehrwegeausbreitung:** Bei einem Kfz-Radar liegt aufgrund der reflektierenden Straßenoberfläche keine reine Freiraumausbreitung, sondern eine Mehrwegeausbreitung vor. Aufgrund der Kohärenz der Signale kommt es zu Interferenzen und damit zu entfernungsabhängigen Schwankungen der Empfangsleistung zwischen den Extremfällen einer vollständigen Auslöschung der Signale und einer Verdopplung der Feldstärke bzw. einer Erhöhung der Empfangsleistung um 6 dB. Für die resultierenden Interferenzmuster ist die Einbauhöhe des Sensors ein wichtiger Parameter. Zur Verringerung der Ausdehnung von Zonen destruktiver Interferenz ist eine möglichst hohe Einbauposition günstig. Ein weiterer Effekt der Mehrwegeausbreitung ist, dass auch verdeckte Fahrzeuge durch Mehrfachreflexionen zwischen Fahrbahn und Unterboden des direkt vorausfahrenden Fahrzeugs sichtbar werden [72].

**Reflexionseigenschaften:** Die Reflexionseigenschaften im Mikro- und Millimeterwellenbereich unterscheiden sich ebenfalls von denen im optischen Bereich. Während bei optischen Wellenlängen viele Oberflächen die einfallenden Signale in viele Raumrichtungen streuen, erscheinen Oberflächen im Mikrowellen- und Millimeterwellenbereich aufgrund der größeren Wellenlänge meist als glatt. Dadurch dominieren spiegelnde Re-

flexionen und es ergibt sich ein großer Dynamikumfang der wirksamen Rückstreuquerschnitte sowie eine starke Abhängigkeit der reflektierten Leistung vom Aspektwinkel [83]. Die Rückstreuquerschnitte<sup>3</sup> von Objekten im Straßenverkehr liegen für Frequenzen um 77 GHz im Bereich von ca.  $0.01 \text{ m}^2$  bis  $10000 \text{ m}^2$  bzw. zwischen  $-20 \text{ dBsm}$  und  $40 \text{ dBsm}$  [46].

## 2.2 Sensoren

Die aktuelle Generation der für die ACC-Funktion eingesetzten Radarsensoren erfasst einen Winkelbereich im Azimut von  $\pm 8^\circ$ , in der Elevation einen Bereich von ca.  $3^\circ - 4^\circ$ . Der geringe Öffnungswinkel der Antennenstrahlen ist durch die Forderung nach einer eindeutigen Spurzuordnung vorausfahrender Fahrzeuge bis zu Entfernungen von ca. 150 m bedingt. Ein häufig angegebener Richtwert für die Empfindlichkeit der Sensoren ist die Detektion eines Rückstreuquerschnittes von  $1 \text{ m}^2$  in 150 m Entfernung. Die geforderte Trennfähigkeit<sup>4</sup> zweier Objekte in radialer Richtung liegt bei ca. 1 m.

Die Komplexität der Radarsensorik wird an der Vielfalt der existierenden Systemlösungen deutlich. Sowohl seitens der Modulationsverfahren als auch bezüglich der eingesetzten Antennenkonzepte finden sich viele in der Radartechnik bekannte Ansätze. Als Modulationsverfahren werden FMCW-, Zwei-Frequenz-FSK-, Puls-Doppler- und Pseudo-Noise-Modulation eingesetzt oder in Prototypen untersucht. Unter den verwendeten Antennentypen finden sich quasioptische Antennen mit dielektrischen Linsen, Reflektorantennen, Hornantennen und planare Patch-Antennen. Als Auswertungskonzepte für die Winkelmessung werden die geschaltete oder permanente Mehrfach-Strahlformung (Multiple-Beam) mit festen Raumrichtungen, das Monopuls-Verfahren sowie mechanische und elektronische Strahlschwenkung eingesetzt. Eine Zusammenstellung und Diskussion der unterschiedlichen Antennenkonzepte für Kfz-Radarsensoren ist in [36] zu finden.

Das am häufigsten eingesetzte Modulationsverfahren ist die FMCW-Modulation. Für die Auswahl des Modulationsverfahrens sind, wie in Abschnitt 4.2.3.2 diskutiert wird, die Anforderungen der Entfernungs- und Geschwindigkeitsmessung, aber auch Aspekte wie die erforderliche Empfindlichkeit, Dynamik oder die Eigenschaften bei der Detektion bewegter Objekte relevant.

Bei den Antennentypen sind die Multiple-Beam-Antennen am weitesten verbreitet.

---

<sup>3</sup>Der Rückstreuquerschnitt (RCS) eines Objektes beschreibt das Verhältnis der Leistungsdichte der einfallenden Welle zur gleichmäßig in alle Raumrichtungen abgestrahlten Leistung für ein Objekt im Fernfeld. Der RCS beschreibt das Rückstreuverhalten eines Objektes unabhängig von der Ausrichtung der Antenne und der Objektentfernung.

<sup>4</sup>Um den oft mehrdeutig verwendeten Begriff *Auflösung* zu vermeiden, wird in dieser Arbeit der Begriff *Trennfähigkeit* für die Eigenschaft eines Radarsensors verwendet, zwei Objekte in einer der Koordinaten Entfernung, Geschwindigkeit oder Winkel zu unterscheiden.

Aus Sicht der Detektionseigenschaften sind die wichtigsten Anforderungen der ACC-Funktion an die Antenne ein hoher Gewinn, um eine große Reichweite zu ermöglichen, ein geringer Öffnungswinkel sowie geringe Nebenkeulen von mindestens -25 dB, um die unerwünschte Detektion von stark reflektierenden außerhalb des Sichtbereiches liegenden Objekten zu vermeiden. Hinzu kommen durch die Automobilanwendung gegebene Randbedingungen wie geringe Kosten, Eignung zur Fertigung in großen Stückzahlen und einfache Integration des Sensors in das Fahrzeug.

Zukünftige Generationen der ACC-Funktion werden den Einsatzbereich auch auf Landstraßen erweitern. Aufgrund der geringeren Kurvenradien ist daher mindestens eine Verdopplung des Azimut-Winkelbereiches auf  $\pm 16^\circ$  erforderlich [72]. Weitere Anforderungen an zukünftige Fernbereichssensoren sind eine höhere Empfindlichkeit sowie eine bessere Entfernung- und Winkeltrennfähigkeit.

Für die Nahbereichssensoren ergeben sich andere Anforderungen als für die bei der ACC-Funktion eingesetzten Sensoren. Für Nahbereichsfunktionen ist die Erfassung eines Azimut-Winkelbereiches von mindestens  $\pm 60^\circ$  erforderlich, einzelne Anwendungen fordern bis zu  $\pm 80^\circ$ . Die Entfernungstrennfähigkeit muss deutlich höher liegen als bei der ACC-Funktion, so dass eine Signalbandbreite von bis zu 4 GHz notwendig ist. Der zu erfassende Entfernungsbereich erstreckt sich bis ca. 30 m. Hinzu kommt mit zunehmender Sicherheitsrelevanz der Systeme eine erhöhte Anforderung an die Zuverlässigkeit der Sensordaten.



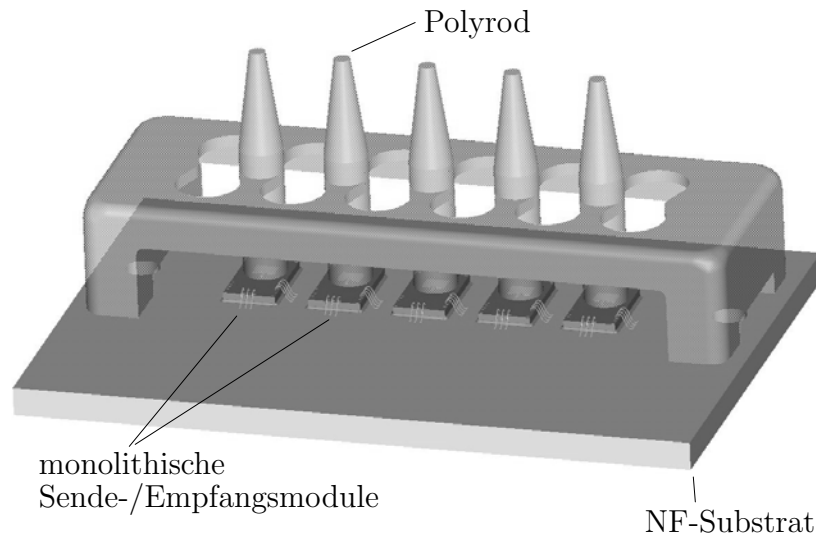
## 3 Ein modulares Systemkonzept

Die Entwicklung zukünftiger Kfz-Radarsensoren steht vor der Herausforderung, eine Erweiterung der Funktionalität bei geringeren Kosten zu erreichen. Auf Seiten der Hochfrequenzmodule sind die Chip- und Komponentenkosten sowie der Aufwand für die Aufbau- und Verbindungstechnik die wesentlichen Kostenfaktoren. Ein vielversprechender alternativer Ansatz zu bestehenden Konzepten ist die Integration vollständiger Sende-/Empfangsmodule auf einem Halbleiter-Chip.

Der primäre Vorteil dieses Aufbaus ist die Vermeidung von Übergängen zwischen Chip und Substrat im Millimeterwellen-Frequenzbereich. Bei monolithischer Integration eines Sende-/Empfangsmoduls werden die Signale im Bereich der Trägerfrequenz ausschließlich auf dem Chip geführt. Dadurch kann unabhängig von der Trägerfrequenz eine Niederfrequenz-Verbindungstechnik verwendet werden, die deutlich geringere Anforderungen an die Toleranzen der Fertigung stellt und damit kostengünstiger ist. An Stelle des heute üblichen organischen oder Keramik-Hochfrequenzsubstrates, das für Verbindungsleitungen und Antennenelemente benötigt wird, kann ein preiswerteres Niederfrequenz-Substrat eingesetzt werden. Ein weiterer Vorteil ist die vereinfachte Prüftechnik der MMICs, da ein integriertes Sende-/Empfangsmodul ohne extern eingespeiste Hochfrequenzsignale getestet und ein gesamtes Modul in einem Schritt überprüft werden kann. Dadurch wird der Testaufwand und die Testdauer erheblich reduziert. Nachteile dieses Aufbaus sind der größere Bedarf an Halbleiterfläche gegenüber einem Aufbau aus einzelnen Chips, da die Erreger Elemente der Antenne integriert werden und ein erhöhter Leistungsbedarf, da jedes Modul eine eigene Signalquelle besitzt. Aus Sicht der Fertigung besteht möglicherweise der Nachteil einer geringeren Ausbeute durch die Integration mehrerer Funktionen auf einem Chip.

Die monolithischen Radar-Chips können als Basis-Module für unterschiedliche Systemkonzepte verwendet werden. Eine beispielhafte Anordnung aus fünf monolithischen Sende-/Empfangsmodulen ist in Abb. 3.1 dargestellt. So kann z.B. durch die Verwendung verschiedener Linsengeometrien in einem quasioptischen Antennensystem der abgedeckte Winkelbereich an die Anforderungen unterschiedlicher Anwendungen angepasst werden. Bei mehrkanaligen Konzepten kann die Kanalanzahl mit geringem Aufwand variiert werden. Durch die langfristig vorgesehene Harmonisierung der Frequenzbereiche für Nah- und Fernbereichssensoren, durch die alle Kfz-Radarsensoren im Bereich 76-81 GHz betrieben werden, ist es außerdem prinzipiell möglich, trotz der im

vorigen Abschnitt beschriebenen unterschiedlichen Anforderungen an die Sensoren ein Basis-Modul zu verwenden.



**Abb. 3.1:** Beispiel für eine Gruppenanordnung aus integrierten Sende-/Empfangsmodulen.

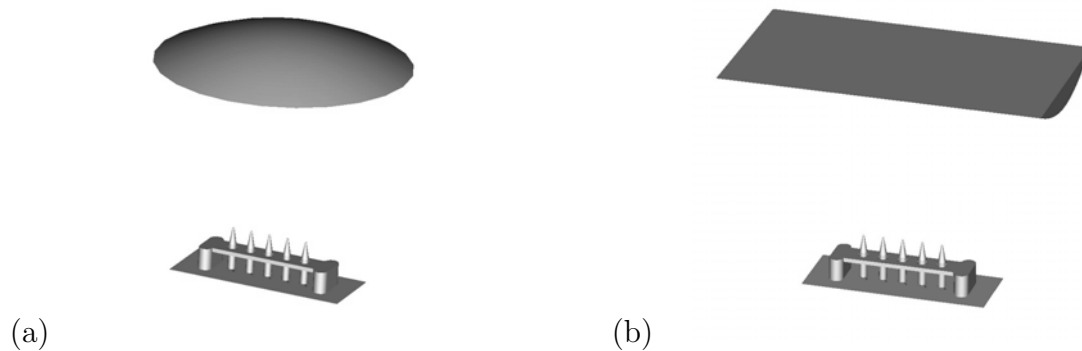
Die monolithische Integration vollständiger Sende-/Empfangsmodule auf einem Chip wird durch die Fortschritte bei Silizium-basierten Halbleiter-Technologien ermöglicht. Mit Heterobipolartransistoren (HBT) in Silizium-Germanium-Technologie (SiGe) werden derzeit Grenzfrequenzen bis zu 350 GHz erreicht. Prozesse mit Grenzfrequenzen im Bereich von 200 GHz sind bereits verbreitet verfügbar [7, 41, 100]. Mit diesen Technologien ist die Realisierung von Hochfrequenz-Modulen bis zu Trägerfrequenzen deutlich über 100 GHz möglich [85]. Die SiGe-Technologien setzen auf bestehenden CMOS-Prozessen auf und können somit im Vergleich zu bisher im MMW-Bereich vorherrschenden III-V-Halbleitern, wie z.B. Gallium-Arsenid (GaAs), kostengünstiger und mit höherer Ausbeute hergestellt werden. Durch die hohe Integrationsdichte von Si-Transistoren ist außerdem die Integration von analoger Basisbandsignalverarbeitung sowie bei Verwendung von SiGe-Bipolar-CMOS (BiCMOS)-Technologien die Realisierung von hochintegrierten Digitalschaltungen auf den Modulen möglich.

Basierend auf einem einheitlichen monolithischen Sende-/Empfangsmodul ist es möglich, unterschiedliche Konzepte zur Winkelmessung umzusetzen und damit einen großen Bereich von Systemanforderungen abzudecken. Mögliche Varianten sind z.B. das Multiple-Beam-Verfahren mit quasioptischen Linsenantennen, Phasen-Monopuls mit Sensoren aus zwei Modulen sowie eine Gruppenanordnung von Modulen mit digitaler Strahlformung.

Die Unterschiede zwischen der Umsetzung des Multiple-Beam-Verfahrens und der digitalen Strahlformung mit einer Gruppenanordnung aus Sende-/Empfangsmodulen liegen für die in Abb. 3.1 dargestellte Anordnung in der Geometrie einer zusätzlichen

Linse sowie in der digitalen Signalverarbeitung. Zwei mögliche Anordnungen für die Umsetzung der beiden Konzepte mit unterschiedlich geformten dielektrischen Linsen sind in Abb. 3.2 dargestellt. Die eindimensionalen Anordnungen sind einfach auf zwei Dimensionen erweiterbar. Für einen Kfz-Radarsensor ist aber die Winkelerfassung in Azimutrichtung ausreichend.

Für das Multiple-Beam-Konzept ist eine sphärische Linse erforderlich, die eine Ausrichtung der Module auf unterschiedliche Einfallsrichtungen ungefähr proportional zu ihrer lateralen Auslenkung vom Brennpunkt der Linse bewirkt. Bei der digitalen Strahlformung müssen sich die Strahlungscharakteristiken möglichst vollständig überlappen. Daher ist hier eine zusätzliche Linse nicht unbedingt erforderlich. Zur Erhöhung der Empfindlichkeit des Sensors und zur Einschränkung des Sichtbereiches in Elevationsrichtung kann optional eine zylindrische Linse eingesetzt werden.



**Abb. 3.2:** Anordnungen mit dielektrischen Linsen für unterschiedliche Konzepte zur Winkelschätzung. (a) Sphärische Linse für die Mehrfach-Strahlausbildung (Multiple-Beam); (b) Zylinderlinse für die digitale Strahlformung.

Das Multiple-Beam-Verfahren wird in Fernbereichssensoren für die ACC-Funktion mit unterschiedlichen Antennensystemen verbreitet eingesetzt [6, 64]. Auch die digitale Strahlformung wird bereits verwendet [90]. Das Multiple-Beam-Konzept ist bisher aus zwei Gründen bei den Fernbereichssensoren weiter verbreitet. Zum einen ermöglicht es eine höhere Strahlbündelung und damit bei gegebener Sendeleistung eine größere Reichweite. Zum anderen ist der Signalverarbeitungsaufwand für die Winkelschätzung gegenüber der digitalen Strahlformung geringer. Bei dem aktuell für die ACC-Funktion geforderten Winkelbereich von  $\pm 8^\circ$  und einer typischen 3-dB-Breite von  $4^\circ$  kann der Winkelbereich außerdem mit nur drei bis vier Empfangskanälen abgedeckt werden. Für die digitale Strahlformung sind mehr Kanäle erforderlich, um bei einem geringeren Elementabstand die erforderliche Apertur abzudecken.

Für den größeren erforderlichen Azimut-Winkelbereich zukünftiger Fernbereichssensoren ist das Multiple-Beam-Konzept dagegen weniger geeignet, da die Kanalanzahl



bei gleichen Anforderungen an den Öffnungswinkel der Kanäle proportional zum Winkelbereich ansteigt. Um z.B. einen Winkelbereich von  $\pm 16^\circ$  abzudecken, sind bei einem Öffnungswinkel von  $3-4^\circ$  und Überlappung der Strahlen an den 3-dB-Grenzen insgesamt 8 bis 11 Kanäle erforderlich. Für eine eindeutige Rekonstruktion der Intensitätsverteilung, um z.B. eine Trennung von Objekten im Winkel ungefähr entsprechend der 3-dB-Breiten zu ermöglichen, ist eine Teilüberlappung der einzelnen Strahlen bei dem halben Öffnungswinkel erforderlich [38]. Damit würde sich die erforderliche Kanalanzahl auf 16 bis 22 Kanäle verdoppeln.

Bei der digitalen Strahlformung ist die Kanalanzahl nicht an den Winkelbereich gekoppelt. Der Winkelbereich ist durch den Öffnungswinkel der einzelnen Strahlungsdiagramme gegeben. Damit ist die erforderliche Kanalanzahl bei größeren Winkelbereichen deutlich geringer als bei dem Multiple-Beam-Konzept. Ein weiterer wesentlicher Vorteil der digitalen Strahlformung ist die Möglichkeit, durch geeignete Signalverarbeitung die Empfangscharakteristik abhängig von den einfallenden Signalen einzustellen. Bei der Verwendung solcher adaptiver Signalverarbeitungsverfahren sind die Trennfähigkeit und Signaldynamik im Winkelbereich nicht nur durch die Eigenschaften der Antennencharakteristik festgelegt, sondern zusätzlich vom Signal- zu Rauschverhältnis abhängig und können gegenüber den physikalischen 3-dB-Breiten und Nebenkeulenabständen deutlich verbessert werden.

Da sich mit fortschreitender Entwicklung im Bereich der digitalen Signalprozessoren der Nachteil eines höheren Signalverarbeitungsaufwands weiter relativiert, ist die digitale Strahlformung ein alternativ zu betrachtendes Konzept für zukünftige Kfz-Radarsensoren. Durch unterschiedliche Auslegung der Strahlungscharakteristiken der Sende-/Empfangsmodule kann dieses Konzept sowohl an die Anforderungen der Nahbereichssensoren, als auch an die der Fernbereichssensoren angepasst werden. Aufgrund der höheren Anforderungen, die durch die digitale Strahlformung gegenüber den anderen Konzepten an die Kohärenz der Sendesignale gestellt werden, sind wesentliche Anforderungen anderer Verfahren ebenfalls abgedeckt. Im folgenden wird daher die digitale Strahlformung zugrunde gelegt und die Umsetzung dieses Konzeptes mit einer Gruppenanordnung aus monolithischen Sende-/Empfangsmodulen untersucht.

# 4 Radarsignale und Signalverarbeitung

Die Systemeigenschaften eines aus einer Gruppenanordnung (*Array*) von Kanälen bestehenden Radarsensors werden neben den physikalischen Randbedingungen, zu denen hier auch technologisch bedingte Parameter, z.B. die verfügbare Sendeleistung oder die Rauschzahl des Empfangsmischers, gezählt werden, im wesentlichen durch die Modulation des Sendesignals sowie die Geometrie der Anordnung und die eingesetzte Signalverarbeitung bestimmt. Für einen monostatischen bzw. quasi-monostatischen Sensor lassen sich die Eigenschaften bezüglich der Schätzung der radialen Koordinaten Objektentfernung und -geschwindigkeit einerseits und die der Schätzung der Winkelablage andererseits getrennt betrachten. Die Eigenschaften in radialer Richtung werden durch die Signalmodulation, die Eigenschaften in lateraler Richtung durch die Antennenanordnung und die Array-Signalverarbeitung bestimmt. In den folgenden Abschnitten werden die wesentlichen Modulationsverfahren unter Berücksichtigung der Randbedingungen für einen Kfz-Radarsensor betrachtet und die Grundlagen der Array-Signalverarbeitung dargestellt.

## 4.1 Einfluss der Signalmodulation auf die Systemeigenschaften

Die Modulation des Sendesignals eines monostatischen Radarsensors bestimmt seine Eigenschaften bezüglich der Entfernungs- und Geschwindigkeitsschätzung, wie z.B. Trennfähigkeit und Eindeutigkeit in den beiden Koordinaten sowie die Mehrzielfähigkeit. Darüber hinaus werden die erreichbare Dynamik der Empfangssignale sowie die Empfindlichkeit und damit die Reichweite des Sensors maßgeblich beeinflusst.

Da das Umfeld eines Kraftfahrzeugs eine komplexe Anordnung mit vielen Objekten darstellt, sind für eine zuverlässige Objektdetektion mehrzielfähige Modulationsverfahren erforderlich. Die wichtigsten Modulationsprinzipien, die diese Forderung erfüllen, sind:

- die Frequency-Modulated-Continuous-Wave (FMCW)-Modulation,
- die Puls-Doppler-Modulation,
- die Pseudo-Noise (PN)-Phasenkodierung.

Daneben existieren Varianten dieser Verfahren, die sich nur in Details von den Basismodulationen unterscheiden. Die FMCW-Modulation weist unter den Randbedingungen der Anforderungen eines Kfz-Radarsensors und im Hinblick auf die monolithische Integration der Sende-/Empfangsmodule Vorteile auf. Daher wird sie für das in dieser Arbeit untersuchte Systemkonzept zugrunde gelegt und anschließend eingehender betrachtet. Für eine Beschreibung der Puls-Doppler und Pseudo-Noise-Modulationsverfahren wird auf die Literatur verwiesen (z.B. [23, 53, 78]).

### 4.1.1 Entfernung- und Geschwindigkeitsschätzung

Die Eigenschaften eines Modulationsverfahrens hinsichtlich der Schätzung von Entfernung und Geschwindigkeit sind nur von der Bandbreite und Dauer des Sendesignals abhängig. Das Sendesignal eines Radarsensors ist in der Regel ein Bandpasssignal, das sich in komplexer Schreibweise darstellen lässt als:

$$s_t(t) = A_t \cdot u(t) \cdot e^{j2\pi f_0 t}; \quad u(t) = a(t) \cdot e^{j\psi(t)}. \quad (4.1)$$

Dabei ist  $u(t)$  die komplexe Modulationsfunktion, die durch das Modulationsverfahren bestimmt ist. Das Sendesignal wird an dielektrischen und metallischen Objekten reflektiert und gelangt entsprechend der Signallaufzeit mit einer Zeitverzögerung zum Empfänger. Für ein relativ zum Sender ruhendes Objekt mit der Entfernung  $R$  ist die Laufzeit konstant und durch  $\tau = 2R/c_0$  gegeben. Für ein bewegtes Ziel ergibt sich eine zeitabhängige Laufzeit entsprechend [78]:

$$T(t) = \frac{2}{c_0} R \left( t - \frac{T(t)}{2} \right). \quad (4.2)$$

Diese Gleichung gilt auch für beschleunigte Objekte, kann aber für den Fall näherungsweise mit konstanter Geschwindigkeit bewegter Objekte, deren Geschwindigkeit gegenüber der Freiraum-Lichtgeschwindigkeit  $c_0$  gering ist, vereinfacht werden. Durch Reihenentwicklung um  $t = \tau$  ergibt sich:

$$T(t) = \tau + \dot{T}(\tau)(t - \tau) + \ddot{T}(\tau) \frac{(t - \tau)^2}{2} + \dots \quad (4.3)$$

Die Ableitungen von  $T(t)$  erhält man durch Differenzieren von 4.2 zu [78]:

$$\dot{T}(t) = \frac{(2/c_0) \cdot v(\tau/2)}{1 + (1/c_0) \cdot v(\tau/2)} \simeq \frac{2}{c_0} v \left( \frac{\tau}{2} \right) \quad (4.4)$$

$$\ddot{T}(t) = \frac{(2/c_0) \cdot a(\tau/2)}{[1 + (1/c_0) \cdot v(\tau/2)]^3} \simeq \frac{2}{c_0} a \left( \frac{\tau}{2} \right). \quad (4.5)$$

Mit der Geschwindigkeit  $v(t) = \dot{R}(t)$  und der Beschleunigung  $a(t) = \ddot{R}(t)$ . Das Empfangssignal ergibt sich damit zu:

$$\begin{aligned} s_r(t) &= \alpha A_t \cdot s_t(t - T(t)) \\ &= A_r \cdot s_t \left( (t - \tau)[1 - \dot{T}(t)] - \ddot{T}(t) \frac{(t - \tau)^2}{2} - \dots \right). \end{aligned} \quad (4.6)$$

Für Objekte mit konstanter Geschwindigkeit ergibt sich das Empfangssignal mit  $\ddot{T}(t) = 0$  und unter Berücksichtigung von  $v \ll c_0$  zu:

$$\begin{aligned} s_r(t) &= A_r \cdot s_t \left( (t - \tau) \left( 1 - \frac{2v}{c_0} \right) \right) \\ &= A_r \cdot u(t - \tau) \cdot e^{j2\pi(f_0 - \frac{2v}{c_0}f_0)(t - \tau)}. \end{aligned} \quad (4.7)$$

Dabei wurde für das Modulationssignal  $u(t)$  der Zeit-Dehnungsfaktor vernachlässigt und nur die Zeitverzögerung berücksichtigt. Dies ist bei schmalbandigen Signalen aufgrund der im Vergleich zum Träger langsamen Veränderung der Modulation zulässig. Die Objektbewegung führt also unter den angegebenen Näherungen zu einer Verschiebung der Trägerfrequenz um die Dopplereffrequenz  $f_d = \frac{2v}{c_0}f_0$ .

Der optimale Empfänger im Hinblick auf die Maximierung des Signal- zu Rauschverhältnisses ist das *Matched-Filter* [54, 78], das eine vom Empfangssignal abhängige Impulsantwort besitzt. Für ein Empfangssignal  $s(t)$  erhält man die Impulsantwort für das Matched Filter:

$$h(t) = k \cdot s^*(T_0 - t). \quad (4.8)$$

Aus der Faltung des Empfangssignals 4.7 mit der für  $\tau = \tau_m$  und  $f_d = f_{d,m}$  angepassten Impulsantwort 4.8 erhält man nach einigen Umformungen für das Basisbandsignal [78]:

$$z(t) = k A_r e^{-j2\pi(f_0 - f_{d,m})\tau} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} u(\xi) u^*(\xi + \tau) e^{j2\pi f \xi} d\xi. \quad (4.9)$$

Dabei sind  $\tau = \tau_r - \tau_m$  und  $f = f_d - f_{d,m}$  die Differenzen zwischen tatsächlicher und in der Filterimpulsantwort angenommener Laufzeit bzw. Dopplerverschiebung. Der Integralausdruck

$$\chi(\tau, f) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t) u^*(t + \tau) e^{j2\pi f t} dt. \quad (4.10)$$

ist die so genannte *Ambiguity-Funktion* [53, 78]. Die Ambiguity-Funktion beschreibt die komplexe Einhüllende des Empfänger-Ausgangssignals in Abhängigkeit von fehlangepasster Objektentfernung und Radialgeschwindigkeit. An ihr lassen sich daher die Eigenschaften einer Modulation bezüglich Entfernungs- und Geschwindigkeitsmessung erkennen. Die Ambiguity-Funktion erreicht ihren maximalen Wert für  $\tau = 0$  und  $f = 0$ . Das Volumen unter der Funktion ist eine Konstante:

$$\int \int |\chi(\tau, f)|^2 d\tau df = |\chi(0, 0)|^2. \quad (4.11)$$

Die Trennfähigkeit in beiden Koordinaten kann durch Entwicklung von  $|\chi(\tau, f)|$  um

( $\tau = 0, f = 0$ ) untersucht werden [78]:

$$|\chi(\tau, f)| = \chi(0, 0) \cdot \left[ 1 - \frac{1}{2} (\beta^2 \tau^2 + \alpha^2 f^2 + 2A_{12} \tau f) + \dots \right] \quad (4.12)$$

$$\beta^2 = \frac{1}{\chi(0, 0)} \int_{-\infty}^{\infty} (2\pi f)^2 |U(f)|^2 df \quad (4.13)$$

$$\alpha^2 = \frac{1}{\chi(0, 0)} \int_{-\infty}^{\infty} (2\pi t)^2 |u(t)|^2 dt \quad (4.14)$$

$$A_{12} = -\frac{1}{\chi(0, 0)} \operatorname{Re} \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} (j2\pi t) u(t) \frac{du^*(t)}{dt} dt \right\}. \quad (4.15)$$

Die Parameter  $\beta$  und  $\alpha$  werden als effektive Bandbreite und effektive Zeitdauer des Modulationssignals bezeichnet. Der Term  $A_{12}$  stellt eine Verkopplung zwischen Entfernung und Dopplerfrequenz dar, wie sie z.B. für die FMCW-Modulation auftritt. Es ist erkennbar, dass die Breite der Maximums um  $\chi(0, 0)$ , welche die Trennfähigkeit begrenzt, in der Entfernungs- bzw. Laufzeitkoordinate  $\tau$  nur durch die effektive Bandbreite des Signals, die Breite in der Geschwindigkeitskoordinate  $f$  nur durch die effektive Zeitdauer des Signals bestimmt wird. Dies gilt unabhängig von der genauen Signalform.

Gebräuchliche Näherungsformeln für Entfernungs- und Geschwindigkeitstrennfähigkeit eines Modulationsverfahrens sind:

$$\Delta R \simeq \frac{c_0}{2\Delta F} \quad (4.16)$$

$$\Delta v \simeq \frac{c_0}{2f_0 T}. \quad (4.17)$$

Dabei ist  $\Delta F$  die 3-dB Signalbandbreite und  $T$  die Modulationsdauer. Bei einer für Fernbereichs-Radarsensoren geforderten Entfernungstrennfähigkeit von ca. 1 m ergibt sich damit eine erforderliche Signalbandbreite von  $\Delta F = \frac{c_0}{2\Delta R} \geq 150$  MHz bzw. entsprechend für Zeitbereichsmodulationen eine Pulsdauer von 6.7 ns.

### 4.1.2 Empfindlichkeit und Signaldynamik

Zur Abschätzung der Empfindlichkeit sowie der Dynamik der Empfangssignale eines Radarsensors wird die Radargleichung verwendet [20, 78]. Diese kann unabhängig von einer speziellen Signalmodulation folgendermaßen dargestellt werden:

$$\frac{S}{N} \Big|_{\text{Det}} = \frac{\bar{P} T G_t G_r \lambda_0^2 \sigma}{(4\pi)^3 k T_{\text{sys}} R^4 L_{\text{ges}}}, \quad (4.18)$$

mit den Parametern

$\bar{P}$  : Mittlere Sendeleistung,

$T$  : Dauer des Sendesignals,

- $G_t$  : Gewinn der Sendeantenne,  
 $G_r$  : Gewinn der Empfangsantenne,  
 $\lambda_0$  : Wellenlänge des Trägersignals,  
 $\sigma$  : Rückstreuquerschnitt,  
 $k$  : Boltzmann-Konstante ( $1.38 \cdot 10^{-23}$  Ws/K),  
 $T_{\text{sys}}$  : System-Rauschtemperatur,  
 $R$  : Zielentfernung,  
 $L_{\text{ges}}$  : Faktor der Gesamtverluste.

Die Empfangsempfindlichkeit eines Radarsensors wird neben dem Antennengewinn und der Empfängerrauschzahl, die durch die Modulation nicht beeinflusst werden, im wesentlichen durch die mittlere Signalleistung bestimmt<sup>1</sup>. Bei halbleiterbasierten Signalquellen im Millimeterwellen-Bereich sind die im kontinuierlichen Betrieb erreichbaren Ausgangsleistungen der Oszillatoren in der Regel durch Technologieparameter wie die verfügbare Verstärkung oder Durchbruchspannungen und nicht durch thermische Probleme begrenzt. Daher ist durch gepulsten Betrieb keine Erhöhung der Signalleistung möglich. Die verfügbare Sendeleistung wird aber bei den kontinuierlichen Signalformen der FMCW- und Pseudo-Noise-Modulation effizienter ausgenutzt als bei der Pulsmodulation.

Aus der allgemeinen Radargleichung 4.18 ergibt sich das mit einem Pulsradar erreichbare Signal- zu Rauschverhältnis im Vergleich zu dem mit einem CW-Radar erreichbaren zu:

$$\frac{\frac{S}{N}|_{\text{Puls}}}{\frac{S}{N}|_{\text{CW}}} = \frac{\bar{P}_{\text{Puls}}}{\bar{P}_{\text{CW}}}. \quad (4.19)$$

Dabei sind gleiche Werte für Antennengewinn, Empfängerrauschzahl, Gesamtverluste und gesamte Modulationsdauer angenommen. Die mittlere Sendeleistung eines Pulsradars bestimmt sich aus der CW-Leistung, der Pulsdauer und der Pulswiederholfrequenz zu  $\bar{P}_{\text{Puls}} = P_{\text{CW}} \cdot f_{\text{PRF}} \cdot \tau$ . Mit der oben genannten Pulsdauer von  $t_p = 6.7$  ns für eine Entfernungstrennfähigkeit von  $\Delta R = 1$  m und einer maximalen Pulswiederholfrequenz von  $f_{\text{PRF}} = 500$  kHz, die sich für einen geforderten Eindeutigkeitsbereich in der Entfernungsbestimmung von 300 m ergibt, folgt für das relative S/N-Verhältnis des Pulsradars im Vergleich zu dem des CW-Radars:

$$\frac{\frac{S}{N}|_{\text{Puls}}}{\frac{S}{N}|_{\text{CW}}} = \frac{P_{\text{CW}} \cdot f_{\text{PRF}} \cdot t_p}{P_{\text{CW}}} = 3.33 \cdot 10^{-3} \hat{=} -24.8 \text{ dB}. \quad (4.20)$$

Dies bedeutet eine erhebliche Einbuße an Empfangsempfindlichkeit eines Pulsradars gegenüber einem CW-Radar. Die für einen Fernbereichs-Radarsensor erforderlichen

---

<sup>1</sup>Aufgrund von Überkopplungen zwischen unterschiedlichen Entfernungszellen, wie sie z.B. für die PN-Modulation oder die FMCW-Modulation auftritt, kann die Empfindlichkeit auch durch die eingeschränkte Dynamik begrenzt werden.

Reichweite kann daher bei kontinuierlicher Signalmodulation mit einer deutlich geringeren Sendeleistung erreicht werden.

**Empfangsdynamik** Die Dynamik der Empfangssignale setzt sich aus der Entfernungsdynamik, die durch die  $R^{-4}$ -Abhängigkeit der Leistungsdichte bei Zwei-Wege-Ausbreitung bestimmt wird, und der Dynamik der Rückstreuquerschnitte zusammen. Aufgrund der großen Dynamik der Rückstreuquerschnitte muss ein Fernbereichs-Radarsensor somit eine Gesamtdynamik von etwa 100 dB verarbeiten können. Die größte Dynamik kann mit dem Pulsradar verarbeitet werden, da Reflexionen aus unterschiedlichen Entfernungszellen, abgesehen von unmittelbar angrenzenden, voneinander entkoppelt sind. Mit einer Entfernungs- bzw. zeitabhängigen Verstärkung (*Sensitivity Time Control*) im Empfänger kann außerdem die Entfernungsdynamik kompensiert werden, so dass nur die Dynamik der Rückstreuquerschnitte verarbeitet werden muss.

Bei der FMCW-Modulation müssen wie für alle kontinuierlichen Modulationsarten zwei Effekte beachtet werden, um den geforderten Dynamikbereich zu erreichen. Zum einen führt das Phasenrauschen der Signalquelle bei homodyner Empfangsmischung zu einem Rauschpegel im Basisband, der abhängig von der jeweiligen Leistung des Empfangssignals ist<sup>2</sup>. Dadurch ergibt sich ein Übersprechen zwischen unterschiedlichen Auflösungszellen, und schwache Reflexionen können durch die Rauschseitenbänder starker Reflexionen maskiert werden. Zum anderen entstehen durch die Übersteuerung des Empfangsmischers Mischprodukte höherer Ordnung, die, sofern sie im Frequenzbereich des Basisbandsignals liegen, zu Fehldetektionen führen können. Die Entfernungsdynamik kann bei der FMCW-Modulation durch Hochpassfilterung der Basisbandsignale kompensiert werden. Eine vollständige Kompensation ist allerdings nicht möglich, da aufgrund der Kopplung von Entfernung und Geschwindigkeit die Entfernung nicht linear auf die Basisbandfrequenz abgebildet wird. Die verbleibende Dynamik der Basisbandsignale ist daher größer als die Zieldynamik.

Die mit einem PN-binärphasencodierten Signal erreichbare Dynamik ist bei analoger Korrelation von Empfangssignal und zeitverzögertem Sendesignal durch das konstante Nebenzipfelniveau der Kreuzkorrelationsfunktion beschränkt und ergibt sich für einen PN-Code der Länge  $N$  zu  $20 \cdot \log N$ . Selbst mit einem Code aus 2048 Subpulsen ist damit nur eine theoretische Dynamik von ca. 66 dB möglich. Eine theoretisch beliebige Dynamik kann entweder durch Verwendung eines amplituden- und phasenmodulierten Signals oder durch so genannte *Mismatched*-Filterung des binärphasencodierten Signals mit einem zusätzlich amplitudenmodulierten Referenzsignal erreicht werden [69]. Im ersten Fall ist eine zusätzliche Amplitudenmodulation des Sendesignals erforderlich, die zu einer geringeren Ausnutzung der verfügbaren Sendeleistung führt. Im zweiten Fall muss die Korrelation im digitalen Bereich durchgeführt werden, so dass eine Ab-

---

<sup>2</sup>siehe Abschnitt 4.2.3.1 und Anhang C.

tastung mit der hohen Taktrate der Subpulse erforderlich ist. In der Realität lassen sich jedoch nur deutlich geringere Werte für die Dynamik erzielen, da die maximale Höhe der Nebenzipfel durch Unsymmetrien der PN-Funktion stark angehoben wird [15]. Unsymmetrien werden durch den PN-Funktionsgenerator und insbesondere durch Verzerrungen in den Modulatoren und Demodulatoren verursacht [48]. Eine deutliche Verringerung der Dynamik ergibt sich außerdem bei Dopplerverschiebung des Empfangssignals, die nur bei Korrelation im digitalen Bereich kompensiert werden kann. Durch Abweichungen der PN-Funktion vom rechteckigen Verlauf, z.B. durch Verzerrungen im Sende- oder Empfangsmischer, ergibt sich eine zusätzliche Reduktion der Dynamik [48]. Bei der PN-Phasenmodulation ist eine Kompensation der Entfernungsdynamik nicht möglich, so dass die gesamte Summe aus Entfernungsdynamik und Zieldynamik verarbeitet werden muss.

### 4.1.3 Eignung für dynamische Szenarien

#### 4.1.3.1 Zyklusdauer

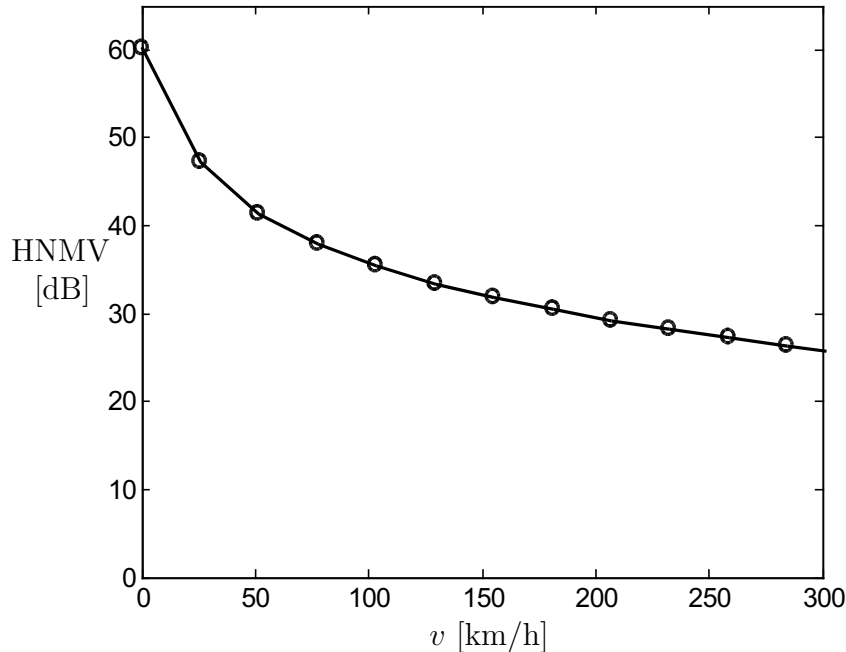
Für die Anwendung in dynamischen Szenarien wie dem Kfz-Umfeld, muss das verwendete Radarprinzip eine geringe Zyklusdauer aufweisen sowie unempfindlich gegenüber Dopplerverschiebungen des Empfangssignals sein. Im Kfz-Radar muss der gesamte relevante Entfernungsbereich kontinuierlich erfasst werden. Bei der Puls-Doppler- und PN-Modulation werden unterschiedliche Entfernungszellen in der Regel sequentiell erfasst. Die Flexibilität des gezielten Zugriffs auf einzelne Entfernungszellen bietet Vorteile bei Anwendungen, in denen einzelne Objekte selektiv verfolgt werden. Für ein Kfz-Radar ist diese Eigenschaft ein Nachteil, da die Modulationsdauer entsprechend der Anzahl der Entfernungszellen erhöht wird bzw. für jede Entfernungszelle eine kürzere Beobachtungszeit zur Verfügung steht. Durch die verringerte Integrationsdauer sinkt entsprechend auch die Empfangsempfindlichkeit. Durch den Einsatz von mehreren parallelen analogen Korrelatoren kann die Zykluszeit gesenkt werden, allerdings steigt der Schaltungsaufwand entsprechend. Prinzipiell ist es auch möglich, die Korrelation im digitalen Bereich durchzuführen, allerdings ist dann aufgrund der hohen Bandbreite der Sendesignale eine entsprechend hohe Abtastrate erforderlich und es resultiert eine hohe Datenrate.

#### 4.1.3.2 Auswirkung von Dopplerverschiebungen

Unempfindlich gegenüber Dopplerverschiebungen ist die Puls-Doppler-Modulation. Zur Bestimmung des Dopplerspektrums muss allerdings für jede Entfernungszelle eine Fouriertransformation in Form einer FFT durchgeführt werden, so dass der Signalverarbeitungsaufwand entsprechend ansteigt.



Bei der PN-Modulation erfolgt die Auswertung der Dopplerinformation ebenfalls für jede Entfernungszelle einzeln. Allerdings weist die Autokorrelationsfunktion (AKF) der PN-Modulation eine Dopplerempfindlichkeit auf. Mit zunehmendem Frequenzunterschied zwischen Empfangssignal und Referenzsignal sinkt der Pegel des Maximums und die Nebenzipfel der AKF werden angehoben. Dadurch reduziert sich die Empfangsdynamik bereits für moderate Geschwindigkeiten deutlich [53]. Dieser Zusammenhang ist für die AKF eines PN-Codes der Länge 1023 in Abb. 4.1 dargestellt. Die Degrade-



**Abb. 4.1:** Haupt- zu Nebenmaximumsverhältnis (HNMV) für die Kreuzkorrelationsfunktion zwischen einem mit einem PN-Code der Länge 1023 phasenmodulierten Signal und einem mit dem gleichen Code modulierten frequenzversetzten Signals in Abhängigkeit von der Geschwindigkeit. Subpulsdauer  $T_{\text{sub}} = 6.67$  ns entsprechend einer Signalbandbreite von 150 MHz.

rung der Dynamik kann durch Abtastung im Takt der Subpulsdauer und Korrektur der Dopplerverschiebung mit anschließender Korrelation im digitalen Bereich vermieden werden, wodurch aber ein sehr hoher Signalverarbeitungsaufwand entsteht.

Bei der FMCW-Modulation werden Entfernung und Geschwindigkeit auf die Frequenz des Basisbandsignals abgebildet, so dass mit einer einzelnen Frequenzrampe beide Parameter nicht getrennt bestimmt werden können. Die Auflösung dieser Verkopplung ist durch die Auswertung der Basisbandfrequenzen mehrerer Frequenzrampen mit unterschiedlichen Änderungsraten der Sendefrequenz möglich. Aus der Messung mit nur zwei unterschiedlichen Rampen können Entfernung und Geschwindigkeit bei vorhandensein mehrerer Objekte noch nicht eindeutig berechnet werden, so dass mindestens drei und zur sicheren Vermeidung von Fehldetektionen vier unterschiedliche Rampen erforderlich sind. Durch die zusätzliche Auswertung der Phaseninformation

aus geringfügig zeit- und frequenzversetzten Rampen ist eine direkte Berechnung von Entfernung und Geschwindigkeit möglich. Dieses Auswerteprinzip ist in Abschnitt 4.2.2 eingehender beschrieben. In Kapitel 5 wird dargestellt, wie dieses Prinzip mit einem Array aus Sende-/Empfangsmodulen unter Verwendung der kontinuierlichen FMCW-Modulation realisiert werden kann.

#### 4.1.4 Eignung für integrierte Sende-/Empfangsmodule

Durch die monolithische Integration der Sende-/Empfangsmodule ergeben sich Randbedingungen, die bei der Auswahl des Modulationsverfahrens berücksichtigt werden müssen. Aufgrund der Notwendigkeit, den Flächenbedarf der Module zu begrenzen, ist ein einfacher Aufbau des Hochfrequenzteils vorteilhaft. Weiterhin ist eine monostatische Ausführung der Antenne einer bistatischen Anordnung vorzuziehen. Zum einen ist der Flächenbedarf einer monostatischen Antenne geringer. Zum anderen kann der wesentliche Vorteil einer bistatischen Anordnung, die geringe Kopplung zwischen Sende- und Empfangszweig, hier nicht umgesetzt werden, da sich aufgrund der räumlichen Nähe der Antennen bei der Integration auf einem Chip eine starke Feldkopplung ergibt.

Bei einer monostatischen Antenne wird das Übersprechen zwischen Sende- und Empfangszweig in der Regel durch die Anpassung der Antenne dominiert. Realistische Werte für die Anpassung liegen für planare Antennen in der Größenordnung von 15-20 dB. Damit besitzt das von der Antenne reflektierte Signal einen deutlich höheren Signalpegel als typische Objektreflexionen und kann zur Übersteuerung des Empfängers führen.

Die geringste Empfindlichkeit für Übersteuerungen weist die Pulsmodulation auf, da ein Übersprechen nur zwischen eng benachbarten Entfernungszellen möglich ist und somit keine Fehldetektionen in weitab liegenden Entfernungszellen verursacht werden können.

Bei der PN-Modulation führen Signalverzerrungen zu einer Reduktion des Haupt- zu Nebenzipfelverhältnisses der Kreuzkorrelationsfunktion. Durch den Anstieg einzelner Nebenzipfel können scheinbare Objektreflexionen in beliebigen Entfernungszellen auftreten. Die mögliche Signaldynamik wird daher für monolithische Sende-/Empfangsmodule stark eingeschränkt.

Bei der FMCW-Modulation hat das an der Antenne reflektierte Signal zwei Auswirkungen. Bei einem homodynem Empfänger wird das HF-Signal direkt ins Basisband umgesetzt. Da das Lokaloszillatorsignal und das an der Antenne reflektierte Signal aufgrund der geringen Laufzeit praktisch die gleiche Frequenz besitzen, entsteht als Mischprodukt ein Gleichanteil, der bei Frequenzabhängigkeit der Konversionscharakteristik des Empfangsmischers eine Variation über den Modulationsverlauf aufweisen kann. Dieser kann durch Hochpassfilterung des Basisbandsignals eliminiert werden. Dadurch werden aber auch Objektreflexionen aus dem Nahbereich des Sensors unter-

drückt. Den Gleichanteil kann man durch Verwendung eines heterodynen Empfängers vermeiden. In jedem Fall entsteht im Basisband ein zusätzlicher Rauschanteil durch die Seitenbänder des Sendesignals, wie in Anhang C dargestellt wird. Damit die Systemempfindlichkeit nicht verringert wird, ergeben sich maximal zulässige Leistungsdichten für die Seitenbänder. Diese Anforderungen werden in Abschnitt 4.2.3.1 betrachtet.

Die FMCW-Modulation ist prinzipiell empfindlich gegenüber der Übersteuerung des Empfängers, da die dabei entstehenden Intermodulationsprodukte zum Auftreten von Scheinobjekten führen können. Das an der Antenne reflektierte Signal besitzt allerdings bei monolithischer Integration aufgrund dem geringen Laufzeitunterschied nahezu die gleiche Frequenz wie das LO-Signal, so dass im Empfangsmischer keine zusätzlichen Intermodulationsprodukte entstehen.

Die geringste Komplexität des Sende-/Empfangsmoduls kann bei der FMCW-Modulation mit homodynamem Empfänger erreicht werden. Für die FMCW-Modulation ist ein einkanaliger Empfänger ausreichend, um das Empfangssignal ohne wesentlichen Informationsverlust zu verarbeiten<sup>3</sup>. Bei der Puls-Doppler-Modulation ist ein I/Q-Empfänger erforderlich. Bei der PN-Modulation ist ein I/Q-Empfänger in der HF-Eingangsstufe und zusätzlich auf der gewählten Zwischenfrequenzebene erforderlich [48].

Ein weiterer Aspekt, der berücksichtigt werden muss, ist die Ausnutzung der verfügbaren Sendeleistung. Richtwerte für Leistungen, die mit aktuellen Halbleiter-Technologien erreicht werden, sind ca. 17 dBm im Frequenzbereich 76 - 77 GHz. Eine Reduzierung der erforderlichen Sendeleistung bedeutet gleichzeitig einen geringeren Leistungsbedarf und eine geringere Eigenerwärmung der ICs. Daher sind kontinuierliche Modulationsverfahren wie die FMCW- und die PN-Modulation vorteilhaft, da sie eine effiziente Ausnutzung der HF-Leistung ermöglichen<sup>4</sup>.

## 4.2 FMCW-Modulation

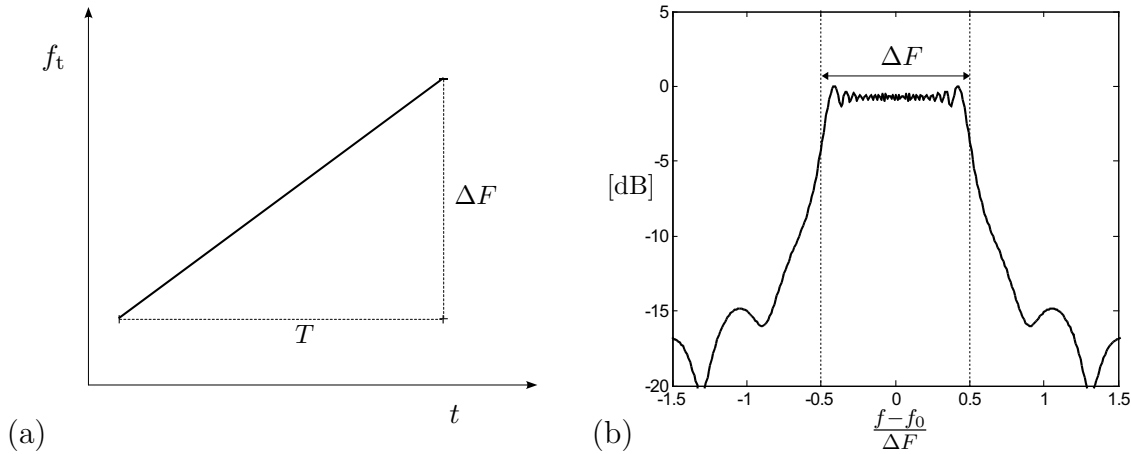
### 4.2.1 Signalform und Prinzip

Der zeitabhängige Frequenzverlauf des Sendesignals bei linearer FMCW-Modulation ist zusammen mit dem resultierenden Signalspektrum in Abb. 4.2 dargestellt. Die Bandbreite des FMCW-Signals entspricht dem Frequenzhub  $\Delta F$  der Modulation. Dadurch können die Entfernungstrennfähigkeit und die Signaldauer unabhängig voneinander gewählt werden. Dies hat den Vorteil, dass große Signaldauern gewählt werden

---

<sup>3</sup>Bei einkanaliger Demodulation eines FMCW-Signals geht lediglich die Information über das Vorzeichen der Signalphase verloren. Diese Information kann im Rahmen der Auswertung mehrerer Rampen, wie sie für die eindeutige Entfernungs- und Geschwindigkeitsschätzung erforderlich ist (siehe Abschnitt 4.2.2), zurück gewonnen werden.

<sup>4</sup>Siehe Abschnitt 4.1.2.



**Abb. 4.2:** (a) Zeit-Frequenzverlauf und (b) normiertes Spektrum des Sendesignals der linearen FMCW-Modulation.

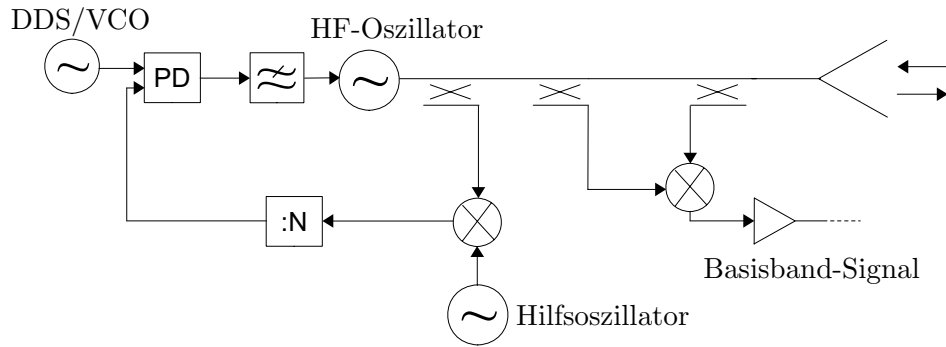
können, die eine geringe Filterbandbreite im Basisband ermöglichen und so das Signal- zu Rauschverhältnis bzw. die Empfindlichkeit vergrößert werden kann.

Wie bereits dargestellt, kann der zur Maximierung des Signal- zu Rauschverhältnisses erforderliche Matched-Filter-Empfang durch einen Korrelationsempfänger realisiert werden. Für das FMCW-Signal ergibt sich der Korrelationsempfänger als Fouriertransformation des Mischproduktes von Empfangssignal und aktuellem Sendesignal [13, 48, 98]. Für den Zeitverlauf des Basisbandsignals erhält man nach der Herleitung in Anhang B:

$$s_{B_{\text{FMCW}}}(t) = A \cdot \cos \left[ 2\pi \left( -\frac{\Delta F}{T} \frac{v}{c_0} t^2 - \left( \frac{\Delta F}{T} \frac{2R}{c_0} + \frac{2f_0}{c_0} v \right) \cdot t - \frac{2R}{c_0} f_0 \right) \right]. \quad (4.21)$$

Ein typischer Aufbau eines Sende-/Empfangsmoduls für einen FMCW-Radarsensor mit gemeinsamer Sende-/Empfangsantenne und homodynem Empfänger ist in Abb. 4.3 dargestellt. Bei einem homodynem Empfänger wird ein Teil der Leistung des HF-Oszillators ausgekoppelt und als Lokaloszillatorsignal dem Empfangsmischer zugeführt. Das Sendesignal muss aufgrund der hohen Anforderungen an die Linearität der Frequenzrampe und an das Phasenrauschen durch eine Phasenregelschleife stabilisiert werden.

Diese wird bei Oszillatoren im MMW-Bereich meist in Form einer indirekten PLL ausgeführt. Dabei wird das HF-Oszillatorsignal mit einem Hilfsoszillator in eine Zwischenfrequenzlage heruntergemischt und gegebenenfalls anschließend noch über einen Frequenzteiler in den Frequenzbereich des Referenzsignals umgesetzt. Der Vorteil gegenüber einer direkten PLL, bei der das HF-Signal ausschließlich durch Frequenzteilung in den niedrigen Frequenzbereich des Referenzsignals umgesetzt wird, liegt in dem deutlich geringeren Multiplikationsfaktor in der Schleife, der ein entsprechend geringeres Phasenrauschen des HF-Oszillators ermöglicht. Die lineare Frequenzmodulation



**Abb. 4.3:** Beispielhaftes Sende-/Empfangsmodul eines monostatischen homodynen FMCW-Radarsensors.

des HF-Signals wird durch die Modulation des Referenzsignals gesteuert. Dieses kann beispielsweise durch eine direkte digitale Synthese (DDS) oder durch einen VCO erzeugt werden, der in einer zweiten Phasenregelschleife über variable Frequenzteiler an einen Quarzoszillator gekoppelt ist. Bei geringer Schleifenbandbreite lässt sich durch sequentielle Inkrementierung bzw. Dekrementierung des Teilungsfaktors ein linearer Frequenzverlauf des VCO-Signals erreichen.

Bei dem in Abb. 4.3 dargestellten monostatischen Aufbau können die Empfangssignale über einen weiteren Richtkoppler zum Empfangsmischer geführt werden. Das Basisbandsignal wird nach einer Vorverstärkung abgetastet, digitalisiert und mittels einer FFT in den Spektralbereich transformiert. Da im Basisbandsignal die reflektierten Signale aller Objekte abgebildet werden, kann es durch die Überlagerung zur Maskierung schwächerer Signale kommen. Die Punktzielantwort entspricht im Basisband-Spektrum einer um die Basisbandfrequenz verschobenen  $\sin(x)/x$ -Funktion mit  $x = \pi T f_B$  und der Halbwertsbreite  $f_{\text{HWB}} = \frac{1,2}{T}$ . Da die  $\sin(x)/x$ -Funktion nur langsam abklingende Nebenzipfel mit einer maximalen Amplitude von 13 dB unterhalb des Hauptmaximums besitzt, werden die Abtastwerte vor der FFT mit einer geeigneten Fensterfunktion gewichtet. Beispielsweise lässt sich durch eine Hamming-Wichtung eine Mindestdämpfung der Nebenzipfel von -42.5 dB erreichen, so dass man eine deutlich höhere Dynamik erhält. Nachteile einer ungleichförmigen Fensterung ist die Verbreiterung der Hauptkeule und die damit verbundene reduzierte Trennfähigkeit sowie eine Verringerung des Signal- zu Rauschverhältnisses [78].

Eine Eigenschaft der FMCW-Modulation ist der verkoppelte Einfluss von Entfernung und Geschwindigkeit eines Objektes auf die Basisbandfrequenz. Aus Gleichung 4.21 folgt:

$$\begin{aligned}
 f_B(R, v) &= \frac{1}{2\pi} \frac{d\Phi(t)}{dt} = - \left[ \frac{2\Delta F}{c_0 T} \cdot (v \cdot t + R) + \frac{2f_0}{c_0} \cdot v \right] ; 0 \leq t \leq T \\
 &\simeq - \left[ \frac{2\Delta F}{c_0 T} \cdot R + \frac{2f_0}{c_0} \cdot v \right].
 \end{aligned} \tag{4.22}$$

Dabei ist der aus dem quadratischen Phasenterm resultierende Frequenzversatz ver-

nachlässigt, da für typische Geschwindigkeiten und Modulationsdauern  $v \cdot t \ll R$  gilt. Aus der Messung des Basisbandsignals einer Rampe können also Entfernung und Geschwindigkeit nicht separat bestimmt werden. Ansätze zur Auflösung der Entfernung- und Geschwindigkeitskopplung werden in Abschnitt 4.2.2 vorgestellt.

**Stepped-Frequency-Modulation** Ähnliche Eigenschaften wie das FMCW-Signal besitzt eine Folge von äquidistanten Pulsen, deren Trägerfrequenz von Puls zu Puls um einen konstanten Wert erhöht wird [49, 78, 98]. Das Signal wird im Englischen als *Stepped Frequency-Modulation* bezeichnet. Durch den diskreten Frequenzverlauf wird der quadratische Phasenverlauf der FMCW-Modulation durch lineare Segmente angenähert. Das Signal besitzt wie das FMCW-Signal ein annähernd rechteckförmiges Spektrum, dessen Bandbreite dem gesamten Frequenzhub der Rampe entspricht. Jeder Empfangspuls wird mit dem jeweiligen ausgesendeten Puls demoduliert und am Ende der Pulsdauer abgetastet. Das setzt voraus, dass die Pulsdauer größer als die maximale Signallaufzeit  $\tau = \frac{2R}{c_0}$  gewählt wird. Die Abtastwerte werden zur Auswertung wie bei dem FMCW-Verfahren mittels FFT in den Spektralbereich transformiert.

Die Phasenwerte des Basisbandsignals zu den  $N$  Abtastzeitpunkten ergeben sich zu:

$$\frac{\varphi(nT_s)}{2\pi} = -\frac{n}{N-1} \cdot \left[ \frac{2\Delta F}{c_0} \cdot R + \frac{2v}{c_0} f_t (N-1)T_s \right] - \frac{2R}{c_0} f_t, \quad n = 0, 1, \dots, N-1. \quad (4.23)$$

Dabei ist  $T_s$  der Abstand der Pulse bzw. Abtastzeitpunkte. Das Basisbandsignal ist an den Abtastzeitpunkten mit dem Basisbandsignal der FMCW-Modulation aus Gleichung 4.21 bis auf den hier vernachlässigbaren quadratischen Phasenterm identisch. Entsprechend ergibt sich auch die gleiche Abhängigkeit der Basisbandfrequenz von Objektentfernung und -geschwindigkeit. Abweichend zur FMCW-Modulation ergeben sich für die lineare Stepped-Frequency Modulation Mehrdeutigkeiten der Entfernung- und Geschwindigkeitsschätzung aufgrund der treppenförmigen Annäherung des FMCW-Signals, falls die Phasenänderung des Basisbandsignals zwischen zwei Pulsen bzw. Abtastzeitpunkten den Wert  $2\pi$  überschreitet. Mit der Phasendifferenz zwischen den Abtastwerten zweier aufeinander folgender Pulse von

$$\Delta\varphi = 2\pi \left( f_{\text{step}}\tau - \frac{2v}{c_0} f_t T_s \right) \quad (4.24)$$

ergibt sich aus der Forderung an die Phasendifferenz  $\Delta\varphi \leq 2\pi$  ein maximaler Pulsabstand sowie ein maximales Frequenzinkrement von:

$$T_s \leq (1 - f_{\text{step}}\tau_{\text{max}}) \cdot \frac{c_0}{2|v_{\text{max}}|f_t}, \quad (4.25)$$

$$f_{\text{step}} \leq \frac{1}{\tau_{\text{max}}} \cdot \left( 1 - \frac{2|v_{\text{max}}|}{c_0} f_t T_s \right). \quad (4.26)$$

Dabei stellen  $R_{\max} = \frac{c_0}{2} \tau_{\max}$  und  $v_{\max}$  die Grenzen des erforderlichen Eindeutigkeitsbereiches in Entfernung und Geschwindigkeit dar. Im Gegensatz zur FMCW-Modulation ist für die Stepped-Frequency-Modulation ein I/Q-Empfänger erforderlich, da der Gleichanteil des Basisbandsignals für jeden Puls ausgewertet wird.

Bei der Stepped-Frequency-Modulation kann die Abfolge der Trägerfrequenzen der Pulsfolge prinzipiell beliebig gewählt werden<sup>5</sup>. Bei geeigneter Kodierung der Frequenzreihenfolge ist eine Trennung der durch Objektentfernung und Geschwindigkeit bedingten Phasenprogression zwischen aufeinander folgenden Pulsen möglich. Durch eine Kompensation der Doppler-bedingten Phase und Umsortieren der Abtastwerte entsprechend der linearen Frequenzreihenfolge vor der FFT erhält man eine Frequenzinformation, die nur noch von der Objektentfernung abhängig ist. Geeignete Codes werden in [16, 49] vorgestellt. Der Nachteil des Verfahrens ist, dass sich die Doppler-bedingte Phasenverschiebung bei der Entfernungsauswertung wie ein zufälliger Phasenanteil verhält und zu einer Anhebung der Nebenzipfel führt. Dadurch wird die mögliche Dynamik deutlich reduziert und ist für die Anforderungen im Kfz-Radar zu gering.

Geeignete Verfahren zur eindeutigen Entfernung- und Geschwindigkeitsschätzung werden im folgenden Abschnitt vorgestellt.

## 4.2.2 Auflösung der Entfernungsgeschwindigkeitskopplung

### 4.2.2.1 Auswertung einer Folge von Frequenzrampen

Ein verbreiteter Ansatz zur eindeutigen Bestimmung von Entfernung und Geschwindigkeit besteht in der Auswertung mehrerer Messungen mit unterschiedlichen Änderungsraten der Sendefrequenz  $\frac{\Delta F}{T}$ . Werden zwei FMCW-Rampen mit unterschiedlichen Steigungen verwendet, erhält man zwei unabhängige Gleichungen, aus denen  $R$  und  $v$  eines einzelnen Objektes eindeutig bestimmt werden können:

$$f_{B_1}(R, v) = - \left[ \frac{2\Delta F_1}{c_0 T_1} \cdot R + \frac{2f_0}{c_0} \cdot v \right] \quad (4.27)$$

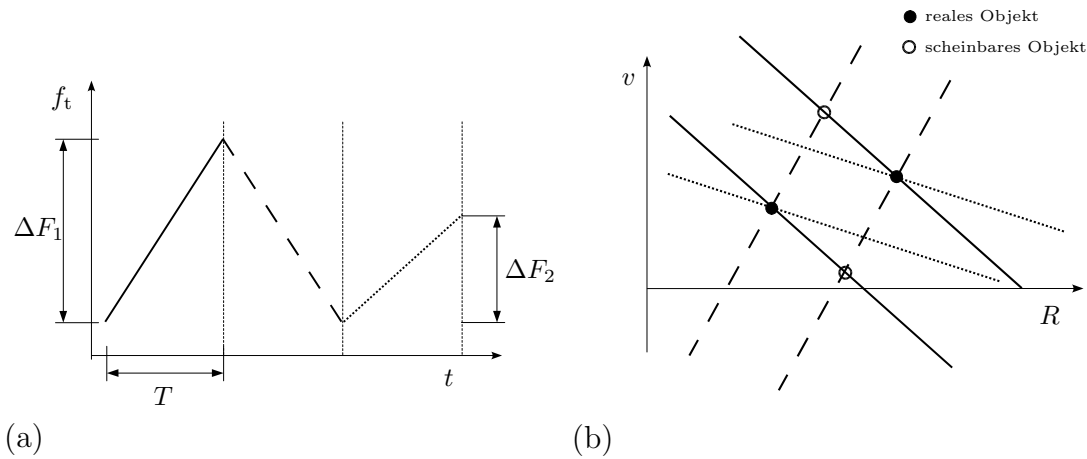
$$f_{B_2}(R, v) = - \left[ \frac{2\Delta F_2}{c_0 T_2} \cdot R + \frac{2f_0}{c_0} \cdot v \right]. \quad (4.28)$$

Sind  $M$  Objekte im Sichtbereich des Sensors vorhanden, so ergeben sich  $M^2$  mögliche Kombinationen der Frequenzen aus der ersten und der zweiten Rampe und entsprechend  $M^2 - M$  falsche Objekte. Die nicht vorhandenen, aber detektierten Objekte werden oft als Geisterziele bezeichnet. Um die Geisterziele zu eliminieren, müssen weitere Messungen mit unterschiedlichen Rampensteigungen durchgeführt werden. Damit erhält man weitere zu 4.27 und 4.28 linear unabhängige Gleichungen, mit denen die aus den ersten beiden Rampen ermittelten Objektkoordinaten überprüft werden können.

---

<sup>5</sup>Für reale Systeme ist die maximale Frequenzänderung zwischen zwei Pulsen durch die Einschwingzeit der Phasenregelschleife beschränkt.

Ein Messzyklus aus drei Rampen ist in Abb. 4.4 (a) dargestellt. In Abb. 4.4 (b) ist das zugehörige Entfernungs-Geschwindigkeits-Diagramm für eine Anordnung mit zwei realen Objekten abgebildet, in dem die Gleichungen der Basisbandfrequenzen für jede Rampe grafisch als Gerade dargestellt sind. Es ist zu erkennen, dass aus den Basis-



**Abb. 4.4:** (a) Folge von FMCW-Rampen mit unterschiedlicher Frequenzänderungsrate  $\frac{\Delta F}{T}$ ; (b) zugehöriges Entfernungs-Geschwindigkeits-Diagramm.

bandfrequenzen der ersten beiden Rampen vier mögliche Schnittpunkte resultieren, die jeweils potentielle Objekte darstellen. Mit den aus der dritten Rampe resultierenden beiden Basisbandfrequenzen können die Geisterziele eliminiert werden. Die drei Geraden haben nur bei den realen Objektkoordinaten einen gemeinsamen Schnittpunkt.

Bei realen Messungen können die Basisbandfrequenzen aufgrund von überlagerten Rauschsignalen nicht mit beliebiger Genauigkeit bestimmt werden. Die Messunsicherheit führt dazu, dass es keine exakten gemeinsamen Schnittpunkte von mehr als zwei Geraden gibt und man für die Schnittpunkte einen Toleranzbereich berücksichtigen muss. In komplexeren Szenarien mit einer großen Objektanzahl, wie sie im Straßenverkehr auftreten, können daher scheinbare Mehrfach Schnittpunkte erkannt und Geisterziele somit nicht vollständig vermieden werden. Durch das nachgelagerte Objekt-Tracking kann die Geisterzielrate allerdings stark reduziert werden, so dass eine ausreichend geringe Anzahl an Fehlmessungen resultiert.

#### 4.2.2.2 Verschachtelte Rampen

Bei dem oben beschriebenen Ansatz der Auswertung der Basisbandfrequenzen mehrerer Rampen können die zu einem Objekt gehörenden Frequenzen in unterschiedlichen Rampen nicht eindeutig zugeordnet werden, so dass im ersten Verarbeitungsschritt eine große Anzahl möglicher Objektkoordinaten resultiert. Bei der Auswertung der Frequenzen aus weiteren Rampen ist daher ein hoher Rechenaufwand zur Eliminierung



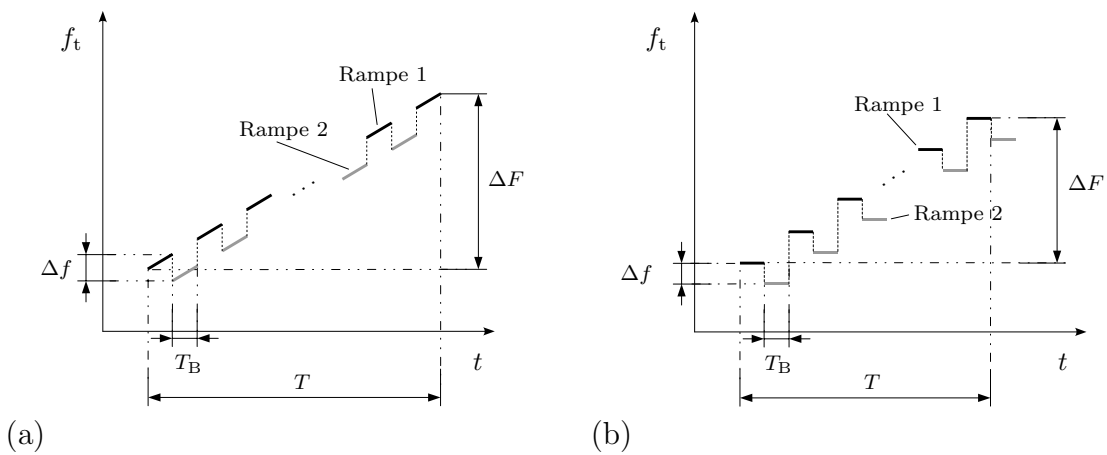
der Geisterziele erforderlich und man benötigt drei bis vier Frequenzrampen, um eine ausreichend geringe Anzahl an falsch detektierten Objekten zu erreichen.

Durch Einbeziehen der Phaseninformation der Basisbandsignale bei den detektierten Frequenzen erhält man zwei linear unabhängige, zusammengehörende Informationen für jedes Objekt, aus denen Entfernung und Geschwindigkeit eindeutig bestimmt werden können. Nach Gleichung B.6 aus Anhang B ist die Phasenlage eines homodynen Basisbandsignals gemäß

$$\varphi = \frac{4\pi \cdot R \cdot f_0}{c_0} = \frac{4\pi}{\lambda_0} \cdot R \quad (4.29)$$

von der Entfernung eines Objektes abhängig. Aufgrund der  $2\pi$ -Mehrdeutigkeit der Phase ist diese Information daher ebenfalls mehrdeutig mit einem sehr geringen Eindeutigkeitsbereich von  $\lambda_0/2$ .

Einen größeren Eindeutigkeitsbereich erhält man, wenn man die differentielle Phaseninformation zweier Rampen mit übereinstimmender Dauer und Frequenzhub, aber geringfügig unterschiedlicher Trägerfrequenz auswertet. Da sich für bewegte Objekte und zeitlich versetzte Messungen aufgrund der Entfernungsänderung ein zusätzlicher, nicht zu vernachlässigender Phasenversatz ergibt, können die Messungen nicht sequentiell durchgeführt werden. Um einen ausreichend großen Eindeutigkeitsbereich für die Geschwindigkeit zu erhalten, müssen die Messungen zeitgleich bzw. mit geringem Zeitversatz erfolgen. Mit einer Signalquelle kann man dies durch Segmentierung der Rampen und zeitlich verschachteltes Senden der Segmente erreichen. Als Sendesignale kommen dabei sowohl die kontinuierliche lineare Frequenzrampe, als auch das Stepped-Frequency-Signal in Frage.



**Abb. 4.5:** Sendesignale mit verschachtelten Frequenzrampen zur Auflösung der Entfernungs-/Geschwindigkeitsverkopplung nach (a) [44], bzw. (b) [57].

Die entsprechenden verschachtelten Sendesignale werden in [44] bzw. [57] beschrieben und sind in Abb. 4.5 gegenübergestellt. Bei beiden Sendesignalen muss die Dauer der Segmente  $T_B$  größer als die maximale Signallaufzeit  $\tau_{\max} = \frac{2R_{\max}}{c_0}$  gewählt werden,

da sonst innerhalb der Sendesegmente kein Empfangssignal aus dem entsprechenden Entfernungsbereich den Sensor erreicht. Das Basisbandsignal wird jeweils zum Ende der Segmente abgetastet und entsprechend alternierend in die Basisbandsignale der verschachtelten Rampen sortiert. Aufgrund des Frequenzversatzes  $\Delta f$  und ggf. einem Zeitversatz von  $nT_B$  weisen die Basisbandsignale der Rampen die folgende differentielle Phasenverschiebung auf:

$$\Delta\varphi = 2\pi \cdot \left[ \frac{2\Delta f}{c_0} R + \frac{2f_0 n T_B}{c_0} v \right]. \quad (4.30)$$

Die Phasendifferenz  $\Delta\varphi$  kann aus der Differenz der Signalphasen der Spektrallinien im FFT-Spektrum ermittelt werden. Damit erhält man einen deutlich größeren Eindeutigkeitsbereich für Entfernung und Geschwindigkeit, der durch den Frequenzversatz  $\Delta f$  und den Zeitversatz  $T_B$  beeinflusst werden kann. Durch geeignete Wahl des Anfangszeitpunkts für die FFT der Basisbandsignale kann virtuell eine beliebige effektive Zeit- bzw. Frequenzdifferenz der Sendesignale gewählt werden. Wählt man z.B. einen gemeinsamen Startzeitpunkt, dann ist die Differenzphase nur von der Entfernung abhängig und 4.30 vereinfacht sich zu:

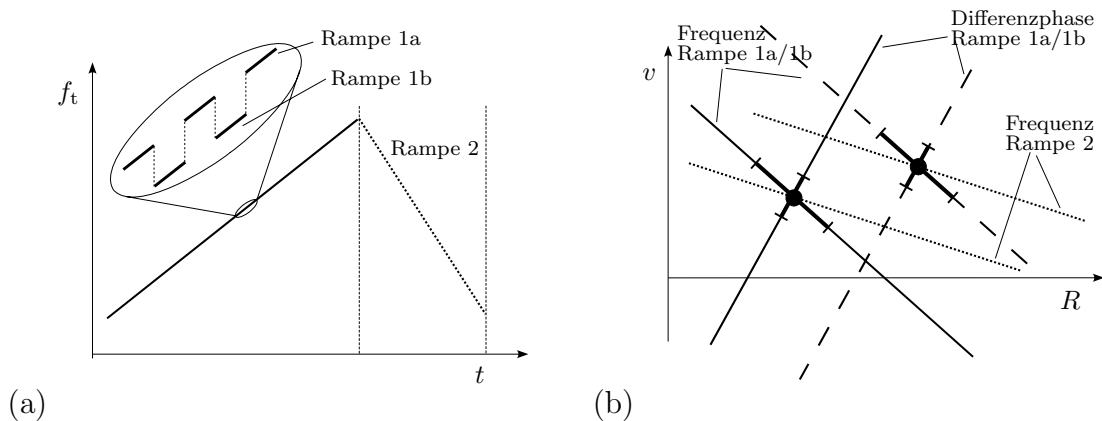
$$\Delta\varphi = 2\pi \cdot \frac{2\Delta f}{c_0} R. \quad (4.31)$$

Der Eindeutigkeitsbereich der Entfernungsmessung ergibt sich damit zu:

$$R_{\max} = \frac{c_0}{2\Delta f}. \quad (4.32)$$

Aus Gleichung 4.30 und der zugehörigen Basisbandfrequenz können Objektentfernung und -geschwindigkeit direkt bestimmt werden. Die Schätzgenauigkeit der Signalphase ist allerdings geringer als die der Frequenz, so dass in der Regel eine zusätzliche einfache Rampe mit unterschiedlicher Steigung ausgewertet werden muss. Mit der daraus resultierenden weiteren Frequenzinformation kann die Genauigkeit der Bestimmung von  $R$  und  $v$  erhöht werden. Dabei kann entsprechend der Genauigkeit der eindeutigen Koordinatenschätzung aus Frequenz und Differenzphase der Suchbereich für mögliche Lösungen eingeschränkt werden. Dies ist in Abb. 4.6 veranschaulicht. Durch den um die tatsächlichen Objektkoordinaten beschränkten Suchbereich wird die Anzahl der Geisterziele gegenüber dem klassischen Zwei-Rampen-Verfahren deutlich reduziert [57]. Nicht auflösbare Geisterziele befinden sich außerdem in der Umgebung realer Objekte und sind damit weniger kritisch für das Gesamtsystem als Fehldetektionen bei beliebigen Koordinaten.

Ein Nachteil der beschriebenen Methode ist, dass durch das Umschalten zwischen den Rampen eine inhärente Abtastung der Basisbandsignale stattfindet, so dass die



**Abb. 4.6:** (a) Modulationsfolge aus verschachtelter FMCW-Rampe nach [44] und einer einfachen FMCW-Rampe; (b) zugehöriges  $R$ - $v$ -Diagramm.

maximale Basisbandfrequenz beschränkt ist auf<sup>6</sup>:

$$f_{B,\max} = \frac{1}{2T_B}. \quad (4.33)$$

Höhere Frequenzen, die durch Objektreflexionen in größerer Entfernung verursacht werden, können nicht gefiltert werden, da aufgrund der Umschaltung zwischen den Rampen kurze Einschwingzeiten und damit hohe Bandbreiten auch im Bereich der analogen Basisbandsignalverarbeitung erforderlich sind. Daher können Aliasing-Effekte, die zum Auftreten falscher Basisbandfrequenzen führen, nicht vermieden werden.

Dieser Nachteil kann bei Verwendung mehrerer Send-/Empfangsmodule vermieden werden, da hier kontinuierliche Signale ohne die inhärente Abtastung eingesetzt werden können. Das Modulationskonzept und die Auswertung sind Gegenstand von Abschnitt 5.2.1 und 5.3.

## 4.2.3 Einfluss nichtidealer Signalmodulation

### 4.2.3.1 Phasen- und Amplitudenrauschen

Im Empfangsmischer werden die durch Amplituden- und Phasenrauschen bedingten Seitenbänder des Quellensignals in das Basisband bzw. zu einer Zwischenfrequenz umgesetzt. Dabei verhalten sich die aus Phasen- bzw. Amplitudenrauschen resultierenden Seitenbänder unterschiedlich. Weiterhin muss auch zwischen direkter Umsetzung in das Basisband bei einem homodynem Empfänger und der Umsetzung zu einer Zwischenfrequenz bei einem heterodynem Empfänger unterschieden werden. Eine ausführliche Beschreibung der Zusammenhänge findet sich in Anhang C. Die durch Phasenrauschen bedingten Seitenbänder werden nach Gleichung C.17 für die Umsetzung zu einer

<sup>6</sup>Dies gilt für komplexe Basisbandsignale, also bei I/Q-Empfang. Für einkanaligen Empfang, wie er für die auf dem linearen FMCW-Signal basierenden Variante [44] möglich ist, darf die maximale Basisbandfrequenz nur die Hälfte des angegebenen Wertes betragen.

Zwischenfrequenz aufgrund der Korrelation des Phasenrauschens von Empfangs- und Lokaloszillatorsignal<sup>7</sup> mit dem Faktor

$$\eta_{\text{PM,ZF}} = 4 \cdot \sin^2(\pi f_m \tau) \quad (4.34)$$

bewertet. Dabei stellt  $f_m$  die Ablagefrequenz und  $\tau$  die Signallaufzeit dar. Bei direkter Umsetzung ins Basisband kommt es zu einer Überlagerung der unteren und oberen Seitenbänder, so dass sich der Bewertungsfaktor zu

$$\eta_{\text{PM,BB}} = 4 \cdot \sin^2(\omega_0 \tau) \cdot \eta_{\text{PM,ZF}} = 16 \cdot \sin^2(\omega_0 \tau) \cdot \sin^2(\pi f_m \tau) \quad (4.35)$$

ergibt. Vereinfachend kann für FMCW-Basisbandsignale der Bewertungsfaktor entsprechend Gleichung 4.34 angenommen werden, wenn die Frequenz des Basisbandsignals deutlich größer Null ist. Die oberen und unteren Seitenbänder sind dann teilweise überlagert. Aufgrund der typisch mit  $\sim 1/f_m^2$  abfallenden Leistungsdichte der Seitenbänder dominiert allerdings der Beitrag der geringeren Ablagefrequenz. Für Basisbandsignale mit Frequenzen annähernd gleich Null, wie sie z.B. aus den an der Antenne reflektierten Signalanteilen entstehen, muss der Bewertungsfaktor nach Gleichung 4.35 verwendet werden. Der Bewertungsfaktor  $\eta_{\text{PM,ZF}}$  ist in Abb. 4.7 für verschiedene Objektentfernungen in Abhängigkeit von der Ablagefrequenz  $f_m$  dargestellt. Die Bewertung der Rauschseitenbänder ist von der Signallaufzeit abhängig und weist bezüglich der Ablagefrequenz eine Hochpass-Charakteristik auf. Bei größeren Ablagefrequenzen oszilliert der Bewertungsfaktor zwischen Null und einem maximalen Wert von 4. Dies entspricht einer Erhöhung der Rauschleistung bei den jeweiligen Ablagefrequenzen von 6 dB.

Die durch Phasenrauschen bedingte Einseitenbandrauschleistungsdichte des Sendesignals  $\mathcal{L}(f_m)$  kann näherungsweise beschrieben werden als<sup>8</sup>

$$\mathcal{L}(f_m) = \mathcal{L}(f_{m_0}) \cdot \left( \frac{f_{m_0}}{f_m} \right)^2. \quad (4.36)$$

Mit der Abschätzung  $x \geq \sin(x)$  ergibt sich die obere Grenze der resultierenden Rauschleistungsdichte bei einer Zwischenfrequenz bzw. im Basisband zu:

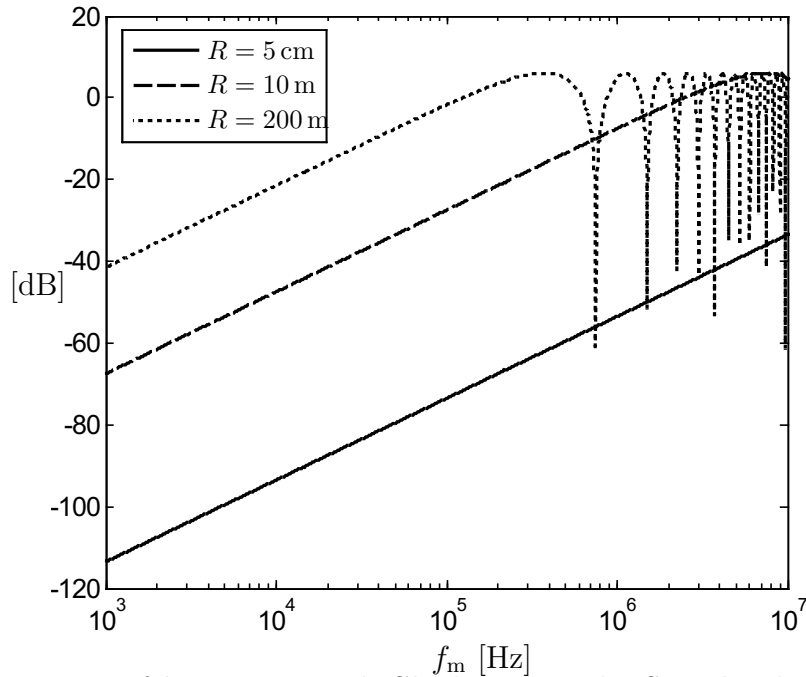
$$P_{\text{N,ZF}} = \eta_{\text{PM,ZF}} \cdot \mathcal{L}(f_m) = G_M \cdot (2\pi f_{m_0} \tau)^2 \cdot \mathcal{L}(f_{m_0}) \quad (4.37)$$

$$P_{\text{N,BB}} = \eta_{\text{PM,BB}} \cdot \mathcal{L}(f_m) = G_M \cdot (4\pi f_{m_0} \tau)^2 \cdot \sin^2(\omega_0 \tau) \cdot \mathcal{L}(f_{m_0}). \quad (4.38)$$

Dabei ist  $G_M$  der Konversionsgewinn des Empfangsmischers. Die resultierende Rauschleistungsdichte des ZF-Signals ist damit unabhängig von der Ablagefrequenz, es ergibt sich ein frequenzunabhängiger Rauschpegel.

<sup>7</sup>Die Phasenfluktuationen weisen dann eine Korrelation auf, wenn beide Signale von der gleichen Quelle abgeleitet sind und ihr Phasenrauschen durch das Phasenrauschen dieser Quelle bestimmt ist. Bei homodynamem Empfang ist diese Bedingung immer erfüllt.

<sup>8</sup>Dabei ist angenommen, dass nur weißes Rauschen zur Entstehung der Seitenbänder beiträgt, siehe [98]. Der Einfluss von  $1/f$ -Rauschen ist dabei vernachlässigt.



**Abb. 4.7:** Bewertungsfaktor  $\eta_{\text{PM,ZF}}$  nach Gleichung 4.34 der Seitenbandrauschleistung der Empfangssignale in Abhängigkeit von der Ablagefrequenz. Für drei verschiedene Objektentfernungen bzw. Laufzeiten der Empfangssignale.

Der Pegel des Amplitudenrauschens wird entsprechend der Herleitung in Anhang C bei der Umsetzung zu einer Zwischenfrequenz nicht verändert. Bei Umsetzung ins Basisband ergibt sich durch Überlagerung der Seitenbänder ein periodisch von der Laufzeit abhängiger Bewertungsfaktor:

$$\eta_{\text{AM,ZF}} = 1 \quad (4.39)$$

$$\eta_{\text{AM,BB}} = 4 \cdot \cos^2(\omega_0 \tau). \quad (4.40)$$

Aufgrund der Amplitudenbegrenzung durch nichtlineare Komponenten in Oszillatorschaltungen liegt die durch Phasenrauschen verursachte Rauschleistungsdichte meist deutlich über der durch Amplitudenrauschen bedingten [89]. Durch die Verwendung symmetrischer Mischer im Empfänger kann das Amplitudenrauschen außerdem zusätzlich gedämpft werden [56]. Da der relative Phasenrauschpegel für geringe Signallaufzeiten aufgrund der großen Korrelation von Sende- und Empfangssignal sehr stark verringert wird, muss der Einfluss des Amplitudenrauschens auf den Rauschleistungspegel im Basisband ebenfalls betrachtet werden.

**Hinweise zur Systemauslegung:** Damit die Empfindlichkeit des Systems durch die Seitenbandrauschleistung nicht deutlich verringert wird, dürfen die Rauschleistungsdichten der Seitenbänder des Quellensignals einen bestimmten Pegel nicht überschreiten. Lässt man z.B. eine Verschlechterung der Empfindlichkeit des Empfängers um 1 dB zu, dürfen die Rauschseitenbänder etwa 26 % zur Rauschzahl des Empfängers bei-

tragen. Daher muss die Leistungsdichte der Seitenbänder der Zwischenfrequenz- bzw. Basisbandsignale ca. 6 dB unterhalb des Pegels des Empfängerrauschens liegen. Unter Berücksichtigung der Ergebnisse aus dem vorigen Abschnitt und Anhang C ergeben sich damit für die Einseitenbandrauschleistungsdichten des Amplituden- und Phasenrauschens,  $\mathcal{L}_{\text{AM}}(f_m)$  und  $\mathcal{L}_{\text{PM}}(f_m)$ , die folgenden Anforderungen:

$$\frac{\mathcal{L}_{\text{AM}}(f_m)}{\text{dBc/Hz}} \leq -174 + F + \alpha - P_t - 6 - \begin{cases} 0 & \text{(ZF)} \\ 10 \log_{10} [4 \cos^2 \phi] & \text{(B.-band)} \end{cases} \quad (4.41)$$

$$\frac{\mathcal{L}_{\text{PM}}(f_m)}{\text{dBc/Hz}} \leq -174 + F + \alpha - P_t - 6 - \begin{cases} 10 \log_{10} [4 \sin^2(\pi f_m \tau)] & \text{(ZF)} \\ 10 \log_{10} [16 \sin^2 \phi \sin^2(\pi f_m \tau)] & \text{(B.-band)} \end{cases} \quad (4.42)$$

Dabei ist  $F$  die Empfänger-Rauschzahl,  $P_t$  die Sendeleistung und  $\alpha$  die Dämpfung des Sende-/Empfangsübersprechens. Die Fallunterscheidung berücksichtigt die unterschiedliche Übertragung der Seitenbänder bei Umsetzung ins Basisband und zu einer Zwischenfrequenz.

Eine Betrachtung der zulässigen Seitenbandrauschleistungen des Quellensignals ist für die Umsetzung ins Basisband in Tabelle 4.1 zusammengestellt. Dabei ist jeweils der ungünstigste Fall berücksichtigt, der sich nach Gleichungen 4.41 und 4.42 für Amplitudenrauschen bei  $\phi = 0^\circ$  und für Phasenrauschen bei  $\phi = 90^\circ$  ergibt. Im Mittel über alle Phasen  $\phi$  dürfen die Leistungsdichten um 3 dB höher liegen. Bei Umsetzung zu einer Zwischenfrequenz liegen die zulässigen Leistungsdichten 6 dB höher als die angegebenen Werte. Aus den angegebenen Werten ist zu erkennen, dass die Anforderungen

Reflexionsstelle	Entfernung	$\tau$	$\alpha$	$\mathcal{L}_{\text{PM}}(f_m)$	$\mathcal{L}_{\text{AM}}(f_m)$
Primärstrahler	2 mm	0.0133 ns	15 dB	-53.4 $\frac{\text{dBc}}{\text{Hz}}$	-161.0 $\frac{\text{dBc}}{\text{Hz}}$
Linse	5 cm	0.3333 ns	20 dB	-76.4 $\frac{\text{dBc}}{\text{Hz}}$	-156.0 $\frac{\text{dBc}}{\text{Hz}}$
Fahrzeug (großer RCS)	5 m	33.333 ns	40 dB	-96.4 $\frac{\text{dBc}}{\text{Hz}}$	-136.0 $\frac{\text{dBc}}{\text{Hz}}$

**Tabelle 4.1:** Maximal zulässige Einseitenbandleistungsdichte für Phasen- und Amplitudenrauschen des Sendesignals bei einer Ablagefrequenz von  $f_m = 100$  kHz für verschiedene Pfade des Sende-/Empfangsübersprechens. Angenommene Sendeleistung:  $P_t = 0$  dBm; Empfängerrauschzahl:  $F = 10$  dB.

an den Pegel des Amplitudenrauschens durch das stärkste Sende-/Empfangsübersprechen bestimmt werden. Für einen monostatischen Sensor ist dies die Reflexion am Primärstrahler. Für integrierte Sensoren sind dafür Patchantennen geeignet, mit denen sich eine Anpassung von ca. 15 dB erreichen lässt. Damit ergibt sich ein maximal zulässiger Pegel des Amplitudenrauschens des HF-Signals von  $-161.0 \frac{\text{dBc}}{\text{Hz}}$  bei einer Ablagefrequenz von 100 kHz.

Bei einem Sensor mit integrierter Antenne sind die Leitungslängen zwischen Empfangsmischer und Antenne sehr kurz. Aufgrund der korrelationsbedingten Unterdrückung des Phasenrauschens ergibt sich daher für die Seitenbandrauschleistung des Phasenrauschens aus der stärksten Reflexion nicht die höchste Anforderung. Kritisch sind hier vorgelagerte Reflexionsstellen mit größeren Laufzeiten, z.B. die Reflexion an einer Linse oder einem Radom. Durch eine Linse sind Anforderungen an die Phasenrauschleistung von ca.  $-76.4 \frac{\text{dBc}}{\text{Hz}}$  bei 100 kHz Ablagefrequenz zu erwarten. Durch stark reflektierende Objekte im Nahbereich des Sensors können kurzfristig auch höhere Anforderungen entstehen, wie an dem Beispiel eines Fahrzeugs mit großem RCS in 5 m Entfernung deutlich wird. Aufgrund der zeitlichen Begrenzung dieser Reflexionen ist aber eine Ableitung genereller Anforderungen daraus nicht erforderlich.

Im allgemeinen müssen die Anforderungen für verschiedene Ablagefrequenzen einzeln betrachtet werden. Für die durch Phasenrauschen bedingten Seitenbänder ist jedoch bei Annahme einer quadratischen Abhängigkeit der Rauschleistungsdichte von der Ablagefrequenz die Spezifikation der Anforderung für eine Ablagefrequenz ausreichend. Der Grund dafür ist, dass sich aufgrund der Frequenzabhängigkeit der korrelationsbedingten Rauschunterdrückung ein konstanter Rauschpegel im Basisband bzw. in der Zwischenfrequenzlage ergibt. Unter der für größere Ablagefrequenzen meist gültigen Näherung, dass die Seitenbandrauschleistung aus der Phasenmodulation des Sendesignals durch weißes Rauschen entsteht, kann die Einseitenbandrauschleistungsdichte beschrieben werden durch:

$$\mathcal{L}(f_m) = \mathcal{L}(f_0) \cdot \left( \frac{f_0}{f_m} \right)^2. \quad (4.43)$$

Berücksichtigt man die Unterdrückung des Rauschens bei Umsetzung ins Basisband nach Gleichung 4.35, so ergibt sich mit der Abschätzung  $x \geq \sin(x)$  für  $x > 0$  eine konstante Rauschleistungsdichte im Basisband von:

$$\Phi_{\text{noise,PN,BB}} = 16 \cdot (\pi f_0 \tau)^2 \cdot \mathcal{L}_0(f_0); \quad \tau = \frac{2R}{c_0}. \quad (4.44)$$

#### 4.2.3.2 Nichtlinearität der Frequenzrampe

Ein nichtlinearer Verlauf der Frequenzrampe führt zu einer Frequenzmodulation des Basisbandsignals und somit zu Seitenbändern um die eigentliche Basisbandfrequenz. Im Gegensatz zu der oben beschriebenen Auswirkung des stochastischen Phasenrauschens, das zu einem gleichförmig überlagerten Rauschpegel im gesamten Basisbandfrequenzbereich führt, sind die Auswirkungen von systematischen Phasenfehlern lokal auf die Umgebung der jeweiligen Basisbandfrequenz beschränkt. Ein vom Modulationsindex der Frequenzmodulation abhängiger Anteil der Signalleistung wird in die Seitenbänder aufgeteilt und führt zu einer Verbreiterung der Punktzielantwort im Frequenzbereich

gegenüber der  $\frac{\sin x}{x}$ -förmigen Einhüllenden des idealen FMCW-Basisbandsignals. Dadurch verringert sich die Trennfähigkeit und die Genauigkeit in der Entfernung- und Geschwindigkeitsschätzung.

Der nichtlineare Verlauf der Frequenz des Sendesignals lässt sich durch Addition eines zeitabhängigen Frequenzterms  $f_{\Delta}(t)$  beschreiben:

$$f_t(t) = f_0 + \frac{\Delta F}{2T}t + f_{\Delta}(t). \quad (4.45)$$

Für die Frequenz des Basisbandsignals ergibt sich nach homodyner Mischung:

$$f_{ZF}(t) = -\frac{\Delta F}{T} \cdot \tau - f_{\Delta}(t - \tau) + f_{\Delta}(t). \quad (4.46)$$

Mit der Signallaufzeit  $\tau = \frac{2R}{c_0}$ . Der Term  $f_{\Delta}(t - \tau)$  kann bei im Verhältnis zur Änderungsrate des nichtlinearen Frequenzanteils geringer Laufzeit durch die lineare Näherung

$$f_{\Delta}(t - \tau) \simeq f_{\Delta}(t) - \tau \cdot \dot{f}_{\Delta}(t) \quad (4.47)$$

beschrieben werden. Damit ergibt sich für den resultierenden Frequenzhub der parasitären Modulation des Basisbandsignals:

$$f_{\Delta,ZF}(t) = \tau \cdot \dot{f}_{\Delta}(t). \quad (4.48)$$

Damit das Basisbandspektrum durch die Modulation nicht wesentlich geändert wird, muss der Frequenzhub der Modulation geringer als die Halbwertsbreite der Einhüllenden des Basisbandsignals sein, die durch  $f_{\text{HWB}} \approx \frac{1.2}{T}$  angenähert werden kann [33]. Aus dieser Forderung erhält man:

$$\begin{aligned} f_{\Delta,ZF}(t) &< \frac{1.2}{T} \\ \dot{f}_{\Delta} &< \frac{1.2}{\tau \cdot T} \\ \Leftrightarrow \frac{\dot{f}_{\Delta}}{\dot{f}} &< \frac{1.2}{\tau \cdot \Delta F} \quad \text{mit} \quad \dot{f} = \frac{\Delta F}{T}. \end{aligned} \quad (4.49)$$

Die Anforderungen an die Linearität sind also von der Objektentfernung abhängig. Für weiter entfernte Objekte ist eine höhere Linearität erforderlich, um gleiche Eigenschaften bezüglich der Entfernung- und Geschwindigkeitsschätzung zu erreichen. Um die Anforderungen an Phasenrauschen und Linearität zu erfüllen, ist für FMCW-Radar meist eine Stabilisierung der Quelle mit Hilfe einer Phasenregelschleife erforderlich.

## 4.3 Array-Anordnungen und digitale Signalverarbeitung

Als Antennen-Array wird im allgemeinen eine Anordnung unterschiedlicher oder identischer Antennen in beliebiger Geometrie bezeichnet. Der Vorteil einer solchen Anordnung ist, dass durch die einzelnen Antennen des Arrays die Front einer einfallenden



Welle räumlich verteilt erfasst wird. Bei kohärenter Verarbeitung der Signale erhält man damit die Möglichkeit, die Charakteristik der Anordnung durch Variation der relativen Signalphasen und Verstärkungsfaktoren der Empfänger zu beeinflussen. Aufgrund der Reziprozität gilt dies bei kohärenten Sendesignalen auch für die Sendecharakteristik.

Nach der Beugungstheorie besteht zwischen der Richtcharakteristik einer Antenne und der Feldverteilung auf der Apertur eine Fouriertransformationsbeziehung. Für eine Aperturantenne in der  $x$ - $y$ -Ebene ergibt sich die Richtcharakteristik zu [102]:

$$C(\theta, \phi) = \frac{1 + \cos \theta}{2} \cdot \iint_{\text{Apertur}} \frac{E(x, y)}{E_0} \cdot e^{jk \sin \theta (x \cos \phi + y \sin \phi)} dx dy, \quad (4.50)$$

mit den Kugelkoordinaten  $\theta$  und  $\phi$ , der elektrischen Feldstärke  $E$  sowie der Wellenzahl  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ . Bei den Aperturantennen, die im MMW-Bereich verbreitet eingesetzt werden, wird dies ausgenutzt, indem die Form der Antenne so gewählt wird, dass sich die für die gewünschte Richtcharakteristik erforderliche Amplituden- und Phasenbelegung ergibt. Die Eigenschaften der Richtcharakteristik wie die 3-dB-Breite der Hauptkeule und die relative Höhe der Nebenkeulen sind durch die Auslegung bzw. die physikalische Form der Antenne gegeben. Die Ausrichtung kann nur durch mechanische Schwenkung der Antenne verändert werden.

Die Charakteristik eines Antennen-Arrays wird bei einfacher Überlagerung der phasenkorrigierten Empfangssignale ebenfalls durch die angegebene Fourierbeziehung bestimmt. Durch Anpassung der Korrekturphasen ist allerdings eine elektronische Strahl-schwenkung möglich. Durch geeignete Wahl der Verstärkungsfaktoren kann die Dynamik zwischen Haupt- und Nebenkeulen beeinflusst werden. Eine deutlich größere Flexibilität bei der Winkelschätzung erhält man bei digitaler Verarbeitung der Empfangssignale der einzelnen Kanäle. Dabei können Signalverarbeitungsverfahren angewandt werden, die eine Winkeltrennfähigkeit und Signaldynamik im Winkelbereich ermöglichen, die nicht durch die Fourierbeziehung beschränkt ist.

### 4.3.1 Signalmodell

Array-Anordnungen können prinzipiell für die Signalerfassung in beliebigen inhomogenen Ausbreitungsmedien eingesetzt werden. Voraussetzung dafür ist eine genaue Kenntnis des räumlichen Verlaufs der Materialkonstanten. Für das im folgenden hergeleitete, in der Array-Signalverarbeitung gebräuchliche Signalmodell wird die vereinfachende Annahme zugrunde gelegt, dass das Ausbreitungsmedium linear, homogen, isotrop und dispersionsfrei ist. Diese Annahme ist für die Wellenausbreitung im freien Raum erfüllt. Weiterhin wird vorausgesetzt, dass sich das Array im Fernfeld der zu detektierenden Signalquellen befindet, so dass die einfallenden Wellen, die meist sphärisch geformt sind, durch ebene Wellen angenähert werden können. Diese Bedingung ist, wie in Anhang

A beschrieben, für eine maximale Antennenapertur bzw. laterale Abmessung eines reflektierenden Objektes  $D$  näherungsweise ab einer Entfernung von  $R = \frac{2D^2}{\lambda_0}$  erfüllt. Objekte im Straßenverkehr stellen in der Regel komplexe Reflektoren dar, die aus einer Vielzahl kleiner Reflexionszentren bestehen, so dass die Fernfeldbedingung bereits ab Entfernungen von wenigen Metern erfüllt ist.

Der Verlauf der Feldstärke einer aus der Richtung  $\theta$  schräg einfallenden, monochromatischen ebenen Welle entlang einer linearen Apertur wird durch Gleichung A.23 aus Anhang A beschrieben<sup>9</sup>. Aufgrund der Linearität der Wellengleichung und der Dispersionsfreiheit des Ausbreitungsmediums ist die Gleichung auch für ein beliebig modulierte Signal gültig. Die für Fernbereichs-Kfz-Radarsensoren verwendeten Sendesignale sind schmalbandig und können allgemein wie folgt beschrieben werden:

$$E(t) = A \cdot s(t)e^{j\omega t}. \quad (4.51)$$

Dabei ist  $s(t)$  die komplexe Basisbandmodulation. Entsprechend Gleichung A.23 ergibt sich damit für die Feldstärke entlang der Apertur:

$$\begin{aligned} E(t, x) &= A \cdot s\left(t - \frac{k \cdot x \cdot \sin \theta}{\omega}\right) \cdot e^{j\omega\left(t - \frac{k \cdot x \cdot \sin \theta}{\omega}\right)} \\ &\cong A \cdot s(t) \cdot e^{j\omega\left(t - \frac{k \cdot x \cdot \sin \theta}{\omega}\right)}. \end{aligned} \quad (4.52)$$

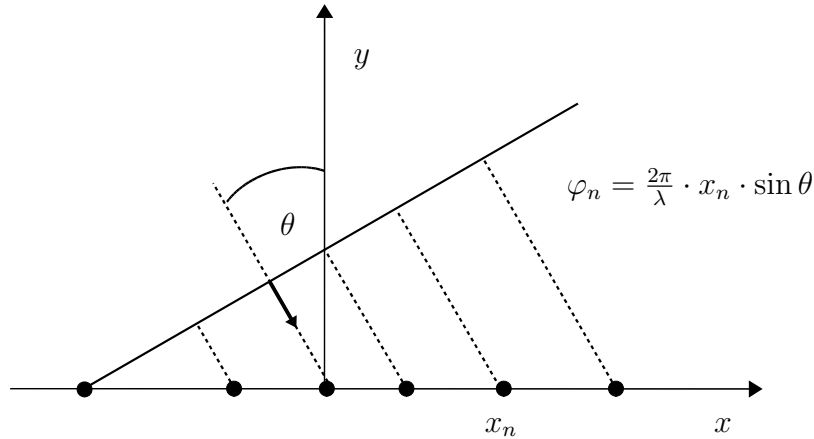
Die Näherung der Ortsunabhängigkeit der Basisbandmodulation  $s(t)$  vereinfacht das Signalmodell dahin gehend, dass sich die zeitliche Verzögerung der Signale als eine Phasenverschiebung des Trägers ausdrücken lässt. Die Näherung ist gültig, wenn die Bedingung  $\Delta F \cdot \tau_{\max} \ll 1$  erfüllt ist [47]. Dabei ist  $\Delta F$  die Signalbandbreite und  $\tau_{\max}$  die maximale Laufzeitdifferenz über der Apertur. Die Bedingung ist für die in Kfz-Radarsensoren verwendeten schmalbandigen Sendesignale erfüllt.

Ein Array stellt eine diskrete Apertur bzw. die räumliche Abtastung der entlang der kontinuierlichen Apertur auftretenden Feldstärke an den Positionen der Elemente des Arrays dar. Die Geometrie einer beliebigen linearen Array-Anordnung ist in Abb. 4.8 dargestellt. Die an den Elementen des Arrays auftretenden Feldstärken erhält man durch Einsetzen der Elementpositionen  $x_n$  in Gleichung 4.52. Für die demodulierten Empfangssignale an den einzelnen Elementen erhält man unter Berücksichtigung der Übertragungsfunktion der Empfänger  $H_n(\theta)$ :

$$y_n(t) = H_n(\theta) \cdot e^{j\varphi_n} \cdot s(t) = H_n(\theta) \cdot e^{-jk \cdot x_n \cdot \sin \theta} \cdot s(t). \quad (4.53)$$

In der Übertragungsfunktion  $H_n(\theta)$  ist hier die winkelabhängige Richtcharakteristik der Antennen und die winkelunabhängige Empfängercharakteristik enthalten. Die Aus-

<sup>9</sup>Die Geometrie der Anordnung ist in Abb. A.1 dargestellt.



**Abb. 4.8:** Geometrie einer diskreten Apertur (Array) mit schräg einfallender ebener Welle.

gangssignale können in einem Vektor der Dimension  $N \times 1$  zusammengefasst werden:

$$\mathbf{y}(t) = \begin{bmatrix} y_1(t) \\ \vdots \\ y_N(t) \end{bmatrix} = \mathbf{a}(\theta)s(t), \quad (4.54)$$

mit

$$\mathbf{a}(\theta) = \begin{bmatrix} H_1(\theta)e^{-jk \cdot x_1 \cdot \sin \theta} \\ \vdots \\ H_N(\theta)e^{-jk \cdot x_N \cdot \sin \theta} \end{bmatrix}. \quad (4.55)$$

Der komplexe Vektor  $\mathbf{a}(\theta)$  wird als Steuervektor<sup>10</sup> bezeichnet. Er stellt die Antwort des Arrays auf eine aus der Richtung  $\theta$  einfallende ebene Welle dar. Unter der Annahme linearer Empfänger kann das Modell für den Fall von  $M$  einfallenden Wellen erweitert werden:

$$\mathbf{y}(t) = \sum_{m=1}^M \mathbf{a}(\theta_m)s_m(t) = \mathbf{A}(\theta)\mathbf{s}(t), \quad (4.56)$$

mit

$$\mathbf{A}(\theta) = [\mathbf{a}(\theta_1), \dots, \mathbf{a}(\theta_M)] \quad (N \times M). \quad (4.57)$$

und

$$\mathbf{s}(t) = \begin{bmatrix} s_1(t) \\ \vdots \\ s_M(t) \end{bmatrix}. \quad (4.58)$$

Zusätzlich muss noch das den Ausgangssignalen überlagerte Rauschen berücksichtigt werden:

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{A}(\theta)\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t). \quad (4.59)$$

<sup>10</sup>Entsprechend der englischen Bezeichnung *Steering-Vector*.

Gleichung 4.59 stellt das verbreitete, grundlegende Signalmodell für die Array-Signalverarbeitung dar.

### 4.3.2 Einfluss der Array-Geometrie

Das Signalmodell nach Gleichung 4.59 ist anwendbar auf ein lineares Array mit beliebigen Abständen der Elemente. Die Eigenschaften einer Array-Anordnung sind von ihrer genauen Geometrie abhängig. Dies gilt insbesondere bei Anwendung der einfachen Strahlformung, aber auch die Eigenschaften adaptiver Signalverarbeitungsverfahren werden durch die Array-Geometrie beeinflusst [32, 95]. Die am weitesten verbreitete Array-Geometrie ist eine äquidistante Anordnung der Elemente, die als periodisches Array bezeichnet wird. Array-Geometrien, die keine periodische Struktur aufweisen, können regellos angeordnet sein oder einem Synthesalgorithmus folgen. Sie werden entsprechend als zufällige bzw. aperiodische Arrays bezeichnet [82].

Im folgenden Abschnitt werden die Eigenschaften dieser beiden Array-Typen beschrieben und im Hinblick auf die Anwendung in einem Kfz-Radarsensor bewertet. Dafür wird der Array-Faktor der jeweiligen Anordnung betrachtet, der für die einfache Strahlformung in Richtung  $\theta$  die Systemantwort des Arrays für eine aus der Richtung  $\theta_0$  einfallende ebene Welle darstellt:

$$B(\theta, \theta_0) = \mathbf{a}^H(\theta) \cdot \mathbf{a}(\theta_0) = \sum_{n=1}^N e^{jkx_n \cdot (\sin \theta - \sin \theta_0)}. \quad (4.60)$$

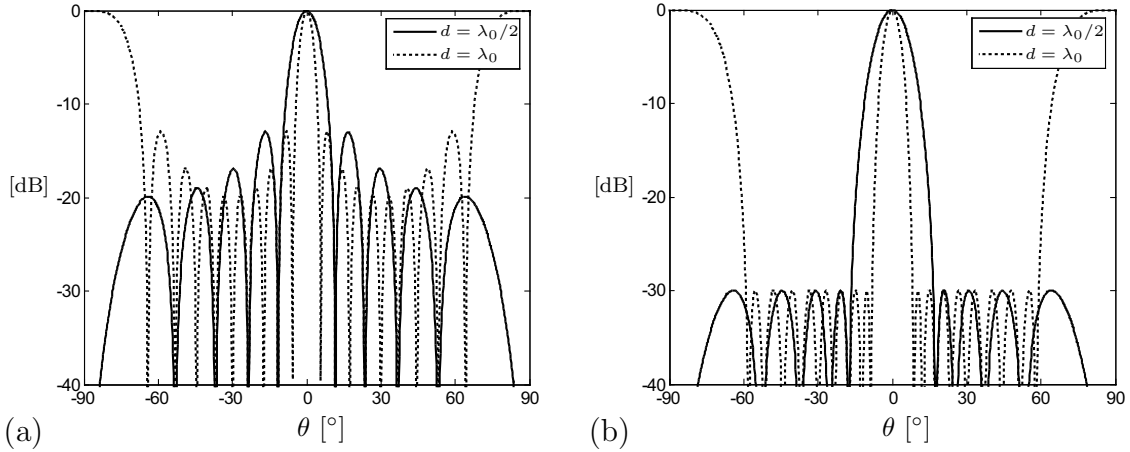
Dabei ist  $\mathbf{a}(\theta)$  der Steuervektor des Arrays nach Gleichung 4.55. Die Übertragungsfunktion der Array-Elemente ist vereinfachend zu  $H_n(\theta) \equiv 1$  angenommen.

#### 4.3.2.1 Periodische Arrays

Bei einem periodischen Array sind die Elemente in äquidistanten Abständen  $d$  angeordnet. Der Array-Faktor eines periodischen Arrays ergibt sich damit aus 4.60 mit  $x_1 = 0$  zu:

$$B(\theta, \theta_0) = \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn \cdot k_0 \cdot d \cdot (\sin \theta - \sin \theta_0)}. \quad (4.61)$$

Die Array-Faktoren zweier periodischer Arrays aus 10 Elementen mit Abständen von  $\lambda_0/2$  bzw.  $\lambda_0$  sind in Abb. 4.9 (a) dargestellt. Hier wird eine Einfallrichtung von  $\theta_0 = 0$  angenommen. Die Hauptkeulen der Array-Faktoren unterscheiden sich aufgrund der unterschiedlichen Ausdehnungen der Arrays. Bei einem Elementabstand von  $\lambda_0$  treten weitere Nebenkeulen mit der gleichen Amplitude der Hauptkeule bei Ablagewinkeln von  $\pm 90^\circ$  auf. Diese werden im folgenden entsprechend dem englischen Begriff als *Grating Lobes* bezeichnet, um sie von den gedämpften Nebenkeulen des Array-Faktors abzugrenzen. Die Grating-Lobes resultieren aus der diskreten Apertur aufgrund der



**Abb. 4.9:** Array-Faktoren für zwei periodische Arrays mit 10 Elementen und einem Elementabstand von  $\lambda_0/2$ , bzw.  $\lambda_0$ . (a) Gleichförmige Gewichtung der Array-Elemente; (b) Gewichtung mit 30-dB Chebyshev-Fenster.

Fourier-Transformationsbeziehung zwischen Anregung der Apertur und der Fernfeldcharakteristik nach Gleichung 4.50. Aus der Analogie von Gleichung 4.61 zu dem Spektrum eines zeitdiskreten Signals  $S(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(nT) \cdot e^{-j2\pi nTf}$  folgt<sup>11</sup>, dass die Array-Charakteristik aus der der entsprechenden kontinuierlichen Apertur durch periodische Wiederholung in  $\theta$  hervorgeht. Mit den Analogien  $k_x = k_0 \cdot (\sin \theta - \sin \theta_0) \stackrel{\wedge}{=} 2\pi f$  und  $d \stackrel{\wedge}{=} T$  folgt, dass sich der Array-Faktor durch Wiederholung der kontinuierlichen Apertur in den Abständen  $k_x = \frac{2\pi}{d}$  ergibt [82]. Grating Lobes führen zur Mehrdeutigkeit der Winkelschätzung und beschränken daher den Eindeutigkeitsbereich im Winkel. Wie an den dargestellten Array-Faktoren zu erkennen ist, hängt der Ablagewinkel, bei dem die ersten Grating-Lobes auftreten, vom Abstand der Elemente ab. Um Grating-Lobes zu vermeiden, muss der Elementabstand in Abhängigkeit des maximalen Eindeutigkeitsbereiches im Winkel von  $-\theta_{\max} \leq \theta_0 \leq \theta_{\max}$  die folgende Forderung erfüllen:

$$\frac{d}{\lambda} < \frac{1}{1 + |\sin \theta_{\max}|}. \quad (4.62)$$

Um einen Winkelbereich von  $-90^\circ < \theta_0 < 90^\circ$  abzudecken, muss der Elementabstand also kleiner als  $\lambda_0/2$  sein. Bei geringeren Eindeutigkeitsbereichen sind größere Elementabstände zulässig.

Wie aus Abb. 4.9 (a) zu erkennen ist, sind die höchsten Nebenkeulen gegenüber der Hauptkeule nur um etwa 13 dB verringert. Entsprechend gering ist daher auch die mögliche Dynamik der von Objekten in gleicher Entfernung stammenden Signale, die durch Unterscheidung des Einfallswinkels getrennt werden müssen. Eine größere Dynamik erreicht man entsprechend der Fouriertransformation von diskreten Zeitsignalen durch eine Gewichtung der einzelnen Signalbeiträge. Der Array-Faktor lautet unter

<sup>11</sup>siehe z.B. [54].

Berücksichtigung der Gewichtung:

$$B(\theta, \theta_0) = \sum_{n=0}^{N-1} w_n \cdot e^{jn \cdot k_0 \cdot d \cdot (\sin \theta - \sin \theta_0)}. \quad (4.63)$$

In Abb. 4.9 (b) sind die Array-Faktoren der gleichen Arrays wie in Abb. 4.9 (a) für eine Chebyscheff-Fensterung der Elementbeiträge mit einer Dämpfung der Nebenkeulen um 30 dB gegenüber der Hauptkeule dargestellt. Die Gewichtung hat keinen Einfluss auf die Lage und Höhe der Grating-Lobes. Diese wird allein durch den Elementabstand bestimmt.

Der minimale Winkelabstand, ab dem zwei gleich stark reflektierende Objekte über eine Unterscheidung ihres Einfallswinkels getrennt detektiert werden können, ist für einfache Strahlformung ungefähr durch die 3-dB-Breite der Hauptkeule des Array-Faktors gegeben<sup>12</sup>. Für einheitliche Gewichtung der Elementbeiträge ( $w_n \equiv 1$ ) ergibt sich aus Gleichung 4.61 unter Verwendung der Reihenformel

$$\sum_{n=0}^{N-1} q^n = \frac{q^N - 1}{q - 1} \quad (4.64)$$

der Array-Faktor bis auf einen komplexen Multiplikator zu:

$$B(\theta, \theta_0) = \frac{\sin [N \cdot \pi \cdot d/\lambda \cdot (\sin \theta - \sin \theta_0)]}{\sin [\pi \cdot d/\lambda \cdot (\sin \theta - \sin \theta_0)]}. \quad (4.65)$$

Gleichung 4.65 kann wie folgt angenähert werden [78]:

$$B(\theta, \theta_0) \cong N \cdot \frac{\sin [\pi \cdot N \cdot d/\lambda \cdot (\sin \theta - \sin \theta_0)]}{\pi \cdot N \cdot d/\lambda \cdot (\sin \theta - \sin \theta_0)}. \quad (4.66)$$

Verwendet man weiterhin die Näherung  $\sin \theta - \sin \theta_0 \approx (\theta - \theta_0) \cdot \cos \theta_0$ , so erhält man für den Array-Faktor:

$$B(\theta, \theta_0) \cong N \cdot \frac{\sin [\pi \cdot N \cdot d/\lambda \cdot (\theta - \theta_0) \cdot \cos \theta_0]}{\pi \cdot N \cdot d/\lambda \cdot (\theta - \theta_0) \cdot \cos \theta_0}. \quad (4.67)$$

Die 3-dB-Breite der Hauptkeule ergibt sich aus der si-Funktion zu

$$\theta_{3\text{dB}}(\theta_0) = 0.886 \cdot \frac{\lambda}{Nd \cos \theta_0}. \quad (4.68)$$

Die Breite der Hauptkeule ist umgekehrt proportional zur Apertur des Arrays  $N \cdot d$  und verringert sich mit zunehmendem Einfallswinkel  $\theta_0$ . Die zweite Eigenschaft ist dadurch bedingt, dass die wirksame Apertur in Richtung einer schräg einfallenden Welle mit dem Cosinus des Einfallswinkels abnimmt.

<sup>12</sup>Bei den hier vorliegenden kohärenten Signalen ist die Winkeltrennfähigkeit auch von der relativen Phasenlage der Signale abhängig [38, 82].

### 4.3.2.2 Aperiodische Arrays

Periodische Arrays haben den Nachteil, dass der Eindeutigkeitsbereich der Winkelschätzung durch Grating-Lobes begrenzt ist. Die Mehrdeutigkeiten können durch eine nichtperiodische Anordnung der Elemente des Arrays vermieden werden [40, 82, 83]. Die damit verbundene nicht-äquidistante Abtastung einfallender Wellenfronten führt dazu, dass der Array-Faktor als Fourier-Transformierte der Aperturbelegung nicht durch periodische Wiederholung aus der Strahlungscharakteristik der kontinuierlichen Apertur hervorgeht. Daher entstehen auch keine Grating-Lobes. Alle Nebenkeulen weisen eine geringere Amplitude als die der Hauptkeule auf. Aperiodische Arrays werden bisher im wesentlichen dort eingesetzt, wo große Aperturen erforderlich sind, z.B. in der Radioastronomie [83]. Da keine Grating-Lobes auftreten, kann der mittlere Abstand der Elemente ohne Beschränkung des Eindeutigkeitsbereiches gegenüber dem für ein periodisches Array erforderlichen Elementabstand deutlich erhöht werden. Um eine gegebene Apertur abzudecken, sind daher wesentlich weniger Elemente erforderlich, wodurch die Systemkosten deutlich reduziert werden können. Der Nachteil aperiodischer Arrays ist der deutlich geringere Dynamikumfang zwischen Haupt- und Nebenkeulen gegenüber einem periodischen Array mit geeigneter Gewichtung.

Der Array-Faktor für eine Elementanordnung mit beliebigen Positionen lautet entsprechend Gleichung 4.60 unter Berücksichtigung der Amplituden-Gewichtungsfaktoren  $w_n$ :

$$B(\theta, \theta_0) = \sum_{n=0}^{N-1} w_n \cdot e^{jk \cdot x_n \cdot (\sin \theta - \sin \theta_0)}. \quad (4.69)$$

Zusätzlich zu den Gewichtungsfaktoren der Elemente werden bei einem aperiodischen Array die Elementpositionen zur Formung der Strahlungscharakteristik verwendet. Das Maximum des Array-Faktors beträgt wie für das periodische Array  $\sum_N w_n$ , wenn alle Beiträge in Phase sind. Die Positionierung der Elemente hat einen vernachlässigbaren Einfluss auf den Array-Faktor in der Umgebung der Hauptkeule, also auch auf die 3-dB-Breite. Diese ist wie für periodische Arrays im wesentlichen von der Größe der Apertur abhängig. Aus Betrachtungen der Bilanz der in Haupt- und Nebenkeulen abgestrahlten Leistung ergibt sich nach [2] bei einheitlicher Gewichtung und konstanten Nebenkeulen eine theoretische Untergrenze für das Haupt- zu Nebenkeulenverhältnis von

$$\frac{P_{\text{Peak}}}{P_{\text{NK}}} = 10 \cdot \log \left( \frac{N}{2} \right) + 10 \cdot \log \left[ \frac{1}{1 - \frac{\lambda}{2d_{\text{av}}}} \right]. \quad (4.70)$$

Dabei ist  $d_{\text{av}}$  der mittlere Elementabstand<sup>13</sup>. Das Haupt- zu Nebenkeulenverhältnis wird also im wesentlichen durch die Elementanzahl und den mittleren Elementabstand bestimmt. Der Einfluss des mittleren Elementabstandes ist allerdings für Werte von

<sup>13</sup>Gleichung 4.70 ist eine qualitative Beschreibung des Haupt- zu Nebenkeulenverhältnisses für mittlere Elementabstände  $d_{\text{av}} > \lambda/2$ .

$d_{av} > 3\lambda$  vernachlässigbar. Für Arrays mit geringer Elementanzahl ist die maximale Höhe der Nebenkeulen stark von den relativen Positionen der Elemente abhängig.

Nach der Art der Array-Synthese unterscheidet man in der Literatur zwischen algorithmischen und zufälligen aperiodischen Arrays. Dabei können beide Typen entweder aus einem vollständigen periodischen Array durch Auslassen einzelner Elemente (engl. *Thinning* - Ausdünnen) oder direkt durch freie Positionierung der Elemente erzeugt werden. Aufgrund der stark nichtlinearen Abhängigkeit des Array-Faktors von den Elementpositionen ist die direkte Synthese einer vorgegebenen Charakteristik nicht möglich. Bei zufälligen nichtperiodischen Arrays mit einer großen Elementanzahl wählt man die Elementpositionen entsprechend einer Verteilungsfunktion  $w(x)$ . Der mittlere Array-Faktor aus einer Schar von zufällig erzeugten Arrays gleicher Elementanzahl ist dann [51, 82]:

$$B(\theta, \theta_0) = \int w(x) \cdot e^{jkx(\sin \theta - \sin \theta_0)} dx. \quad (4.71)$$

Die Verteilungsfunktion der Positionen  $w(x)$  hat also für den mittleren Array-Faktor eines zufälligen Arrays die gleiche Bedeutung wie die Gewichtungsfaktoren für ein periodisches Array. Der mittlere Array-Faktor erlaubt aber keine Aussage über die maximalen Nebenkeulen eines konkreten Arrays. Diese können bis zu etwa 10 dB höher liegen als das mittlere Nebenkeulenniveau<sup>14</sup>. Die Theorie der zufälligen nichtperiodischen Arrays ist ab Array-Größen von ca. 15 Elementen anwendbar [82].

Beispiele für algorithmisch erzeugte Array-Anordnungen sind in [2, 45, 52, 77] zu finden. Ein Vergleich in [82] zeigt allerdings, dass sich kein signifikanter Vorteil gegenüber der zufälligen Synthese ergibt.

Bessere Ergebnisse gegenüber algorithmischen Syntheseverfahren lassen sich durch den Einsatz von Optimierungsalgorithmen erreichen. Beispiele für die Anwendung dieser Algorithmen auf das nichtlineare Problem der Minimierung des maximalen Nebenkeulenniveaus sind z.B. in [34, 91] zu finden. Um die Vergleichbarkeit der Ergebnisse zu ermöglichen, wird meist ein Standard-Array mit 25 Elementen in einer Apertur von  $50\lambda_0$  zugrunde gelegt. Für dieses Array kann unter der Randbedingung gleichförmiger Nebenkeulen über den gesamten Winkelbereich von  $\pm 90^\circ$  eine Absenkung von 14.4 dB gegenüber der Amplitude der Hauptkeule erreicht werden [91].

Die mit aperiodischen Arrays bei einfacher Strahlformung erreichbare Dynamik ist damit im Vergleich zu periodischen Arrays sehr gering. Für den Einsatz im Kfz-Radar ist dieser Dynamikumfang aufgrund der deutlich größeren Unterschiede der auftretenden Rückstreuquerschnitte nicht ausreichend. Starke Reflexionen im Randbereich der Fahrbahn können relevante schwächere Reflexionen überlagern. Eine Trennung mehrerer Objekte im Winkel ist nicht möglich. In Verbindung mit einfacher Strahlformung ist der Einsatz von aperiodischen Arrays in einem Kfz-Radarsensor nicht sinnvoll.

<sup>14</sup>Das maximale Nebenkeulenniveau ist nach oben durch den Wert der Hauptkeule begrenzt.



Bei der Anwendung von im folgenden diskutierten adaptiven Signalverarbeitungsverfahren ist die erreichbare Dynamik dagegen nicht durch die Dynamik des Array-Faktors begrenzt.

### 4.3.3 Räumliche Kovarianzmatrix

Die Einfallsrichtung einer ebenen Welle wird im Verlauf der Signalphase über die räumlich verteilten Sensoren abgebildet. Diese Information wird durch die Kreuz-Kovarianz zwischen den Ausgangssignalen der einzelnen Sensoren geeignet für die weitere Verarbeitung aufbereitet. Die räumliche Kovarianzmatrix der Signale ist wie folgt definiert [35, 47]:

$$\mathbf{R} = E\{\mathbf{y}(t)\mathbf{y}^H(t)\} = \mathbf{A} \cdot E\{\mathbf{s}(t)\mathbf{s}^H(t)\} \cdot \mathbf{A}^H + E\{\mathbf{n}(t)\mathbf{n}^H(t)\}. \quad (4.72)$$

Mit den statistischen Erwartungswerten  $E\{\cdot\}$ , der Kovarianzmatrix der Quellen

$$E\{\mathbf{s}(t)\mathbf{s}^H(t)\} = \mathbf{P} \quad (4.73)$$

und der Kovarianzmatrix des Rauschanteils

$$E\{\mathbf{n}(t)\mathbf{n}^H(t)\} = \sigma_n^2 \mathbf{I}. \quad (4.74)$$

Dabei ist  $\sigma_n^2$  die Rauschleistung an jedem Sensor. Die angegebene Struktur der Kovarianzmatrix des Rauschsignals gilt unter der Voraussetzung, dass die Varianz des Rauschens an allen Sensoren gleich und zwischen den Sensoren unkorreliert ist. Diese Eigenschaft wird als räumlich weißes Rauschen bezeichnet und ist in guter Näherung gültig, wenn das thermische Rauschen der Empfänger gegenüber externen Rauscheinflüssen dominiert [47].

Einige grundlegende Eigenschaften der Kovarianzmatrix lassen sich für den vereinfachten Fall eines einzelnen, aus der Richtung  $\theta_1$  einfallenden Signals darstellen. Für ein Array aus  $N$  Elementen lautet die Kovarianzmatrix:

$$\mathbf{R} = \sigma_n^2 \mathbf{I} + \sigma_s^2 \cdot \mathbf{a}(\theta_1)\mathbf{a}^H(\theta_1) \quad (4.75)$$

$$\text{bzw.} \quad [R_{pq}] = \sigma_n^2 \delta_{pq} + \sigma_s^2 \cdot e^{j(q-p)kd \sin \theta_1}. \quad (4.76)$$

Nach 4.76 ist  $R_{pq} = R_{qp}^H$  und  $\mathbf{R}$  damit hermitesch. Die Kovarianzmatrix ist für periodische lineare Arrays außerdem eine Toeplitz-Matrix, da die Werte entlang der Haupt- und Nebendiagonalen jeweils identisch sind. Die Toeplitz-Eigenschaft ist allerdings für räumlich korreliertes Rauschen oder kohärente Signale gestört.

Für viele adaptive Verfahren zur Winkelschätzung spielt die Eigenwertzerlegung von  $\mathbf{R}$  eine zentrale Rolle. Die Kovarianzmatrix ist eine quadratische Matrix und lässt sich daher in der folgenden Form darstellen:

$$\mathbf{R} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{P} \cdot \mathbf{A}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I} = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{U}^H. \quad (4.77)$$

Dabei sind die Spalten von  $\mathbf{U}$  die Eigenvektoren von  $\mathbf{R}$ . Da  $\mathbf{R}$  hermitesch ist, folgt, dass die Eigenvektoren orthogonal zueinander sind und  $\mathbf{U}$  unitär ist<sup>15</sup>. Die Matrix  $\mathbf{\Lambda}$  ist eine Diagonalmatrix, deren Elemente die Eigenwerte von  $\mathbf{R}$  in absteigender Reihenfolge darstellen. Aufgrund der hermiteschen Struktur der Kovarianzmatrix sind alle Eigenwerte reell und positiv. Bestehen die Array-Signale nur aus Rauschen, so besitzen alle Eigenwerte den Wert  $\sigma_n^2$ . Treffen insgesamt  $M$  Signale auf das Array, so werden maximal  $M$  Eigenwerte und Eigenvektoren der Kovarianzmatrix beeinflusst. Dieser Fall tritt ein, wenn die Signal-Kovarianzmatrix  $\mathbf{P}$  regulär ist, die Signale also nicht kohärent sind. Bei kohärenten Signalen reduziert sich der Rang von  $\mathbf{P}$  und damit die Anzahl der beeinflussten Eigenwerte von  $\mathbf{R}$ . Die Auswirkungen der Kohärenz von Signalen auf adaptive Verfahren und Methoden zur Reduktion der Kohärenz werden in Abschnitt 4.3.5.3 diskutiert.

Bei unkorrelierten Signalen korrespondieren die  $M$  größten Eigenwerte und ihre zugehörigen Eigenvektoren zu dem so genannten Signalraum. Diese Signal-Eigenvektoren bilden eine orthogonale Basis für die Steuervektoren  $\mathbf{a}(\theta)$  der Signale. Die restlichen  $N - M$  Eigenwerte und Eigenvektoren korrespondieren zum Rausch-Unterraum. Diese Eigenschaft der Kovarianzmatrix wird von einer wichtigen Klasse von adaptiven Verfahren, den so genannten Unterraum-Verfahren, verwendet<sup>16</sup>. Fasst man die Signal-Eigenvektoren spaltenweise in der Matrix  $\mathbf{U}_s$  zusammen und die Rausch-Eigenvektoren entsprechend in  $\mathbf{U}_n$ , kann die Kovarianzmatrix dargestellt werden als:

$$\mathbf{R} = \mathbf{U}_s \mathbf{\Lambda}_s \mathbf{U}_s^H + \sigma_n^2 \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H. \quad (4.78)$$

Die obigen Betrachtungen setzen voraus, dass die Kovarianzmatrix exakt bekannt ist. Aufgrund der begrenzten Beobachtungszeit der Sensorsignale muss die Kovarianzmatrix aber geschätzt werden. Eine konsistente Schätzung<sup>17</sup> von  $\mathbf{R}$  stellt die Kurzzeit-Kovarianzmatrix dar [47]:

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{K} \cdot \sum_{t=1}^K \mathbf{y}(t) \mathbf{y}^H(t). \quad (4.79)$$

Durch die begrenzte Beobachtungszeit ergeben sich auch bei räumlich unkorrelierten Rauschquellen unterschiedlich große Eigenwerte der Rausch-Kovarianzmatrix, so dass die Annahme  $E\{\mathbf{n}(t) \mathbf{n}^H(t)\} = \sigma_n^2 \mathbf{I}$  nicht mehr exakt erfüllt ist. Daraus resultieren bevorzugte Richtungen der Eigenvektoren der Rausch-Kovarianzmatrix. Die zu den  $M$  größten Eigenwerten gehörenden Eigenvektoren bilden dann keine Basis des Signalraums mehr und es kommt zu Fehlern bei der Schätzung der Einfallrichtungen [40]. Um

<sup>15</sup>Für eine unitäre Matrix gilt:  $\mathbf{X} \mathbf{X}^H = \mathbf{I}$ . Die inverse Matrix entspricht der konjugiert transponierten Matrix.

<sup>16</sup>Siehe Abschnitt 4.3.5.2.

<sup>17</sup>Eine Schätzung ist konsistent, wenn ihr Wert für unendliche Beobachtungszeit gegen den Erwartungswert konvergiert.

die Abweichungen von der angenommenen idealen Form der Kovarianzmatrix gering zu halten, sollten möglichst viele Abtastwerte in die Berechnung der Kovarianzmatrix einfließen.

### 4.3.4 Strahlformung

Das älteste Prinzip zur Bestimmung der Einfallsrichtung eines Signals mit einer Array-Anordnung ist die analoge phasengesteuerte Strahlschwenkung (engl. *Phased Array*). Dabei wird die Charakteristik des Arrays durch Kompensation der Signalphasen eines Steuervektors auf den entsprechenden Einfallswinkel ausgerichtet. Die Strahlformung kann im Fall analoger Phasenkompensation im Sende- und Empfangsfall eingesetzt werden. Im Empfangsfall kann die Kompensation der Signalphasen und damit die Strahlformung auch auf die digitalisierten Basisbandsignale angewandt werden.

Die gewichtete Linearkombination der Sensorsignale ist:

$$z(t) = \sum_{n=1}^N w_n^* y_n(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{y}(t). \quad (4.80)$$

Dabei sind die Gewichtungsfaktoren  $w_n$  im allgemeinen komplex. Die Linearkombination der Ausgangssignale kann entsprechend im Spektralbereich nach Fouriertransformation der Basisbandsignale erfolgen:

$$Z(\omega) = \sum_{n=1}^N w_n^* Y_n(\omega) = \mathbf{w}^H \mathbf{Y}(\omega). \quad (4.81)$$

Insbesondere für die in dieser Arbeit betrachtete FMCW-Modulation ist die Linearkombination im Spektralbereich einfach zu realisieren, da ohnehin eine Fouriertransformation der Basisbandsignale durchgeführt wird. Die Leistung von  $z(t)$  ergibt sich bei  $K$  einfließenden Abtastwerten als:

$$P(\mathbf{w}) = \frac{1}{K} \sum_{n=1}^K |z(t)|^2 = \frac{1}{K} \sum_{n=1}^K \mathbf{w}^H \mathbf{y}(t) \mathbf{y}^H(t) \mathbf{w} = \mathbf{w}^H \hat{\mathbf{R}} \mathbf{w}. \quad (4.82)$$

Dabei ist  $\hat{\mathbf{R}}$  die Kurzzeit-Kovarianzmatrix entsprechend Gleichung 4.79. Für ein einzelnes, aus der Richtung  $\theta_0$  einfallendes Signal wird  $\mathbf{R} = \sigma_n^2 \mathbf{I} + \sigma_s^2 \cdot \mathbf{a}(\theta_0) \mathbf{a}^H(\theta_0)$  und es ergibt sich folgendes Maximierungsproblem:

$$\max_{\mathbf{w}} \left[ \mathbf{w}^H \hat{\mathbf{R}} \mathbf{w} \right] = \max_{\mathbf{w}} \left[ \sigma_s^2 \cdot |\mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta_0)|^2 + \sigma_n^2 \cdot |\mathbf{w}|^2 \right]. \quad (4.83)$$

Um eine nichttriviale Lösung zu erhalten, wird die Norm von  $\mathbf{w}$  beschränkt auf  $|\mathbf{w}| = 1$  und man erhält [47]:

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \frac{\mathbf{a}(\theta_0)}{\sqrt{\mathbf{a}^H(\theta_0) \mathbf{a}(\theta_0)}}. \quad (4.84)$$

Durch Einsetzen der Lösung für einen allgemeinen Einfallswinkel  $\theta$  in Gleichung 4.82 ergibt sich:

$$\begin{aligned}
 P(\theta) &= \frac{\mathbf{a}^H(\theta)\hat{\mathbf{R}}\mathbf{a}(\theta)}{\mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{a}(\theta)} \\
 &= \frac{1}{N} \cdot [\sigma_n^2 \cdot \mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{a}(\theta) + \sigma_s^2 \cdot \mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{a}(\theta_0)\mathbf{a}^H(\theta_0)\mathbf{a}(\theta)] \\
 &= \sigma_n^2 + \frac{1}{N} \cdot \sigma_s^2 \cdot |B(\theta, \theta_0)|^2.
 \end{aligned} \tag{4.85}$$

Das Winkelspektrum  $P(\theta)$  für ein einzelnes Ziel entspricht also, bis auf den Rauschbeitrag  $\sigma_n^2$  und die Skalierung mit der Signalleistung, dem in Gleichung 4.60 definierten Array-Faktor. Bei mehreren Zielen ergibt sich aufgrund der Linearität der Gleichungen eine Überlagerung der entsprechend skalierten und um die Einfallswinkel verschobenen Array-Faktoren. Daher sind die erreichbare Trennfähigkeit zweier Signale gleicher Leistung im Winkel sowie die Dynamik durch die Eigenschaften des Array-Faktors begrenzt. Für ein einzelnes Signal stellt die einfache Strahlformung bei räumlich weißem Rauschen das im Sinne der Maximierung des Signal- zu Rauschverhältnisses und der Schätzgenauigkeit optimale Verfahren dar.

### 4.3.5 Adaptive Verfahren

Bei der einfachen Strahlformung erfolgt die Winkelschätzung mit festen Gewichtungsfaktoren, die unabhängig von den Array-Signalen sind. Die mit der Kovarianzmatrix verfügbaren Informationen über die einfallenden Signale werden nicht genutzt. Durch den Einsatz von signalangepassten, also adaptiven Verfahren, die die verfügbare Signalinformation für die Verarbeitung der Sensorsignale berücksichtigen, kann eine Verbesserung der Winkelschätzung erreicht werden. Die Fähigkeit, mehrere Ziele im Winkel zu trennen, sowie die Dynamik bei der Detektion sind dann nicht mehr durch den Array-Faktor gegeben, sondern sind je nach Verfahren zusätzlich von Signal- zu Rauschverhältnis oder der Anzahl der verwendeten Messwerte abhängig und können gegenüber der einfachen Strahlformung deutlich gesteigert werden. Die zentrale Größe für die adaptiven Verfahren ist die räumliche Kovarianzmatrix aus Gleichung 4.72 bzw. für die praktische Umsetzung die Kurzzeit-Kovarianzmatrix nach Gleichung 4.79.

Adaptive Verfahren zur Winkelschätzung lassen sich in drei Kategorien einteilen:

- Adaptive Strahlformung,
- Unterraum-Verfahren,
- Parametrische Verfahren.

Für umfangreiche Übersichten und Vergleiche der Verfahren wird auf die Literatur verwiesen [29, 47, 40]. Im folgenden werden zwei verbreitete Verfahren vorgestellt: Das

so genannte *Minimum-Variance*-Verfahren als Vertreter der adaptiven Strahlformung sowie der MUSIC-Algorithmus als Vertreter der Unterraum-Verfahren.

#### 4.3.5.1 Adaptive Strahlformung

Verfahren der adaptiven Strahlformung bilden wie bei der konventionellen Strahlformung ein Winkelspektrum entsprechend Gleichung 4.82. Allerdings werden die Gewichtungsfaktoren  $w_n$  nicht fest gewählt, sondern sie werden in Abhängigkeit von den Sensorsignalen bestimmt. Die dafür erforderlichen Informationen sind in der räumlichen Kovarianzmatrix enthalten. Ein verbreitetes Verfahren der adaptiven Strahlformung ist das *Minimum-Variance*-Verfahren, das auch als Capon-Strahlformung bezeichnet wird [11]. Ausgangspunkt ist das Optimierungsproblem

$$\min_{\mathbf{w}} \left[ \mathbf{w}^H \hat{\mathbf{R}} \mathbf{w} \right] \quad \text{unter der Nebenbedingung} \quad \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta) = 1. \quad (4.86)$$

Durch diese Formulierung wird die Ausgangsleistung nach Strahlformung bei konstanter Verstärkung des Arrays in Richtung  $\theta$  minimiert. Effektiv werden dadurch die Beiträge von Rauschsignalen sowie von Signalen aus anderen Richtungen als  $\theta$  minimiert. Die Lösung dieses linearen Optimierungsproblems kann mit der Multiplikatorenmethode nach Lagrange ermittelt werden und lautet [40]:

$$\mathbf{w}_{\text{CAP}} = \frac{\hat{\mathbf{R}}^{-1} \mathbf{a}(\theta)}{\mathbf{a}^H(\theta) \hat{\mathbf{R}}^{-1} \mathbf{a}(\theta)}. \quad (4.87)$$

Eingesetzt in 4.82 ergibt sich das Winkelspektrum zu:

$$P_{\text{CAP}}(\theta) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\theta) \hat{\mathbf{R}}^{-1} \mathbf{a}(\theta)}. \quad (4.88)$$

Für die Inverse der Kovarianzmatrix erhält man:

$$\hat{\mathbf{R}}^{-1} = \frac{1}{\sigma_n^2} \cdot \left[ \mathbf{I} - \frac{\sigma_s^2}{N \cdot \sigma_s^2 + \sigma_n^2} \mathbf{a}(\theta_0) \mathbf{a}^H(\theta_0) \right] \quad (4.89)$$

Durch Einsetzen in 4.88 ergibt sich für die Ausgangsleistung der adaptiven Strahlformung:

$$\begin{aligned} P_{\text{CAP}}(\theta) &= \sigma_n^2 \cdot \left[ N - \frac{\sigma_s^2}{N \cdot \sigma_s^2 + \sigma_n^2} |\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{a}(\theta_0)|^2 \right]^{-1} \\ &= \sigma_n^2 \cdot \left[ N - \frac{\sigma_s^2}{N \cdot \sigma_s^2 + \sigma_n^2} |B(\theta, \theta_0)|^2 \right]^{-1}. \end{aligned} \quad (4.90)$$

Im Winkelspektrum tritt also wie bei der konventionellen Strahlformung der Array-Faktor  $B(\theta, \theta_0)$  auf, allerdings nur indirekt im Nenner des Ausdrucks und mit einer anderen Gewichtung. Die maximale Ausgangsleistung ergibt sich für  $\mathbf{a}(\theta) = \mathbf{a}(\theta_0)$  zu  $P_{\text{CAP}}(\theta_0) = \sigma_s^2 + \sigma_n^2/N$ . Die ermittelte Ausgangsleistung besitzt einen systematischen

Fehler, der aber bereits für ein mittleres Signal- zu Rauschverhältnis und geringe Anzahl Sensoren vernachlässigbar ist.

Für die Nebenkeulen des Array-Faktors ergibt sich ein minimaler Leistungspegel von  $\sigma_n^2/N$ , der kaum mit der Winkelablage variiert. Das Haupt- zu Nebenkeulenverhältnis ist daher:

$$\frac{P_{\text{Peak}}}{P_{\text{NK}}} = 1 + N \cdot \frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2}. \quad (4.91)$$

Es verbessert sich im Gegensatz zur einfachen Strahlformung mit zunehmendem Signal- zu Rauschverhältnis. Die Dynamik ist daher für die adaptive Strahlformung nicht durch die des Array-Faktors begrenzt.

Es kann gezeigt werden, dass auch die Winkeltrennfähigkeit des Minimum-Variance-Verfahrens mit dem Signal- zu Rauschverhältnis zunimmt [17, 39]. Die Winkeldifferenz, ab der zwei gleich starke Signale getrennt werden können, verhält sich im asymptotischen Fall unendlich langer Beobachtungszeit näherungsweise wie

$$\Delta\theta \sim \frac{\lambda}{D} \cdot \frac{1}{\sqrt{N \frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2}}}. \quad (4.92)$$

Eine weitere wichtige Eigenschaft des Minimum-Variance-Verfahrens ist, dass es ebenso wie die einfache Strahlformung im Fall eines einzelnen Signals und bei genauer Wahl der angenommenen Einfallsrichtung zum maximal möglichen Array-Gewinn führt und somit bezüglich der Detektion optimal ist. Bei kohärenten Signalen müssen bei der Berechnung der Kovarianzmatrix die in Abschnitt 4.3.5.3 beschriebenen Mittelungsverfahren eingesetzt werden.

### 4.3.5.2 Unterraum-Verfahren

Die Unterraum-Verfahren nutzen die Eigenstruktur der räumlichen Kovarianzmatrix aus, um die Richtungen der einfallenden Signale zu bestimmen. Der bekannteste Ansatz, der im folgenden kurz beschrieben wird, ist der MUSIC-Algorithmus [71]. Varianten davon sowie weitere Unterraum-Verfahren wie der ESPRIT-Algorithmus sind z.B. in folgenden Quellen zu finden [39, 61, 70].

Nach Gleichung 4.78 aus Abschnitt 4.3.3 weist die Kovarianzmatrix  $\mathbf{R}$  unter der Annahme räumlich unkorrelierten Rauschens die folgende Struktur auf:

$$\mathbf{R} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{P} \cdot \mathbf{A}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I} = \mathbf{U}_s \mathbf{\Lambda}_s \mathbf{U}_s^H + \sigma_n^2 \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H. \quad (4.93)$$

Der MUSIC-Algorithmus nutzt die Eigenschaft aus, dass die Eigenvektoren des Rauschunterraums orthogonal zu den Signalvektoren sind und damit gilt:

$$\mathbf{U}_n^H \mathbf{A} = 0. \quad (4.94)$$

Unter Ausnutzung dieses Zusammenhangs wird ein Pseudospektrum gebildet:

$$P_{\text{MUSIC}}(\theta) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{U}_n\mathbf{U}_n^H\mathbf{a}(\theta)}. \quad (4.95)$$

In der praktischen Anwendung wird die Matrix  $\mathbf{U}_n$  durch die aus der Kurzzeitkovarianzmatrix ermittelte Matrix  $\hat{\mathbf{U}}_n$  ersetzt. Dieses Spektrum weist Maxima bei den Winkeln auf, die den Einfallrichtungen der Signale entsprechen. Diese Maxima resultieren aus der Orthogonalitätsbedingung nach Gleichung 4.94. Das Pseudospektrum stellt aber kein Spektrum im Sinne der Strahlformungsverfahren dar, da es keine gewichtete Summe der Sensorsignale, sondern ein Maß für den Abstand eines Steuervektors zum Rauschunterraum darstellt. Insbesondere ist der Wert der Maxima des Pseudospektrums kein Maß für die Signalleistung.

Um die Eigenvektoren des Rauschunterraums aus  $\hat{\mathbf{R}}$  zu bestimmen, muss die Anzahl der Rauscheigenwerte bzw. die Anzahl der Signale bekannt sein. Zur Bestimmung der Signalanzahl werden statistische Verfahren eingesetzt, für deren Beschreibung auf die Literatur verwiesen wird [40]. Genauso wie das Minimum-Variance-Verfahren versagt auch der MUSIC-Algorithmus bei korrelierten Signalen, da die Bedingung 4.94 verletzt ist [47]. Zum Beispiel ergibt sich bei zwei gleich starken korrelierten Signalen die Signal-Kovarianzmatrix zu

$$P = \begin{bmatrix} \sigma_s^2 & -\sigma_s^2 \\ -\sigma_s^2 & \sigma_s^2 \end{bmatrix}. \quad (4.96)$$

Damit wird die Kovarianzmatrix zu

$$\mathbf{R} = \sigma_n^2\mathbf{I} + \sigma_s^2[\mathbf{a}(\theta_1) - \mathbf{a}(\theta_2)] \cdot [\mathbf{a}(\theta_1) - \mathbf{a}(\theta_2)]^H. \quad (4.97)$$

Daraus folgt, dass es nur einen Signal-Eigenvektor gibt, der der Differenz der Steuervektoren der beiden Signale entspricht. Das bedeutet, dass kein Signal ohne die Kenntnis des anderen bestimmt werden kann. Die Korrelation der Signale muss daher bei der Berechnung der Kovarianzmatrix reduziert werden.

Analytische Untersuchungen der Varianz, Trennfähigkeit und Empfindlichkeit des MUSIC-Algorithmus gegenüber Amplituden- und Phasenfehlern existieren nur für den asymptotischen Fall einer unendlichen bzw. sehr langen Beobachtungszeit. Daraus können dennoch qualitative Einflüsse verschiedener Parameter wie Anzahl der Sensoren, Größe der Apertur oder Anzahl der Messwerte abgeleitet werden. Für den Fall räumlich weißen Rauschens ist die erreichbare Trennfähigkeit nur durch die vorhandene Datenmenge begrenzt [40]. Untersuchungen in [87] zeigen, dass die Varianz der Winkelschätzung umgekehrt proportional zur Anzahl der Messwerte ist sowie mit steigender Sensoranzahl abnimmt. Die Varianz kann sehr große Werte annehmen, wenn entweder die Signale einen geringen Winkelabstand aufweisen, das Signal- zu Rauschverhältnis gering ist oder die Signale stark korreliert sind.

Das der Kovarianzmatrix zugrunde liegende Signalmodell geht von einer fehlerfreien Umsetzung der Steuervektoren der Signale in die Basisbandsignale aus. Durch Verkopplung der Sensoren sowie Unterschiede zwischen den Sensoren z.B. im Bereich der Antennendiagramme oder der Empfangskanäle ergeben sich überlagerte Amplituden- und Phasenfehler, die besonders bei adaptiven Verfahren zu großen Fehlern führen können<sup>18</sup>. Untersuchungen in [26, 28] zeigen, dass die Empfindlichkeit des MUSIC-Algorithmus stark von der Größe der Apertur des Arrays abhängt. Für lineare Arrays ergibt sich eine Empfindlichkeit gegenüber Phasenfehlern, die antiproportional zur Apertur  $D$  ist:  $\sigma_\theta \sim \frac{1}{D}$ . Die Empfindlichkeit gegenüber Amplitudenfehlern ist proportional  $\frac{1}{D^2}$ . Die Empfindlichkeit gegenüber Modellfehlern ist andererseits relativ unabhängig von der Elementanzahl. Die Größe der Apertur hat also auf die Robustheit des Verfahrens gegenüber Modellfehlern einen größeren Einfluss als die Elementanzahl. Diese Eigenschaft ist in Verbindung mit nichtperiodische Arrays interessant, da dort bei einer gegebenen Apertur die Elementanzahl deutlich verringert werden kann, ohne den Eindeutigkeitsbereich einzuschränken [95].

#### 4.3.5.3 Korrelierte Signale

Bei unkorrelierten Signalen entspricht der Rang der Signal-Kovarianzmatrix  $\mathbf{P}$  der Anzahl der Signale  $M$ . Sind die Signale korreliert, reduziert sich der Rang dieser Matrix auf den Wert 1. Dies führt zum Versagen vieler adaptiver Verfahren. Davon nicht betroffen sind die parametrischen Verfahren, da dort die Kohärenz im Modell berücksichtigt ist.

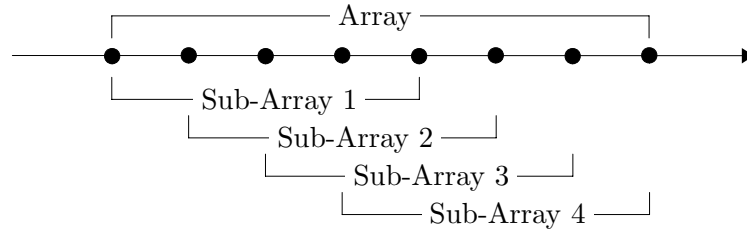
Bei der FMCW-Modulation sind die Basisbandsignale unterschiedlicher Objekte, die die gleiche Frequenz besitzen, kohärent und weisen daher einen Korrelationsfaktor vom Betrag eins auf. Daher ist eine Vorverarbeitung der Kovarianzmatrix erforderlich, die den Rang der Signalkovarianzmatrix entsprechend der Anzahl der korrelierten Signale erhöht. Für lineare periodische Arrays sind dazu in der Literatur zwei Ansätze bekannt:

- Mittelung der Kovarianzmatrizen von Sub-Arrays,
- Vorwärts-Rückwärts-Mittelung der Kovarianzmatrix.

Bei dem in [75] beschriebenen Verfahren wird das Array entsprechend Abb. 4.10 in eine Anzahl von überlappenden Sub-Arrays eingeteilt. Die Kovarianzmatrix erhält man durch Mittelung der Kovarianzmatrizen der Sub-Arrays. Damit sind auch die Eigenschaften der anschließend angewandten adaptiven Verfahren durch die Geometrie und die Elementanzahl der Sub-Arrays bestimmt. Insbesondere wird die Trennfähigkeit reduziert. Wenn die Anzahl der Sub-Arrays mindestens gleich der Anzahl der korrelierten Signale ist, wird der Rang der Signal-Kovarianzmatrix durch die Mittelung vollständig

<sup>18</sup>Siehe dazu auch Abschnitt 4.3.5.5.





**Abb. 4.10:** Unterteilung eines periodischen Arrays in mehrere Sub-Arrays zur Rang-erhöhung der gemittelten Kovarianzmatrix.

wieder hergestellt. Da die Größe der Sub-Arrays  $M + 1$  betragen muss, um  $M$  Einfallsrichtungen zu bestimmen, sind für  $M$  korrelierte Signale  $N = 2M$  Sensoren erforderlich, wenn ausschließlich diese Methode zur Dekorrelation verwendet wird.

Mit der Methode der Vorwärts-/Rückwärts-Mittelung kann der Rang der Kovarianzmatrix für den Fall von zwei korrelierten Signalen wieder hergestellt werden, ohne die wirksame Apertur zu verringern. Dabei wird die Eigenschaft eines periodischen Arrays ausgenutzt, dass die Steuervektoren  $\mathbf{a}(\theta)$  bis auf einen Skalierungsfaktor gleich bleiben, wenn man die Reihenfolge der Elemente invertiert und die konjugiert komplexen Werte bildet [47]:

$$\mathbf{J} \cdot \mathbf{a}^*(\theta) = e^{j(N-1)kd \sin \theta} \cdot \mathbf{a}(\theta). \quad (4.98)$$

Die Matrix  $\mathbf{J}$  ist die so genannte Austauschmatrix, deren Elemente auf der Gegen-diagonalen eins sind und ansonsten gleich null. Die Kovarianzmatrix für die in der Reihenfolge invertierten Steuervektoren ergibt sich zu:

$$\mathbf{R}_r = \mathbf{J}\mathbf{R}^*\mathbf{J} = \mathbf{A}\mathbf{\Phi}\mathbf{P}\mathbf{\Phi}\mathbf{A}^H + \sigma_n^2\mathbf{I}. \quad (4.99)$$

Dabei ist  $\mathbf{\Phi}$  eine Diagonalmatrix mit den Elementen  $[\Phi_{mm}] = e^{j(N-1)kd \sin \theta_m}$  und dem Index  $m = 1, \dots, M$  für die  $M$  Empfangssignale.

Die gesamte Kovarianzmatrix erhält man durch Mittelung der normalen Kovarianzmatrix und der aus Gleichung 4.99:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{vr} &= \frac{1}{2}(\mathbf{R} + \mathbf{J}\mathbf{R}^*\mathbf{J}) \\ &= \mathbf{A}\tilde{\mathbf{P}}\mathbf{A}^H + \sigma_n^2\mathbf{I}. \end{aligned} \quad (4.100)$$

Mit der neuen Signal-Kovarianzmatrix

$$\tilde{\mathbf{P}} = \frac{1}{2}(\mathbf{P} + \mathbf{\Phi}\mathbf{P}\mathbf{\Phi}). \quad (4.101)$$

Kombiniert man die Vorwärts-/Rückwärts-Mittelung und die Mittelung der Sub-Array Matrizen, dann können mit  $N$  Sensoren die Richtungen von maximal

$$M_{\max} = \lfloor \frac{2}{3}N \rfloor \quad (4.102)$$

kohärenten Signalen bestimmt werden<sup>19</sup> [9].

Die beschriebenen Methoden zur Rangerhöhung der Signal-Kovarianzmatrix sind nur auf periodische Arrays anwendbar. Für allgemeine Arrays existieren Methoden, die vor der Mittelung eine Transformation der Empfangsdaten durchführen, für die aber eine ungefähre Kenntnis der Einfallrichtung erforderlich ist [27, 96]. Es muss daher eine Winkelschätzung, z.B. mit einfacher Strahlformung vorangestellt werden, wodurch der Signalverarbeitungsaufwand erhöht wird.

#### 4.3.5.4 Kalibrierung

Das mit Gleichung 4.56 beschriebene Signalmodell ist nur für ideale und identische Sensoren gültig. In einer realen Anordnung ergeben sich Abweichungen von diesem Modell durch verschiedene Einflüsse. Die wesentlichen sind:

- Kopplung zwischen den Antennen
- Unterschiede in den Strahlungscharakteristiken
- Positionsfehler der Sensoren
- Unterschiede der Empfängercharakteristik.

Die Ausgangssignale eines realen Empfängerarrays werden unter Berücksichtigung dieser Einflüsse beschrieben als:

$$\begin{aligned} \mathbf{y}(t) &= \mathbf{K} \cdot \mathbf{V} \cdot \mathbf{A}(\theta)\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \\ &= \mathbf{C} \cdot \mathbf{A}(\theta)\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t). \end{aligned} \quad (4.103)$$

Dabei ist  $\mathbf{V}$  eine Diagonalmatrix, deren Elemente die Verstärkungsfehler beschreiben

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} v_1 & & & \\ & v_2 & & \\ & & v_3 & \\ & & & \ddots \end{bmatrix} \quad (4.104)$$

und  $\mathbf{K}$  ist eine im allgemeinen vollbesetzte Matrix, die die Kopplungsfehler beschreibt:

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} & k_{13} & \cdots \\ k_{21} & k_{22} & k_{23} & \ddots \\ k_{31} & k_{32} & k_{33} & \ddots \\ \vdots & & & \ddots \end{bmatrix}. \quad (4.105)$$

<sup>19</sup>Dabei bezeichnet  $\lfloor x \rfloor$  die größte ganze Zahl kleiner oder gleich  $x$ .

Die Verkopplung ist stark von den Sensorabständen abhängig, so dass die Verkopplungsmatrix in der Regel eine Bandstruktur und bei periodischen Arrays auch näherungsweise eine Toeplitz-Struktur aufweist. Die Werte auf den Nebendiagonalen gehen mit zunehmendem Abstand zur Hauptdiagonalen gegen null.

Die beiden Matrizen können zur Matrix  $\mathbf{C}$  zusammengefasst werden. Die korrigierten Sensorsignale erhält man durch Multiplikation der Empfangssignale mit der Inversen von  $\mathbf{C}$ :

$$\mathbf{y}_{\text{corr}}(t) = \mathbf{C}^{-1} \cdot \mathbf{y}(t). \quad (4.106)$$

In der Literatur sind verschiedene Ansätze beschrieben, um die Fehlermatrix  $\mathbf{C}$  zu bestimmen (z.B. [62, 74]). Dabei werden die Verkopplungs- und Verstärkungsfehler meist als winkelunabhängig angenommen, um den Kalibrierungsaufwand zu reduzieren. Für die dominanten Verkopplungsfehler sowie Amplituden- und Phasenfehler in der Empfängercharakteristik ist diese Annahme auch erfüllt. Bei Positionsfehlern der Sensoren ergeben sich allerdings winkelabhängige Phasenfehler. Bei größeren Fehlern der Sensorpositionen ist die Methode aus [74] geeignet, da hier zunächst die tatsächlichen Sensorpositionen geschätzt werden, bevor die Fehlermatrix bestimmt wird.

#### 4.3.5.5 Robuste Signalverarbeitung

Adaptive Verfahren sind wesentlich empfindlicher gegenüber Abweichungen von dem zugrunde liegenden Signalmodell als die einfache Strahlformung. Daher ist eine genaue Bestimmung der Fehler und eine Kalibrierung der Sensorsignale erforderlich. Eine Kalibrierung kann aber mit vertretbarem Aufwand nicht alle Fehler vollständig eliminieren. In diesem Abschnitt werden Maßnahmen vorgestellt, die die Robustheit adaptiver Verfahren gegenüber Modellfehlern steigern. Die Auswirkungen von Modellfehlern auf adaptive Verfahren sollen kurz am Beispiel von Verstärkungsfehlern in Verbindung mit dem Minimum-Variance-Verfahren dargestellt werden. Die Ausgangsleistung des Minimum-Variance-Verfahrens nach Gleichung 4.90 kann für Verstärkungsfehler  $[\mathbf{V}]_{mm} = 1 + \delta v_m$  wie folgt beschrieben werden<sup>20</sup> [40]:

$$P_{\text{CAP}} = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\theta)\hat{\mathbf{R}}^{-1}\mathbf{a}(\theta)} = \left( \sigma_s^2 + \frac{\sigma_n^2}{N} \right) \left( \frac{1 + \frac{\sigma_s^2/\sigma_n^2}{1+N \cdot \sigma_s^2/\sigma_n^2} \cdot \sum_m |\delta v_m|^2}{1 + \frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2} \cdot \sum_m |\delta v_m|^2} \right). \quad (4.107)$$

Für geringe Signal- zu Rauschverhältnisse wird der Term der rechten Klammer in 4.107 ungefähr gleich 1, so dass sich in diesem Bereich Verstärkungsfehler nur geringfügig auswirken. Mit steigendem Signal- zu Rauschverhältnis ergibt für den Grenzfall  $\sigma_s^2/\sigma_n^2 \rightarrow \infty$ :

$$\lim_{\sigma_s^2/\sigma_n^2 \rightarrow \infty} \left( \frac{1}{\mathbf{a}^H(\theta)\hat{\mathbf{R}}^{-1}\mathbf{a}(\theta)} \right) = \frac{\sigma_n^2}{N} \cdot \left( 1 + \frac{N}{\sum_m |\delta v_m|^2} \right). \quad (4.108)$$

---

<sup>20</sup>Dabei ist angenommen, dass die Summe der Verstärkungsfehler gegenüber der Summe ihrer Beträge vernachlässigbar ist.

Die geschätzte Leistung ist nicht mehr von der tatsächlichen Leistung, sondern nur noch von der Rauschleistung und der Summe der Verstärkungsfehlerquadrate abhängig. Das Signal wird also unterdrückt.

Im Vergleich dazu erhält man für die einfache Strahlformung eine Ausgangsleistung von [40]:

$$P = \mathbf{a}^H(\theta)\hat{\mathbf{R}}\mathbf{a} = \sigma_s^2 + \frac{\sigma_n^2}{N} + \frac{2}{N} \sum_m \operatorname{Re}[\delta v_m] + \frac{1}{N^2} \sum_m |\delta v_m|^2. \quad (4.109)$$

Die einfache Strahlformung ist robust gegenüber Modellfehlern. Bei steigendem Signal- zu Rauschverhältnis wird der Einfluss der Modellfehler geringer.

Zur Verbesserung der Robustheit des Minimum-Variance Verfahrens können zusätzliche Nebenbedingungen vorgesehen werden. Aus Gleichung 4.86 wird dann:

$$\min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H \hat{\mathbf{R}} \mathbf{w} \quad \text{unter der Nebenbedingung} \quad \mathbf{C}^H \mathbf{w}(\theta) = \mathbf{f}. \quad (4.110)$$

Eine häufig verwendete Matrix  $\mathbf{C}$  und dazugehörige Matrix  $\mathbf{f}$  sind:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \mathbf{a}^H \\ \frac{\partial \mathbf{a}^H}{\partial \theta} \end{bmatrix} \quad \mathbf{f} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (4.111)$$

Damit wird zusätzlich zur Festsetzung der Verstärkung in Richtung  $\theta$  die Ableitung des Ausgangssignals gleich null gesetzt. Dadurch verbreitert sich die zu einem Signal gehörende Spitze im Leistungsdiagramm. Die Ausgangsleistung wird aber unempfindlicher gegenüber Unterschieden zwischen angenommener und tatsächlicher Winkelablage eines Signals.

Eine Methode, die direkt bei der Kurzzeit-Kovarianzmatrix ansetzt und damit für alle adaptiven Verfahren anwendbar ist, wird in [12] vorgestellt. Dabei wird zu der berechneten Kovarianzmatrix eine skalierte Einheitsmatrix addiert, so dass die Werte der Hauptdiagonalen um einen festen Wert erhöht werden:

$$\hat{\mathbf{R}}_{dl} = \hat{\mathbf{R}} + r \cdot \mathbf{I}. \quad (4.112)$$

Das Verfahren wird als *diagonal loading* bezeichnet. Durch diese Maßnahme werden adaptive Verfahren unempfindlicher gegenüber Modellfehlern und Robustheit gegenüber der fehlerhaften Schätzung der Kovarianzmatrix aufgrund der begrenzten Signaldauer wird erhöht. Diese reduzierte Empfindlichkeit geht auf Kosten der Leistungsfähigkeit bei geringen Signal- zu Rauschverhältnissen.



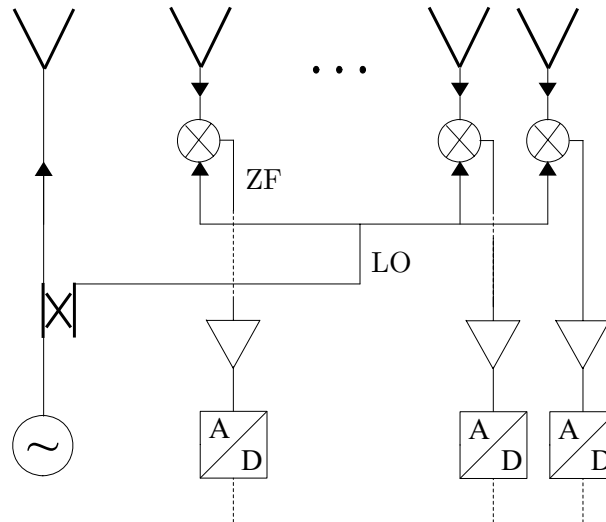
# 5 Arrays aus FMCW-Sende-/Empfangsmodulen

Die Vorteile, die sich mit der monolithischen Integration ganzer Sende-/Empfangsmodule im Millimeterwellenbereich aus Sicht der Aufbau- und Verbindungstechnik ergeben, wurden bereits in Kapitel 3 diskutiert. Gegenstand dieses Kapitels ist die Untersuchung der Eigenschaften und Möglichkeiten, die ein Array aus Sende-/Empfangsmodulen bei Verwendung der digitalen Strahlformung zur Winkelschätzung besitzt. Aufgrund der Verfügbarkeit eigener Signalquellen auf jedem Element des Arrays ergeben sich zusätzliche Freiheitsgrade gegenüber bekannten Systemkonzepten mit Arrays aus reinen Empfängern. Daraus resultiert eine große Flexibilität bei der Wahl der Sende- bzw. Empfangscharakteristik. Es können unterschiedliche Betriebsarten realisiert werden, die sich in der Verteilung von Sendern und Empfängern unterscheiden. Dadurch kann die Sendecharakteristik des Arrays beeinflusst werden, und im Empfangsfall ist eine synthetische Verdopplung der Apertur möglich.

Die unterschiedlichen Betriebsarten können prinzipiell mit jedem der bekannten Modulationsverfahren umgesetzt werden. In dieser Arbeit wird die FMCW-Modulation zugrunde gelegt, die aufgrund ihrer effizienten Ausnutzung der Sendeleistung und der geringen Komplexität des Hochfrequenzteils besonders für monolithisch integrierte Sende-/Empfangsmodule geeignet ist. Ein Schwerpunkt des Kapitels ist die Analyse eines FMCW-Modulationsschemas, mit dem eine direkte Schätzung von Entfernung und Geschwindigkeit auch in Mehrzielsituationen möglich ist.

## 5.1 Bestehende Array-Systemarchitekturen

Für Radarsensoren mit Antennen-Arrays und digitaler Strahlformung sind verschiedenen Systemarchitekturen bekannt. Die allen Architekturen gemeinsame, grundlegende Anordnung ist in Abb. 5.1 vereinfacht dargestellt. Die Sensoren besitzen eine Signalquelle, deren Leistung zum überwiegenden Teil ausgesendet wird. Der Empfänger besteht aus einem Array von Antennen, deren Signale ins Basisband oder in eine Zwischenfrequenzlage umgesetzt werden. Als Lokaloszillatorsignal der Mischer wird jeweils ein Teil der Leistung der Signalquelle verwendet. Gegebenenfalls muss dieses Signal noch verstärkt werden, um einen ausreichenden LO-Leistungspegel am Mischer zu er-



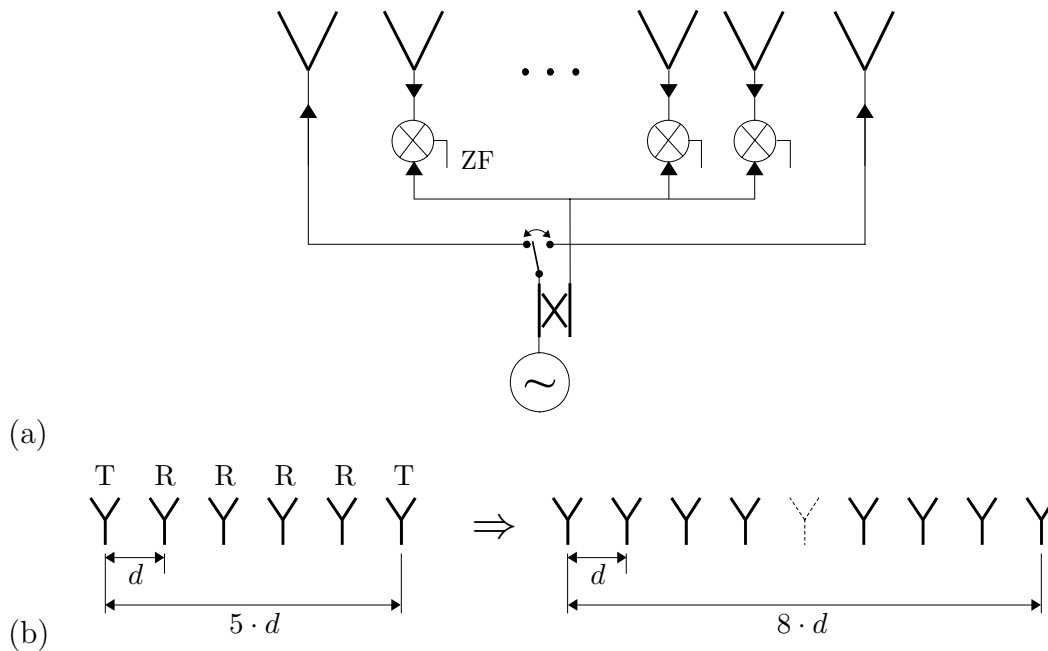
**Abb. 5.1:** Struktur des Hochfrequenzmoduls eines Radarsensors mit digitaler Strahlformung.

reichen. Die Sendeantenne wird so ausgelegt, dass sie den von der Anwendung geforderten Winkelbereich abdeckt. Die einzelnen Empfangsantennen weisen meist sehr breite Strahlungscharakteristiken auf. Die wirksame Empfangscharakteristik wird aufgrund der kohärenten Verarbeitung der Empfangssignale durch die gesamte Aperturgröße bestimmt. Zur Steigerung des wirksamen Antennengewinns können auch stärker bündelnde Empfangsantennen eingesetzt werden, wenn für die Anwendung nur ein begrenzter Winkelbereich relevant ist.

Um den Hardware-Aufwand zu reduzieren, wird oft nur ein Empfänger verwendet, der mit Hilfe von Schaltnetzwerken sequentiell auf die verschiedenen Empfangsantennen umgeschaltet wird [76, 90]. Der wesentliche Nachteil dieses Konzeptes ist die zusätzliche Einfügungsdämpfung im Empfänger, die voll in die Rauschzahl einfließt und damit die Empfindlichkeit reduziert. Hinzu kommt, dass die Umschaltung bei dynamischen Szenarien nicht vollständig sequentiell durchgeführt werden kann, sondern die Modulationszyklen für die Empfangskanäle ineinander verschachtelt werden müssen, damit die Dopplerverschiebung der Empfangssignale nicht zu Phasenverschiebungen zwischen den Basisband- bzw. Zwischenfrequenzsignalen unterschiedlicher Kanäle führt. Die mit der Verschachtelung inhärent verbundene Abtastung führt bei der FMCW-Modulation oder der Stepped-Frequency-Modulation, wie in Abschnitt 4.2.2.2 beschrieben, zu Überfaltungen im Frequenzbereich, so dass Scheinziele durch Überreichweiten-Reflexionen auftreten können. Basierend auf dieser Architektur existiert bereits ein kommerzieller Kfz-Radarsensor [90].

Die Winkeltrennfähigkeit eines Radarsensors wird für einfache digitale Strahlformung nach Gleichung 4.68 durch die Größe der Apertur des Empfangsarrays bestimmt. Auch bei adaptiven Signalverarbeitungsalgorithmen ist die Winkeltrennfähigkeit abhängig

von der Apertur, wenn die Datenmenge und das Signal- zu Rauschverhältnis begrenzt sind. Die Größe eines Sensors und damit die der Apertur sind allerdings meist beschränkt und die Anzahl der Kanäle muss aus Kostengründen möglichst gering sein. Mit unterschiedlichen Systemarchitekturen kann eine Vergrößerung der wirksamen Apertur gegenüber der physikalischen Apertur erreicht werden [43, 58]. Das Prinzip basiert auf der Erzeugung einer größeren synthetischen Apertur durch Verwendung räumlich verteilter Sender [43] bzw. Empfänger [58]. Das Prinzip ist für den Fall zweier Sender in Abb. 5.2 dargestellt. Durch die sequentielle Verwendung der beiden äußeren Elemente



**Abb. 5.2:** (a) Systemarchitektur zur Erzeugung einer synthetischen Apertur [43]; (b) Beispiel für die wirksame Apertur eines Arrays mit zwei Sende- (T) und vier Empfangskanälen (R).

als Sender entsprechen die aus den beiden Messungen gewonnenen Phaseninformationen denen der dargestellten synthetischen Apertur. Die wirksame Apertur entspricht etwa der doppelten realen Apertur. Die Phaseninformation des fehlenden mittleren Elementes der virtuellen Apertur kann durch Prädiktionsmethoden geschätzt werden [43]. In dynamischen Szenarien müssen die beiden Sendesignale ineinander verschachtelt werden, um die Auswertung der in beiden Messungen gewonnenen Empfangssignale zu ermöglichen. Daraus ergeben sich in Verbindung mit der FMCW-Modulation die in Abschnitt 4.1 beschriebenen Nachteile, wie z.B. eine Mehrdeutigkeit der Basisbandfrequenzen durch Aliasing.

Das Prinzip kann gegenüber Abb. 5.2 auch umgekehrt werden, indem die äußeren Elemente als Empfänger und die inneren Elemente als Sender verwendet werden [58]. Dies hat den Vorteil, dass die Umschaltung für die inneren Elemente im Sendezweig erfolgt und damit die Dämpfung der Schalter nicht zur Verringerung der Empfind-



lichkeit führt. Voraussetzung dafür ist, dass die Sendeleistung ausreicht, um trotz der zusätzlichen Dämpfung im Sendezweig die zulässige abgestrahlte Leistungsdichte zu erreichen.

## 5.2 Mögliche Betriebsarten

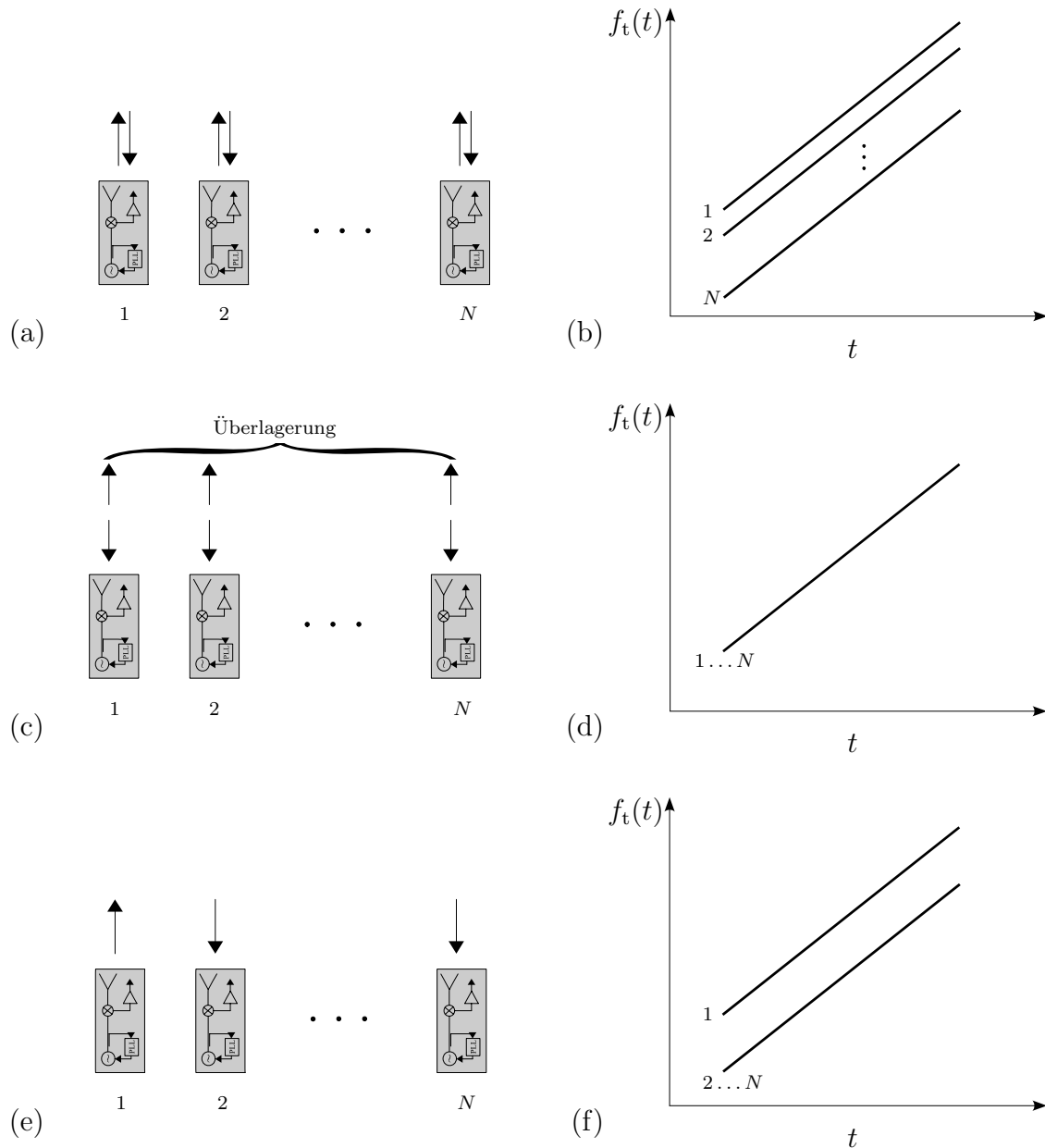
Prinzipiell lassen sich mit einem Array aus Sende-/Empfangsmodulen alle im vorigen Abschnitt beschriebenen Architekturen nachbilden, da jedes Modul alternativ oder gleichzeitig als Sender und Empfänger betrieben werden kann. Im Folgenden werden drei mögliche Betriebsarten vorgestellt, bei denen als Quellensignale der Module jeweils kontinuierliche FMCW-Signale verwendet werden. Annahme für die vorgestellten Betriebsarten ist, dass alle Sende-/Empfangsmodule identisch sind. Durch die Möglichkeit, zwischen den Betriebsarten durch unterschiedliche Modulationsschemata umzuschalten, können die Vorteile der Betriebsarten in einem Modulationszyklus kombiniert werden. Dies ist Gegenstand von Abschnitt 5.3.

Drei grundlegende Betriebsarten, die mit einem Array aus Sende-/Empfangsmodulen realisierbar sind sowie die zugehörigen Modulationsschemata sind in Abb. 5.3 dargestellt. Für die Konfiguration in Abb. 5.3 (a) und (b) werden alle Kanäle auf unterschiedlichen Trägerfrequenzen betrieben. Mit diesem Frequenzmultiplex ist es bei geeigneter Wahl der Frequenzabstände möglich, durch Tiefpass-Filterung der Basisbandsignale in jedem Modul nur die von der eigenen Quelle ausgesendeten Signale auszuwerten. Das Basisbandsignal entsteht durch homodyne Mischung des Empfangssignals mit dem aktuellen Sendesignal. Dieser Betriebsmodus wird im Folgenden als homodyner monostatischer Betriebsmodus bezeichnet.

Wie in Abb. 5.3 (c) und (d) dargestellt, können die Quellen aller Module auch auf der gleichen Trägerfrequenz betrieben werden. Aus der Überlagerung der Sendesignale ergibt sich eine von den Sensorpositionen sowie der Phasenlage und Amplitude der Signale abhängige Strahlungscharakteristik. Alle Kanäle werden als homodyne Empfänger betrieben. Dieser Betriebsmodus wird als bistatischer homodyner Modus bezeichnet. Durch gezielte Ein- oder Ausschaltung der Quellen einzelner Kanäle kann die Sendecharakteristik des Arrays variiert werden.

Eine weitere Möglichkeit besteht, wie in Abb. 5.3 (e) dargestellt, darin, nur ein Modul als Sender zu betreiben und die restlichen Module als Empfänger. Um die Notwendigkeit einer expliziten Abschaltung der Sendezweige der als Empfänger betriebenen Module zu vermeiden, kann das in Abb. 5.3 (f) abgebildete Modulationsschema verwendet werden. Die Trägerfrequenz des Sendemoduls wird gegenüber den anderen auf gleicher Frequenz betriebenen Modulen um eine geringe Differenzfrequenz versetzt. In den Empfangsmodulen kann dann durch Hochpassfilterung das Signal des Sendemoduls heterodyn ausgewertet werden. Diese Betriebsart wird hier als bistatisch heterodyner

Modus bezeichnet. Alternativ kann auch ein zusätzlicher Schalter in den Sendezweigen der Module vorgesehen werden, so dass die Selektion zwischen Sender oder Empfänger nicht durch Frequenzversatz, sondern durch Einschalten des Sendezweiges erfolgt.



**Abb. 5.3:** Mögliche Betriebsarten eines Arrays aus Sende-/Empfangsmodulen. Links sind jeweils die Konfigurationen der Module als Sender bzw. Empfänger dargestellt, rechts die auf kontinuierlicher FMCW-Modulation basierenden Modulationsdiagramme.

## 5.2.1 Monostatischer homodyner Betrieb

### 5.2.1.1 Modulation und Basisbandsignale

Wie in Abb. 5.3 (b) dargestellt, werden die Sendesignale der Module für eine periodische Anordnung des Arrays um konstante Differenzfrequenzen versetzt. Um die Filterung der homodynen Basisbandsignale zu ermöglichen und damit ein Übersprechen zwischen den Kanälen zu vermeiden, muss der Versatz größer als die maximal auftretende Basisbandfrequenz nach Gleichung 4.22 gewählt werden. Die Sendesignale der Kanäle lassen sich beschreiben als:

$$\begin{aligned} s_{t,n}(t) &= A_n u_n(t) \cdot e^{j[2\pi f_n t + \phi_{0n}]} \\ &= A_n e^{j2\pi \frac{\Delta F}{2T} \cdot t^2} \cdot e^{j[2\pi(f_0 + n \cdot \Delta f)t + \phi_{0n}]} \end{aligned} \quad (5.1)$$

Dabei ist  $\Delta f$  der Frequenzabstand der Sendesignale. Analog zur Herleitung in Anhang B ergibt sich für die Phase des Basisbandsignals im  $n$ -ten Kanal bei Vernachlässigung von Termen höherer Ordnung für den homodynen Signalanteil:

$$\begin{aligned} \Phi_{B,n}(t) &= \Phi_r(t) - \Phi_t(t) \\ &= \Phi_t \left[ (t - \tau) \cdot \left( 1 - \frac{2v}{c_0} \right) \right] - \Phi_t(t) \\ \frac{\Phi_{B,n}(t)}{2\pi} &= - \left( \frac{\Delta F}{T} \cdot \frac{2R_0}{c_0} + \frac{2v}{c_0} \cdot f_0 \right) \cdot t - n \cdot \frac{2\Delta f}{c_0} R_n - \frac{2f_0}{c_0} R_n. \end{aligned} \quad (5.2)$$

Dabei ist nur das eigene Sendesignal des jeweiligen Moduls berücksichtigt. Der konstante Phasenanteil aus Gleichung 5.2 unterscheidet sich zwischen den Modulen des Arrays. Der Term  $\frac{2f_0}{c_0} R_n$  lässt sich bei Annahme der Fernfeldnäherung mit Gleichung A.21 als

$$\frac{2f_0}{c_0} R_n = \frac{2f_0}{c_0} R_0 + n \cdot \frac{2f_0}{c_0} d \sin \theta \quad (5.3)$$

darstellen und beschreibt den Phasenverlauf einer schräg einfallenden ebenen Welle entlang des Arrays. Führt man für den anderen konstanten Phasenterm die dort zulässige Näherung  $R_n \approx R_0$  ein, so ergibt sich für den gesamten elementabhängigen Phasenterm:

$$-\Phi_n = n \cdot \frac{4\pi}{\lambda_0} \cdot \left[ d \cdot \sin \theta + R_0 \cdot \frac{\Delta f}{f_0} \right]. \quad (5.4)$$

Diese Gleichung ergibt sich für ausschließlich frequenzversetzte Sendesignale. Ein künstlicher Zeitversatz zwischen den Sendesignalen der Module kann durch die Auswertung der zeitlich verschobenen Basisbandsignale erfolgen. Wertet man statt  $s_{B,n}(t)$  die Si-

gnale  $s_{B,n}(t + n \cdot \delta t)$  aus, so ergibt sich für die Phase der Basisbandsignale<sup>1</sup>:

$$\begin{aligned}
 -\Phi_{B,n}(t) &= 2\pi \left( \frac{\Delta F}{T} \cdot \frac{2R}{c_0} + \frac{2v}{c_0} \cdot f_0 \right) \cdot t \\
 &\quad + n \cdot \frac{4\pi}{\lambda_0} \cdot \left[ d \cdot \sin \theta + R_0 \cdot \frac{\delta f}{f_0} + v \cdot \delta t \right] + \frac{4\pi}{\lambda_0} R_0. \quad (5.5)
 \end{aligned}$$

Für den Zusammenhang zwischen dem wirksamen Frequenz- und Zeitversatz  $\delta f$  und  $\delta t$  sowie dem physikalischen Frequenzversatz  $\Delta f$  gilt:

$$\Delta f = \delta f - \frac{\Delta F}{T} \cdot \delta t \quad \text{für } \Delta F > 0 \quad (5.6)$$

$$\Delta f = \delta f + \frac{\Delta F}{T} \cdot \delta t \quad \text{für } \Delta F < 0. \quad (5.7)$$

Nach Gleichung 5.5 ergibt sich ein linear über das Array fortschreitender Phasenterm, der nicht nur vom Einfallswinkel  $\theta$ , sondern zusätzlich von der Objektentfernung und -geschwindigkeit abhängig ist. Dies führt dazu, dass bei der Winkelschätzung im homodynen monostatischen Modus nicht der tatsächliche Ablagewinkel eines Objektes ermittelt wird, sondern ein virtueller Winkel, in den Objektentfernung und -geschwindigkeit einfließen. Zwischen dem gemessenen Winkel  $\theta_m$  und dem tatsächlichen Winkel  $\theta$  ergibt sich der folgende Zusammenhang:

$$\sin \theta_m = \sin \theta + \frac{1}{d} \cdot \left[ v \cdot \delta t + R_0 \cdot \frac{\delta f}{f_0} \right]. \quad (5.8)$$

Die Abhängigkeit des geschätzten Winkels von Entfernung und Geschwindigkeit eines Objektes kann, wie in Abschnitt 5.3 beschrieben wird, für ein verbessertes Verfahren zur Auflösung der Entfernung- und Geschwindigkeitskopplung der FMCW-Modulation genutzt werden.

### 5.2.1.2 Sende- und Empfangscharakteristik

Die Eigenschaften bezüglich der Winkelschätzung im monostatischen homodynen Betrieb werden durch den wirksamen Array-Faktor bestimmt. Dabei können die oben beschriebenen Auswirkungen von Objektentfernung und -geschwindigkeit auf den geschätzten Einfallswinkel zunächst vernachlässigt werden, da sie nur zu einem Versatz des Array-Faktors führen. Das Basisbandsignal des  $n$ -ten Kanals kann mit  $\Phi_{B,n}(t)$  aus Gleichung 5.5 in komplexer Form beschrieben werden als:

$$s_{B,n}(t) = A_{r,n} \cdot e^{j\Phi_{B,n}(t)} = A_{r,n} \cdot e^{-jn \cdot 2\pi \frac{2d}{\lambda_0} \cdot \sin \theta} \cdot e^{j(2\pi f_B t + \varphi_0)}. \quad (5.9)$$

<sup>1</sup>Für negativen Frequenzhub  $\Delta F$  ergibt sich der elementabhängige Phasenterm zu  $-\Phi_n = n \cdot \frac{4\pi}{\lambda_0} \cdot \left[ d \cdot \sin \theta + R_0 \cdot \frac{\delta f}{f_0} - v \cdot \delta t \right]$ .

Dabei ist  $f_B = -\left(\frac{\Delta F}{T} \cdot \frac{2R}{c_0} + \frac{2v}{c_0} \cdot f_0\right)$  und  $\varphi_0 = -2\pi f_0 \tau$ . Ein Vergleich mit dem allgemeinen Ausgangssignal eines linearen Arrays nach Gleichung 4.53 zeigt, dass der wirksame Steuervektor des einfallenden Signals hier als

$$\mathbf{a}_{\text{ho}}(\theta) = \left[ 1 \ e^{-j2 \cdot \frac{2\pi}{\lambda_0} d \cdot \sin \theta} \ \dots \ e^{-j2 \cdot N \cdot \frac{2\pi}{\lambda_0} d \cdot \sin \theta} \right]^T \quad (5.10)$$

gegeben ist. Gegenüber dem Steuervektor eines einfachen Empfänger-Arrays nach Gleichung 4.55 ergibt sich eine Verdopplung der Phasenterme im Exponenten und entsprechend eine Verdopplung der wirksamen Apertur gegenüber der realen Apertur. Anschaulich kann man diese Eigenschaft damit erklären, dass die winkelabhängige Phasenverschiebung der Signale benachbarter Module hier sowohl im Sende- als auch im Empfangsfall wirksam wird.

Entsprechend Gleichung 4.60 ergibt sich der Array-Faktor für den homodynen monostatischen Betrieb zu

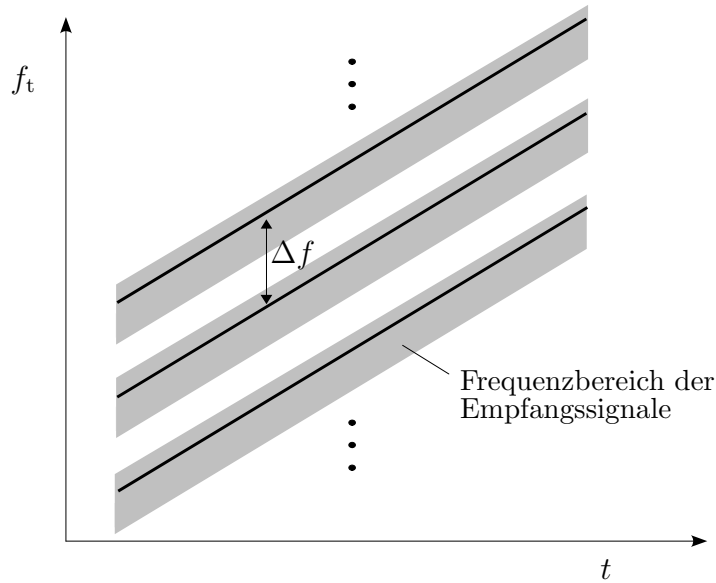
$$B_{\text{ho}}(\theta, \theta_0) = \mathbf{a}_{\text{ho}}^H(\theta) \cdot \mathbf{a}_{\text{ho}}(\theta_0) = \sum_{n=1}^N e^{j2 \cdot \frac{2\pi}{\lambda_0} d \cdot (\sin \theta - \sin \theta_0)}. \quad (5.11)$$

Eine grafische Darstellung dieses Array-Faktors im Vergleich zu dem eines einfachen Empfangs-Arrays gleicher Geometrie kann Abb. 4.9 aus Abschnitt 4.3.2.1 entnommen werden. Im monostatischen homodynen Modus ist bei einem realen Elementabstand von  $\lambda_0/2$  der für einen Abstand von  $\lambda_0$  dargestellte Array-Faktor wirksam. Die Breite der Hauptkeule des im monostatischen homodynen Betrieb wirksamen Array-Faktors ist aufgrund der synthetischen Verdopplung der Empfangsapertur gegenüber dem einfachen Array-Faktor halbiert, wodurch sich eine Verbesserung der Trennfähigkeit um den gleichen Faktor ergibt. Aufgrund der Verdopplung des wirksamen Elementabstands ergeben sich allerdings Grating Lobes bereits bei geringeren Ablagewinkeln. Dadurch wird der Eindeutigkeitsbereich der Winkelschätzung verringert. Die resultierenden Anforderungen an den Elementabstand des Arrays werden in Abschnitt 5.5 behandelt.

Da die Module aufgrund des Frequenzmultiplex getrennt senden, entspricht die wirksame Strahlungscharakteristik im Sendefall der Strahlungscharakteristik der einzelnen Module.

### 5.2.1.3 Frequenzabstand der Sendesignale

Um ein Übersprechen zwischen den Modulen zu vermeiden, muss ein Mindestabstand der Trägerfrequenzen benachbarter Kanäle eingehalten werden. In Abb. 5.4 ist ein Zeit-Frequenzverlauf der Sendesignale sowie der Frequenzbereich der jeweiligen Empfangssignale qualitativ dargestellt. Der Frequenzbereich der Empfangssignale entspricht dem Bereich der Basisbandfrequenzen, der nach Gleichung 4.22 durch die Rate der Frequenzänderung des Sendesignals und den Bereich der Entfernungen und Geschwindigkeiten bestimmt wird. Der Frequenzbereich der Empfangssignale liegt aufgrund der



**Abb. 5.4:** Zeit-Frequenzverlauf der Sendesignale und Bereich der Empfangssignale benachbarter Module im monostatischen homodynen Modus.

ausschließlich positiven Objektentfernungen unsymmetrisch zur Sendefrequenz.

Bei einem einkanaligen Empfänger, wie er für ein FMCW-Radar aufgrund seiner geringen Komplexität meist verwendet wird, muss der Frequenzabstand  $\Delta f$  der Trägerfrequenzen mindestens dem doppelten Wert der maximal auftretenden Basisbandfrequenz entsprechen, da hier nicht zwischen oberem und unteren Seitenband des Empfangssignals unterschieden werden kann. Die maximale Basisbandfrequenz ergibt sich aus dem Eindeutigkeitsbereich von Objektentfernung und -geschwindigkeit nach Gleichung 4.22 zu:

$$f_{B,\max} = \begin{cases} - \left[ \frac{2\Delta F}{c_0 T} \cdot R_{\max} + \frac{2f_0}{c_0} \cdot v_{\max} \right] & \text{für } \Delta F > 0, \\ \frac{2\Delta F}{c_0 T} \cdot R_{\max} - \frac{2f_0}{c_0} \cdot v_{\max} & \text{für } \Delta F < 0. \end{cases} \quad (5.12)$$

Um Aliasing bei der Digitalisierung zu vermeiden, muss zusätzlich ein Frequenzabstand berücksichtigt werden, der sich aus der begrenzten Steilheit des Übergangs der analogen Tiefpass-Filter ergibt.

Bei Verwendung eines I/Q-Empfängers muss der Frequenzabstand mindestens gleich der Summe der Beträge aus maximaler und minimaler Frequenzabweichung des Empfangssignals zum Sendesignal gewählt werden. Da die minimale und maximale Frequenzabweichung meist unsymmetrisch zur Sendefrequenz liegt, ergibt sich ein geringerer Mindest-Frequenzabstand im Vergleich zu einem einkanaligen Empfänger.

Die Leistungsdichte der Seitenbänder des Sendesignals führt, wie in Abschnitt 4.2.3.1 beschrieben, zu einem zusätzlichen Rauschbeitrag im Basisband. Damit durch das Übersprechen benachbarter Kanäle kein höherer Rauschbeitrag entsteht als durch das eigene Sendesignal, muss das Übersprechen geringer als die dominanten Reflexionen

sein.

Mit der Reflexion an dem Primärstrahler der Antenne als maßgeblicher Reflexionsstelle<sup>2</sup> muss das Übersprechen benachbarter Kanäle daher unterhalb ca.  $-15$  bis  $-20$  dB liegen.

## 5.2.2 Bistatischer heterodyner Betrieb

### 5.2.2.1 Modulation und Basisbandsignale

Für das in Abb. 5.3 (f) dargestellte Modulationsschema im bistatischen heterodynen Modus sind Sende-, Empfangs- und Lokaloszillatorsignal des  $n$ -ten Kanal gegeben durch:

$$s_t(t) = A_0 \cdot e^{j2\pi \frac{\Delta F}{2T} \cdot t^2} \cdot e^{j[2\pi(f_0 + \Delta f)t + \phi_0]} \quad (5.13)$$

$$s_r(t) = \alpha \cdot s_t \left[ (t - \tau_n) \left( 1 - \frac{2v}{c_0} \right) \right] \quad (5.14)$$

$$s_{\text{LO}}(t) = A_n \cdot e^{j2\pi \frac{\Delta F}{2T} \cdot t^2} \cdot e^{j[2\pi f_0 t + \phi_n]}. \quad (5.15)$$

Die Signallaufzeit ergibt sich hier zu  $\tau_n = \frac{2R_0}{c_0} + n \frac{d \sin \theta}{c_0}$ . Dabei ist angenommen, dass der erste Kanal als Sender verwendet wird. Für die Phase der Zwischenfrequenzsignale erhält man unter Vernachlässigung der monostatischen Signalanteile, die durch Hochpass-Filterung eliminiert werden können:

$$\begin{aligned} \Phi_{\text{ZF},n}(t) &= \Phi_r(t) - \Phi_{\text{LO}}(t) \\ \frac{\Phi_{\text{ZF},n}(t)}{2\pi} &= \Delta f \cdot t - \left( \frac{\Delta F}{T} \cdot \frac{2R}{c_0} + \frac{2v}{c_0} \cdot f_1 \right) \cdot t - \frac{2f_1}{c_0} R_0 - n \frac{f_1}{c_0} \cdot d \sin \theta \\ &\quad + \frac{\phi_0 - \phi_n}{2\pi}. \end{aligned} \quad (5.16)$$

Dabei ist  $f_1 = f_0 + \Delta f \approx f_0$ . Die heterodyne Umsetzung in eine Zwischenfrequenzlage in diesem Betriebsmodus hat den Vorteil, dass durch direkte Abtastung des ZF-Signals das Vorzeichen der durch Objektentfernung und -geschwindigkeit verursachten Frequenzverschiebung bestimmt werden kann. Bei homodyner Mischung ist dafür ein Quadraturempfänger erforderlich. Bei der FMCW-Modulation kann das Vorzeichen der Frequenzverschiebung allerdings auch bei der Auswertung mehrerer Rampen bestimmt werden. Alternativ kann das ZF-Signal daher in einem zweiten Mischprozess auch ins Basisband umgesetzt werden, um die Anforderungen an die Abtastfrequenz zu verringern.

Der für die Winkelschätzung relevante zeitunabhängige Phasenanteil, der zwischen den Modulen variiert, beträgt hier:

$$-\Phi_n = n \cdot \frac{2\pi}{\lambda_1} \cdot d \sin \theta + \phi_n - \phi_0. \quad (5.17)$$

---

<sup>2</sup>Siehe Abschnitt 4.2.3.1.

Neben dem winkelabhängigen Phasenanteil geht auch die Differenz der konstanten Phasen des Sendesignals und des jeweiligen LO-Signals ein. Um eine negative Beeinflussung der Winkelschätzung zu vermeiden, muss die Phase  $\phi_n$  der LO-Signale der als Empfänger betriebenen Module identisch sein. Dies kann in einer Phasenregelschleife durch die Verwendung von Referenzsignalen gleicher Frequenz und Phase erreicht werden. Dazu kann beispielsweise eine zwischen den Modulen synchronisierte DDS<sup>3</sup> oder ein gleichphasig auf alle Regelschleifen aufgeteiltes Quarzoszillatorsignal verwendet werden.

### 5.2.2.2 Sende- und Empfangscharakteristik

Aus der fortschreitenden Phase der Zwischenfrequenzsignale ergibt sich analog zu der Betrachtung in Abschnitt 5.2.1.2 der Steuervektor für die Empfangssignale zu:

$$\mathbf{a}_{\text{he}}(\theta) = \left[ 1 \quad e^{-j\frac{2\pi}{\lambda_0}d\sin\theta} \quad \dots \quad e^{-jN\frac{2\pi}{\lambda_0}d\sin\theta} \right]^T. \quad (5.18)$$

Er entspricht dem Steuervektor eines einfachen Empfangsarrays. Damit erhält man den entsprechenden Array-Faktor als:

$$B_{\text{he}}(\theta, \theta_0) = \mathbf{a}_{\text{he}}^H(\theta) \cdot \mathbf{a}_{\text{he}}(\theta_0) = \sum_{n=1}^N e^{j\frac{2\pi}{\lambda_0}d \cdot (\sin\theta - \sin\theta_0)}. \quad (5.19)$$

Die Sendecharakteristik ist im bistatischen heterodynem Modus durch die Strahlungscharakteristik des als Sender betriebenen Modules gegeben.

### 5.2.2.3 Frequenzabstand von Sende- und Empfangssignal

Falls keine Abschaltung im Sendezweig der Module vorgesehen ist und damit auch die als Empfänger betriebenen Module ihre Signale aussenden, muss zur Trennung der monostatischen und bistatischen Empfangssignale ein Mindestabstand zwischen der Frequenz des Sendemoduls und der der Empfangsmodule eingehalten werden. Analog zu den Betrachtungen für den monostatischen homodynem Modus in Abschnitt 5.2.1.3 muss der Frequenzabstand hier für einen einkanaligen Empfänger mindestens der größten auftretenden Basisbandfrequenz entsprechen. Wird ein I/Q-Empfänger verwendet, muss der Frequenzabstand mindestens dem betragsmäßig kleineren Wert der größten positiven und kleinsten negativen Basisbandfrequenz entsprechen.

Für die rauschbedingten Seitenbänder des Sendesignals gelten die gleichen Überlegungen wie in Abschnitt 5.2.1.3.

---

<sup>3</sup>Direct Digital Synthesis.



## 5.2.3 Bistatischer homodyner Betrieb

### 5.2.3.1 Modulation und Basisbandsignale

Im bistatischen homodynen Modus werden die Signalquellen aller Module, wie in Abb. 5.3 (d) dargestellt, identisch moduliert. Dadurch ergibt sich die Strahlungscharakteristik im Sendefall aus der Überlagerung der Sendesignale aller aktiven Kanäle. Das Sendesignal des  $i$ -ten Kanals kann beschrieben werden als:

$$s_{t,i}(t) = A_i \cdot e^{j2\pi \frac{\Delta F}{2T} \cdot t^2} \cdot e^{j[2\pi f_0 t + \phi_{0,i}]} \quad (5.20)$$

Das Empfangssignal des  $n$ -ten Kanals setzt sich aus den überlagerten, von den  $N$  Sendesignalen stammenden Objektreflexionen zusammen:

$$s_{r,n}(t) = \sum_{i=1}^N \alpha \cdot s_{t,i} \left[ t - (\tau_i + \tau_n) \right] \left( 1 - \frac{2v}{c_0} \right), \quad (5.21)$$

$$\begin{aligned} \text{mit} \quad \tau_i &= \frac{1}{c_0} \cdot [R_0 + (i-1) \cdot d \sin \theta] \\ \tau_n &= \frac{1}{c_0} \cdot [R_0 + (n-1) \cdot d \sin \theta]. \end{aligned}$$

Mit den LO-Signalen

$$s_{\text{LO},n}(t) = A_0 \cdot e^{j2\pi \frac{\Delta F}{2T} \cdot t^2} \cdot e^{j[2\pi f_0 t + \phi_{0,n}]} \quad (5.22)$$

ergeben sich die Basisbandsignale zu:

$$\begin{aligned} s_{B,n}(t) &= \alpha A_0 \cdot \sum_{i=1}^N A_i \cdot e^{j2\pi \left[ -\left( \frac{\Delta F}{T} \cdot \frac{2R_0}{c_0} + \frac{2v}{c_0} \cdot f_0 \right) \cdot t - \frac{2f_0}{c_0} R_0 - (i+n) \cdot \frac{f_0}{c_0} \cdot d \sin \theta + \frac{\phi_{0,i} - \phi_{0,n}}{2\pi} \right]} \\ &= \alpha A_0 \cdot e^{-j \left[ n \cdot \frac{f_0}{c_0} \cdot d \sin \theta + \phi_{0,n} \right]} \cdot e^{j \left[ -2\pi \left( \frac{\Delta F}{T} \cdot \frac{2R_0}{c_0} + \frac{2v}{c_0} \cdot f_0 \right) \cdot t - \frac{2f_0}{c_0} R_0 \right]} \\ &\quad \cdot \sum_{i=1}^N A_i \cdot e^{-j \left[ 2\pi \cdot i \cdot \frac{f_0}{c_0} \cdot d \sin \theta + \phi_{0,i} \right]}. \end{aligned} \quad (5.23)$$

### 5.2.3.2 Sende- und Empfangscharakteristik

Nach Gleichung 5.23 werden die Basisbandsignale aller Module mit dem Faktor

$$\sum_{i=1}^N A_i \cdot e^{-j \left[ 2\pi \cdot i \cdot \frac{f_0}{c_0} \cdot d \sin \theta + \phi_{0,i} \right]}$$

multipliziert. Dieser stellt den für die Strahlungscharakteristik im Sendefall wirksamen Array-Faktor dar. Durch gezielte Aktivierung einzelner Module durch einen Schalter in den Sendezweigen ( $A_i \in \{0; A_0\}$ ) kann die Breite der Hauptkeule der Sendecharakteristik verändert werden. Prinzipiell ist durch die Einstellung der Phasen der Sendesignale entsprechend

$$\phi_{0,i} = i \cdot 2\pi \cdot \frac{f_0}{c_0} \cdot d \sin \theta_0$$

auch die Ausrichtung der Sendecharakteristik in Richtung  $\theta_0$  möglich. Für eine Ausrichtung in Richtung  $\theta = 0^\circ$  müssen alle Signalphasen übereinstimmen.

Durch die Ausnutzung der Array-Charakteristik im Sendefall ergibt sich für den homodynen bistatischen Modus im Vergleich zu der Abstrahlung eines einzelnen Moduls, die in den beiden anderen Betriebsmodi die Strahlungscharakteristik bestimmt, eine maximale Erhöhung des Sendegewinns um

$$\Delta G_t = 10 \cdot \log N^2 = 20 \cdot \log N \quad (5.24)$$

für den Fall, dass alle  $N$  Kanäle aktiv sind. Dadurch wird entsprechend auch die Systemempfindlichkeit erhöht.

Die Empfangscharakteristik entspricht der eines einfachen Empfangsarrays. Zu beachten ist, wie im heterodynen bistatischen Modus, dass die Phasen der LO-Signale  $\phi_{0,n}$  bekannt bzw. identisch sein müssen, um eine Beeinflussung des Array-Faktors zu vermeiden.

## 5.3 Modulations- und Auswertungskonzept

Die Frequenz der Basisbandsignale bei der FMCW-Modulation weist eine Kopplung zwischen Objektentfernung und -geschwindigkeit auf. Diese führt, falls mehr als ein Objekt im Sichtbereich des Radarsensors vorhanden ist, zur Detektion von nicht existenten Objekten, wie in Abschnitt 4.2.2 beschrieben. Dort wurden zwei miteinander vergleichbare, aus der Literatur bekannte Methoden vorgestellt, die diese Mehrdeutigkeiten vermeiden, indem zwei ineinander verschachtelte frequenz- bzw. zeitversetzte Rampen als Sendesignal verwendet werden und zusätzlich zur Basisbandfrequenz einer Detektion die Phaseninformation korrespondierender Detektionen aus beiden Rampen ausgewertet wird [44, 57].

Die erforderliche Phaseninformation ist bei dem in Abschnitt 5.2.1 beschriebenen monostatischen homodynen Betrieb aufgrund des Frequenzversatzes der Sendesignale unterschiedlicher Module implizit vorhanden. Dadurch, dass die versetzten Rampen hier mit separaten Quellen erzeugt werden, ergibt sich der wesentliche Vorteil gegenüber den bekannten Ansätzen, dass kontinuierliche Frequenzrampen verwendet werden können. Damit lassen sich Mehrdeutigkeiten in der Basisbandfrequenz aufgrund von Aliasing vermeiden, die durch die inhärente Abtastung bei der Umschaltung einer Quelle zwischen zwei Rampen auftreten.

In den folgenden Abschnitten wird ein Modulations- und Auswertungskonzept vorgestellt, bei dem die in den Basisbandsignalen im monostatischen homodynen Modus vorhandene Phaseninformation zusammen mit der Basisbandfrequenz zur direkten Schätzung von Entfernung und Geschwindigkeit verwendet wird.

### 5.3.1 Modulationszyklus

Durch den Frequenz- bzw. Zeitversatz der Sendesignale unterschiedlicher Kanäle im homodynen Betriebsmodus ergibt sich eine Phasenverschiebung der Basisbandsignale, die vom Ablagewinkel, der Objektentfernung und der Objektgeschwindigkeit abhängig ist. Dies führt zu einer Verschiebung des detektierten Ablagewinkels eines Objektes gegenüber dem tatsächlichen Ablagewinkel entsprechend Gleichung 5.8. In Abb. 5.5 (a) ist dieser Zusammenhang für ein einzelnes Objekt dargestellt. Zusätzlich sind die Mehrdeutigkeiten der Winkelschätzung berücksichtigt, die sich aus den Grating-Lobes des Array-Faktors ergeben. Im monostatischen homodynen Modus treten die Grating-Lobes bei  $\theta_n = \pm \arcsin\left(n \cdot \frac{\lambda}{2d}\right)$  bzw.  $k_x = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \sin \theta_n = n \cdot \frac{\pi}{d}$  auf. Dabei beschreibt  $k_x$  die Wellenzahl der ebenen Welle in Richtung des Arrays<sup>4</sup>.

Für die detektierte Wellenzahl  $k_{x,1}$  ergibt sich mit Gleichung 5.8:

$$k_{x,1} = k_{x,0} + \frac{k_0}{d} \cdot \left[ v \cdot \delta t_1 + R_0 \cdot \frac{\delta f_1}{f_0} \right]. \quad (5.25)$$

Dabei ist  $k_{x,0}$  die tatsächliche Wellenzahl in Richtung des Arrays und  $\delta t$  und  $\delta f$  sind die effektiven Frequenz- und Zeitabständen der Sendesignale der Module entsprechend Abb. 5.3 (b). Weiterhin ergibt sich aus der Frequenz des Basisbandsignals:

$$-\pi f_B T = \frac{k_0 \cdot \Delta F}{f_0} \cdot R_0 + k_0 \cdot T \cdot v. \quad (5.26)$$

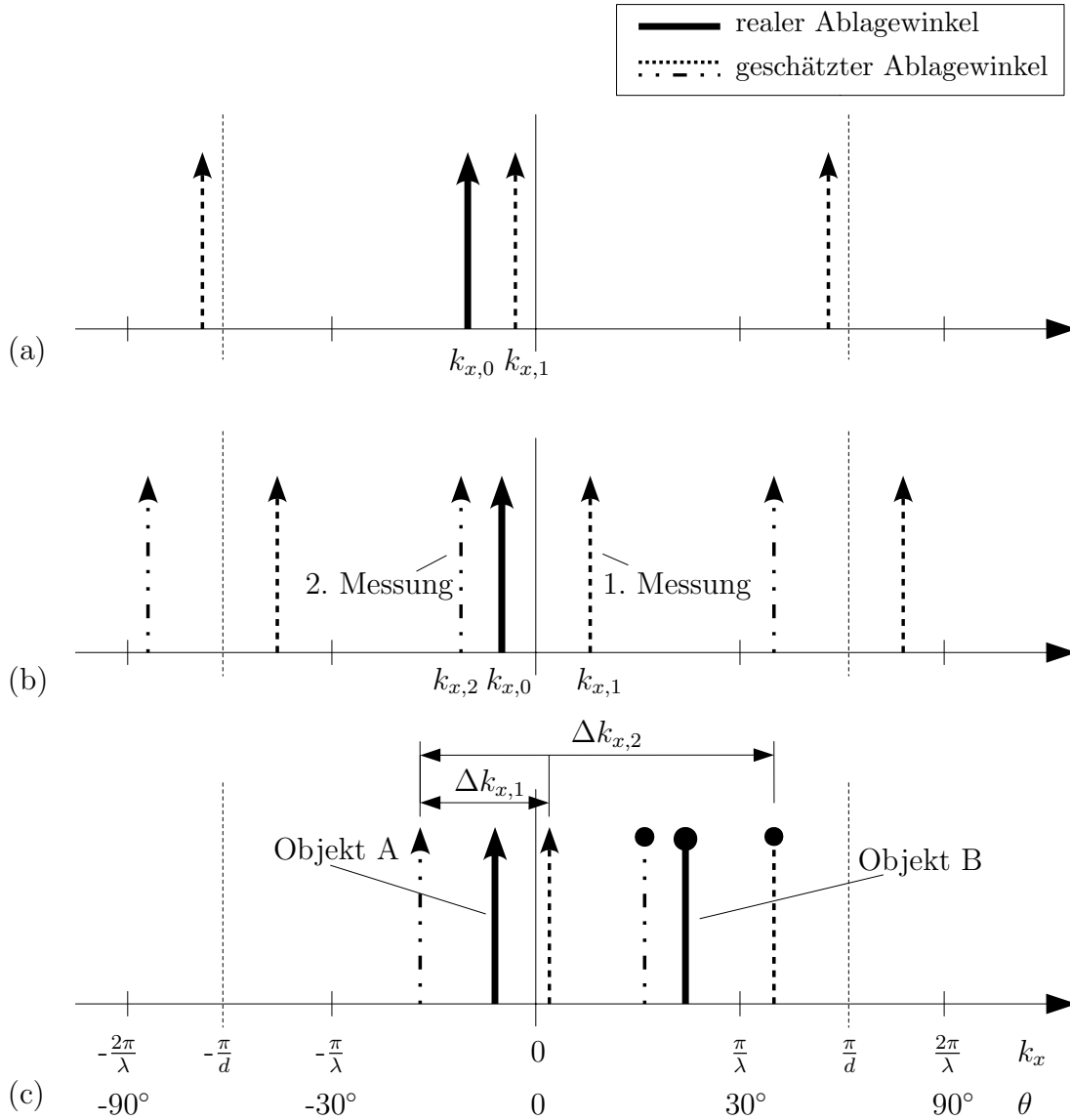
Damit erhält man zwei linear unabhängige Gleichungen für  $R_0$  und  $v$ . Da aber auch die reale Winkelablage bzw. die Wellenzahl  $k_{x,0}$  unbekannt ist, wird eine weitere Gleichung zur Bestimmung aller Parameter benötigt. Diese erhält man aus den Basisbandsignalen einer zweiten Messung. Die Sendesignale dieser Messung können entsprechend jedem der in Abschnitt 5.2 beschriebenen Betriebsmodi moduliert werden. In den bistatischen homodynen bzw. heterodynen Betriebsarten ergibt sich jeweils direkt die reale Wellenzahl  $k_{x,0}$ . Bei einer weiteren entsprechend dem monostatischen homodynen Modus modulierten Messung erhält man:

$$k_{x,2} = k_{x,0} + \frac{k_0}{d} \cdot \left[ v \cdot \delta t_2 + (R_0 + v \cdot T_d) \cdot \frac{\delta f_2}{f_0} \right]. \quad (5.27)$$

Dabei ist  $T_d \geq T$  die Zeitdauer zwischen dem Beginn der ersten und der zweiten Messung. Diese muss berücksichtigt werden, da insbesondere bei hohen Geschwindigkeiten die Entfernungsänderung zwischen den Messungen auf die Signalphase nicht vernachlässigbar ist.

Unter der Annahme, dass sich die Winkelablage  $k_{x,0}$  eines Objektes zwischen den beiden Messungen nicht ändert, ergibt sich für die Differenz der Wellenzahlen aus

<sup>4</sup>Im folgenden wird  $k_x$  an Stelle des Ablagewinkels  $\theta$  verwendet, da der lineare Zusammenhang zwischen  $k_x$  und der Signalphase die mathematische Beschreibung vereinfacht.



**Abb. 5.5:** Schematische Darstellung der Ergebnisse der Winkelschätzung im monostatischen homodynen Betriebsmodus. (a) ein Objekt, eine Messung; (b) ein Objekt, zwei Messungen mit unterschiedlichen Modulationsparametern; (c) zwei Objekte, zwei Messungen.

beiden Detektionen für eine heterodyn modulierte zweite Rampe

$$d \cdot (k_{x,1} - k_{x,2}) = k_0 \cdot \left[ v \cdot \delta t_1 + R_0 \cdot \frac{\delta f_1}{f_0} \right] \quad (5.28)$$

und für eine homodyn modulierte zweite Rampe:

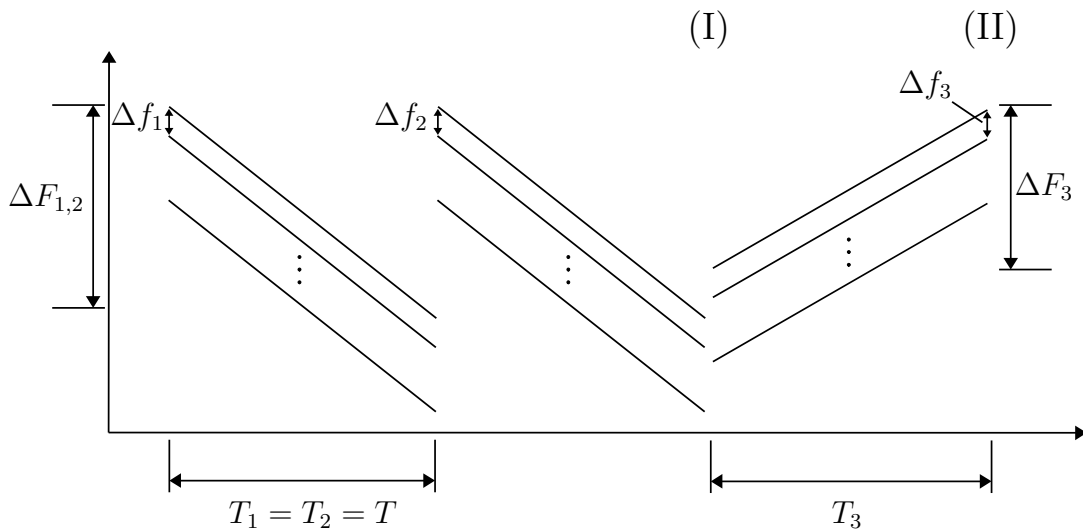
$$d \cdot (k_{x,1} - k_{x,2}) = k_0 \cdot \left[ v \cdot \left( \delta t_1 - \delta t_2 - T_d \cdot \frac{\delta f_2}{f_0} \right) + R_0 \cdot \left( \frac{\delta f_1}{f_0} - \frac{\delta f_2}{f_0} \right) \right]. \quad (5.29)$$

Die obige Annahme ist bei den im Verhältnis zur Zeitdifferenz der beiden Messungen geringen lateralen Geschwindigkeiten für ein Kfz-Radar erfüllt. Eine weitere Voraussetzung ist, dass die Position des effektiven Reflexionspunktes eines Objektes während den

Messungen nicht oder nur geringfügig fluktuiert. Auch diese Voraussetzung ist aufgrund der vernachlässigbaren Änderung des Aspektwinkels eines Objektes zwischen zwei im Abstand weniger Millisekunden aufeinander folgender Messungen erfüllt. Durch die Verwendung des Differenzwinkels aus zwei Messungen zur Parameterschätzung wird ein eventuell vorhandener systematischer Fehler der Winkelschätzung eliminiert und hat damit keine Auswirkungen auf die Genauigkeit der folgenden Parameterschätzung.

Zusammen mit den Basisbandfrequenzen aus beiden Rampen erhält man für jedes Objekt drei Gleichungen für  $R_0$  und  $v$ . Das Gleichungssystem ist daher überbestimmt. Allerdings ist im Allgemeinen keine direkte Zuordnung der Detektionen aus der ersten und zweiten Rampe möglich, so dass für alle Kombinationen der detektierten Basisbandfrequenzen aus erster und zweiter Rampe die Objektparameter berechnet werden müssen. Damit ergeben sich für  $N$  real vorhandene Objekte zunächst  $N^2$  mögliche Objekte. Durch die weitere Gleichung, die sich aus dem Differenzwinkel aus beiden Messungen ergibt, können die aus Basisbandfrequenzen der beiden Rampen ermittelten Parameter  $R_0$  und  $v$  verifiziert werden. Somit ist gegenüber der FMCW-Modulation eines einzelnen Kanals eine deutliche Reduktion der Geisterzielanzahl möglich. Die realen Winkelablagen der Objekte können nach Schätzung von Entfernung und Geschwindigkeit aus den jeweiligen detektierten Winkelablagen berechnet werden.

Ein Modulationszyklus, mit dem eine direkte Berechnung von Entfernung und Geschwindigkeit möglich ist und somit Geisterziele vollständig vermieden werden, ist in Abb. 5.6 dargestellt. Die ersten beiden Rampen, die entsprechend dem homodynen mo-



**Abb. 5.6:** Modulationszyklus aus drei Frequenzrampen im homodynen Modus.

nostatischen Betriebsmodus moduliert werden, weisen den gleichen Frequenzhub  $\Delta F$  und Rampendauer  $T$ , aber unterschiedliche Frequenzabstände  $\Delta f$  der Signale unterschiedlicher Module auf. Für jedes Objekt ergeben sich daher Detektionen bei gleichen

Basisbandfrequenzen in beiden Messungen. Somit ist eine eindeutige Zuordnung der Detektionen möglich. Aufgrund der unterschiedlichen Frequenzabstände der Sendesignale ergeben sich in beiden Messungen unterschiedliche virtuelle Winkelablagen. Dies ist in Abb. 5.5 (b) dargestellt. Man erhält für jedes Objekt zwei Gleichungen entsprechend Gleichung 5.26 und Gleichung 5.29, aus denen sich die Objektparameter  $R_0$  und  $v$  eindeutig bestimmen lassen:

$$\hat{R}_0 = \frac{T \cdot c_0}{2\pi} \cdot \frac{d \cdot (k_{x,1} - k_{x,2}) + \pi f_B \cdot (\delta t_1 - \delta t_2) - \pi \frac{f_B}{f_0} \cdot \delta f_2 \cdot T_d}{\Delta F \cdot (\delta t_2 - \delta t_1) + T \cdot (\delta f_1 - \delta f_2) + \frac{\Delta F}{f_0} \cdot \delta f_2 \cdot T_d} \quad (5.30)$$

$$\hat{v} = \frac{c_0}{2\pi f_0} \cdot \frac{d \cdot \Delta F \cdot (k_{x,2} - k_{x,1}) + \pi f_B T \cdot (\delta f_2 - \delta f_1)}{\Delta F \cdot (\delta t_2 - \delta t_1) + T \cdot (\delta f_1 - \delta f_2) + \frac{\Delta F}{f_0} \cdot \delta f_2 \cdot T_d}. \quad (5.31)$$

Dabei sind  $d$  der Abstand der Sende-/Empfangsmodule und  $\delta f_{1,2}$  sowie  $\delta t_{1,2}$  die effektiven Frequenz- und Zeitabstände der Sendesignale beider Messungen entsprechend Gleichung 5.6.

Die Genauigkeit dieser Parameterschätzung ist allerdings deutlich geringer als die Schätzung von  $R_0$  und  $v$  aus zwei Basisbandfrequenzen<sup>5</sup>. Deshalb ist in der Regel noch eine weitere Rampe mit unterschiedlichen Rampenparametern erforderlich, um die Genauigkeit zu erhöhen. Im Basisbandsignal der dritten Rampe kann dann gezielt nach Frequenzen gesucht werden, die sich für die im ersten Schritt berechneten Entfernungen und Geschwindigkeiten ergeben müssen. Dabei ist ein Toleranzbereich entsprechend der Streuung der Schätzung von  $R_0$  und  $v$  zu berücksichtigen. Dieser Zusammenhang ist dem in Abb. 4.6 (b) in Abschnitt 4.2.2.2 dargestellten  $v$ - $R$ -Diagramm zu entnehmen. Aufgrund des begrenzten Toleranzbereiches können Geisterziele nur in der unmittelbaren Umgebung um tatsächlichen Objektkoordinaten auftreten. Für die Modulation der dritten Rampe ist in Abb. 5.6 der homodyne Modus gewählt. Hier kann alternativ auch einer der beiden heterodyn Betriebsmodi verwendet werden. Damit kann, wie in Abschnitt 5.3.2 beschrieben ist, ein größerer effektiver eindeutiger Winkelbereich erreicht werden, als es bei ausschließlicher Verwendung des monostatischen homodyn Modus der Fall ist.

Eine Annahme bei der beschriebenen Auswertung der Differenzwinkel und Frequenzen aus den ersten beiden Rampen ist, dass jeder Basisbandfrequenz nur ein Objekt zuzuordnen ist. In diesem Fall ist eine eindeutige Bestimmung der Winkeldifferenz und somit die direkte Entfernung- und Geschwindigkeitsschätzung möglich. Wenn mehrere Objekte im Winkel getrennt werden müssen, ergeben sich zwischen erster und zweiter Messung mehrere mögliche Differenzwinkel. Dies ist in Abb. 5.5 (c) dargestellt. Im Allgemeinen ergeben sich für jede Detektion aus der ersten Messung zwei mögliche Winkel aus der zweiten Messung und damit auch zwei mögliche Kombinationen von Entfernung und Geschwindigkeit. Die dabei auftretenden Geisterziele können durch den zweiten

<sup>5</sup>Siehe Abschnitt 5.3.3.

Verarbeitungsschritt mit der aus der dritten Rampe resultierenden Basisbandfrequenz eliminiert werden. Bei ausreichender Entfernungs- und Geschwindigkeitstrennfähigkeit kann aber angenommen werden, dass ausschließlich Objekte mit gleichen Entfernungen bzw. Geschwindigkeiten bei einer Basisbandfrequenz auftreten. Unter dieser Voraussetzung müssen die Winkeldifferenzen zwischen den Detektionen aus erster und zweiter Messung übereinstimmen, so dass auch hier eine eindeutige Bestimmung der Winkeldifferenz möglich ist und somit keine Geisterziele auftreten können.

### 5.3.2 Eindeutigkeitsbereich der Objektparameter

Aufgrund der Einbeziehung einer Phaseninformation in Form der Differenzwinkel aus zwei Messungen bei der oben beschriebenen direkten Berechnung der Objektparameter muss die Mehrdeutigkeit der Phasen in  $2\pi$  bzw. äquivalent die Mehrdeutigkeit der Ablagewinkel berücksichtigt werden. Bei der Berechnung der Objektparameter entsprechend Gleichungen 5.30 und 5.31 wird die Winkeldifferenz aus zwei Messungen bzw. die Differenz der jeweils zwischen benachbarten Kanälen resultierenden Phaseninkremente verwendet. Diese Differenzphase ergibt sich bei Verwendung einer monostatischen homodynen und einer bistatischen Messung zu

$$\Delta\varphi = \frac{4\pi}{\lambda_0} \cdot \left[ R_0 \cdot \frac{\delta f}{f_0} + v \cdot \delta t \right] \quad (5.32)$$

und entsprechend für zwei monostatische homodyne Messungen zu

$$\Delta\varphi = \frac{4\pi}{\lambda_0} \cdot \left[ R_0 \cdot \frac{\delta f_2 - \delta f_1}{f_0} + v \cdot (\delta t_2 - \delta t_1) \right]. \quad (5.33)$$

Für die eindeutige Bestimmung der Phasendifferenz bzw., dazu korrespondierend, die eindeutige Bestimmung von  $R$  und  $v$  muss gelten:

$$-\pi < \Delta\varphi < \pi. \quad (5.34)$$

Aus den Gleichungen 5.32 und 5.33 ergibt sich damit die Forderung:

$$\left| R_0 \cdot \frac{\delta f}{f_0} + v \cdot \delta t \right| < \frac{\lambda_0}{4} \quad (5.35)$$

$$\left| R_0 \cdot \frac{\delta f_2 - \delta f_1}{f_0} + v \cdot (\delta t_2 - \delta t_1) \right| < \frac{\lambda_0}{4}. \quad (5.36)$$

Im Folgenden wird zur Vereinfachung der Schreibweise nur noch eine Frequenzdifferenz  $\delta f$  und eine Zeitdifferenz  $\delta t$  betrachtet. Bei der Verwendung von zwei monostatischen homodynen Messungen muss entsprechend  $\delta f = \delta f_2 - \delta f_1$  und  $\delta t = \delta t_2 - \delta t_1$  eingesetzt werden.

Durch Umformung von Gleichung 5.35 erhält man:

$$-\frac{c_0}{4R} \cdot \left( 1 + 4 \cdot \frac{v \cdot \delta t}{\lambda_0} \right) < \delta f < \frac{c_0}{4R} \cdot \left( 1 - 4 \cdot \frac{v \cdot \delta t}{\lambda_0} \right). \quad (5.37)$$

Die untere und obere Grenze für die Frequenzdifferenz ergibt sich als Maximum bzw. Minimum der Gleichungsterme über dem gesamten Eindeutigkeitsbereich von  $R$  und  $v$ :

$$\max_{R,v} \left[ -\frac{c_0}{4R} \cdot \left( 1 + 4 \cdot \frac{v \cdot \delta t}{\lambda_0} \right) \right] < \delta f < \min_{R,v} \left[ \frac{c_0}{4R} \cdot \left( 1 - 4 \cdot \frac{v \cdot \delta t}{\lambda_0} \right) \right]. \quad (5.38)$$

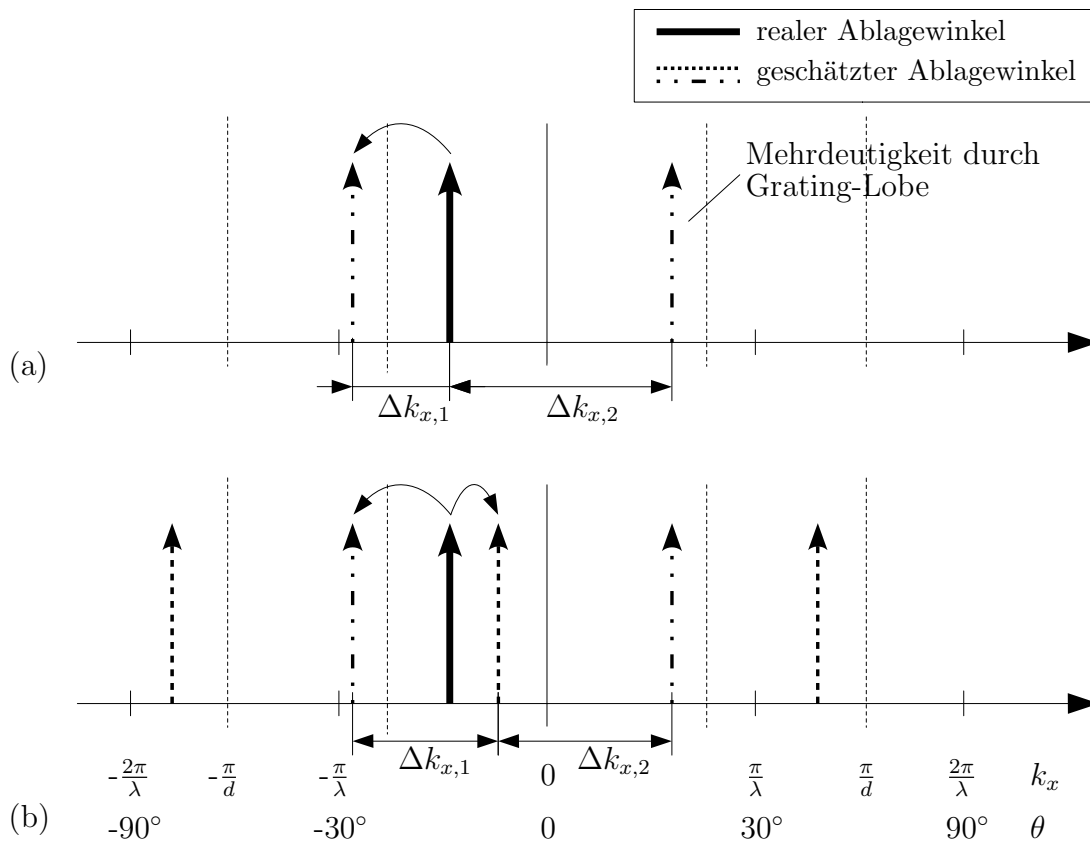
Mit den geforderten Eindeutigkeitsbereichen  $0 \leq R < R_{\max}$  und  $-v_{\max} < v < v_{\max}$  erhält man über eine Fallunterscheidung von  $\delta t < 0$  und  $\delta t > 0$  den zulässigen Bereich für  $\delta f$  in Abhängigkeit von  $\delta t$ :

$$-\frac{c_0}{4R_{\max}} \cdot \left( 1 - 4 \cdot \frac{v_{\max} \cdot |\delta t|}{\lambda_0} \right) \leq \delta f \leq \frac{c_0}{4R_{\max}} \cdot \left( 1 - 4 \cdot \frac{v_{\max} \cdot |\delta t|}{\lambda_0} \right). \quad (5.39)$$

Der zulässige Bereich für  $\delta t$  ergibt sich aus Gleichung 5.35 mit  $\delta f = 0$  zu:

$$-\frac{\lambda_0}{4 \cdot v_{\max}} \leq \delta t \leq \frac{\lambda_0}{4 \cdot v_{\max}}. \quad (5.40)$$

Der zulässige Bereich für  $\delta t$  und  $\delta f$  ist damit nicht vom Abstand der Module bzw. vom Abstand der Mehrdeutigkeiten des Array-Faktors abhängig.



**Abb. 5.7:** Darstellung der möglichen aus zwei Messungen resultierenden Winkeldifferenzen. (a) monostatische homodyne und weitere bistatische Messung; (b) zwei monostatische homodyne Messungen.



Die Randbedingung des Eindeutigkeitsbereiches ist in Abb. 5.7 anschaulich dargestellt. Dabei wird unterschieden zwischen der Verwendung einer bistatischen und einer monostatischen homodynen Messung einerseits (a) und von zwei monostatischen homodynen Messungen andererseits (b). Aufgrund der Mehrdeutigkeiten ergeben sich in beiden Fällen mehrere mögliche Winkeldifferenzen, von denen jeweils zwei dargestellt sind. Um eine eindeutige Bestimmung der Winkeldifferenz zu ermöglichen, darf die Verschiebung maximal die Hälfte der Wellenzahl  $k_x = \frac{\pi}{d}$  der ersten Mehrdeutigkeit des Array-Faktors im monostatischen homodynen Modus betragen. Die gesuchte Differenz ist dann die kleinste mögliche Differenz aus beiden Messungen, also  $\Delta k_{x,1}$  für die beiden dargestellten Fälle<sup>6</sup>.

Der Vorteil der Verwendung von zwei monostatischen homodynen Messungen ist, dass der absolute Frequenzabstand  $\Delta f$  der Sendesignale benachbarter Module unabhängig von der Anforderung an den Eindeutigkeitsbereich der Objektparameter gewählt werden kann, da nur die Differenz der Frequenzabstände aus beiden Rampen relevant ist. Die absoluten Frequenzabstände können daher ausreichend groß gewählt werden, um den Anforderungen an die Entkopplung der Kanäle zu entsprechen, während die Frequenzdifferenz entsprechend der Anforderung an den Eindeutigkeitsbereich gewählt wird.

### 5.3.3 Genauigkeit der Objektparameterschätzung

Im folgenden Abschnitt wird dargestellt, wie die Frequenz- und Zeitabstände der Rampen einer monostatischen homodynen Messung optimal im Sinne der Minimierung der Varianz der Schätzung von  $R$  und  $v$  gewählt werden müssen. Dabei werden die im vorigen Abschnitt hergeleiteten Randbedingungen für  $\delta f$  und  $\delta t$ , die sich aus dem geforderten Eindeutigkeitsbereich der Parameter ergeben, berücksichtigt.

#### 5.3.3.1 Optimale Modulationsparameter

Die Varianzen der Entfernungs- und Geschwindigkeitsschätzung erhält man aus den Bestimmungsgleichungen 5.30 und 5.31 mit Hilfe des Gauß'schen Fehlerfortpflanzungsgesetzes [10] zu<sup>7</sup>:

---

<sup>6</sup>Bei der Schätzung der Wellenzahl ergibt sich immer ein Wert im Bereich  $-\pi/d < k_x < \pi/d$ . Bei der Bestimmung der möglichen Winkeldifferenzen müssen auch die benachbarten Mehrdeutigkeiten berücksichtigt werden, wie in Abb. 5.7 dargestellt.

<sup>7</sup>Die Größen  $\delta f$  und  $\delta t$  sind bei der Verwendung von zwei monostatischen homodynen Messungen durch  $\delta f = \delta f_2 - \delta f_1$  und  $\delta t = \delta t_2 - \delta t_1$  zu ersetzen.

$$\begin{aligned}\sigma_R^2 &= \left(\frac{\partial R}{\partial k_x}\right)^2 \cdot \sigma_{k_x}^2 + \left(\frac{\partial R}{\partial f_B}\right)^2 \cdot \sigma_f^2 \\ &= \left(\frac{T \cdot c_0}{2\pi(\Delta F \cdot \delta t - T \cdot \delta f)}\right)^2 \cdot (2 \cdot d^2 \cdot \sigma_{k_x}^2 + (\pi \cdot \delta t)^2 \cdot \sigma_f^2)\end{aligned}\quad (5.41)$$

$$\begin{aligned}\sigma_v^2 &= \left(\frac{\partial v}{\partial k_x}\right)^2 \cdot \sigma_{k_x}^2 + \left(\frac{\partial v}{\partial f_B}\right)^2 \cdot \sigma_f^2 \\ &= \left(\frac{\lambda_0}{2\pi(\Delta F \cdot \delta t - T \cdot \delta f)}\right)^2 \cdot (2 \cdot (d \cdot \Delta F)^2 \cdot \sigma_{k_x}^2 + (\pi \cdot T \cdot \delta t)^2 \cdot \sigma_f^2).\end{aligned}\quad (5.42)$$

Im Folgenden wird die Varianz der Entfernungsschätzung  $\sigma_R^2$  näher betrachtet. Die Ergebnisse gelten qualitativ auch für die Varianz der Geschwindigkeitsschätzung, da  $R$  und  $v$  entsprechend 5.26 über die Basisbandfrequenz gekoppelt sind.

Die Varianz  $\sigma_R^2$  weist keine lokalen Minima auf, wie durch Differenzieren von Gleichung 5.41 nach  $\delta f$  und  $\delta t$  überprüft werden kann. Die Minima können daher nur an den Grenzen von  $\delta f$  und  $\delta t$  auftreten, die sich aus dem Eindeutigkeitsbereich von  $R$  und  $v$  nach den Gleichungen 5.39 und 5.40 ergeben sowie an nicht stetig differenzierbaren Stellen innerhalb dieser Grenzen. Das bedeutet, dass die minimale Varianz entweder für  $|\delta t| = |\delta t_{\max}| = \frac{\lambda_0}{4 \cdot v_{\max}}$  und entsprechend  $\delta f = 0$ , oder für  $\delta t = 0$  und  $|\delta f| = |\delta f_{\max}| = \frac{c_0}{4R_{\max}}$  erreicht wird. Die Varianz  $\sigma_R^2$  ist bei diesen Parameterpaaren unabhängig vom Vorzeichen des nicht verschwindenden Parameters. Für das Verhältnis der Varianzen an den beiden resultierenden Stellen erhält man:

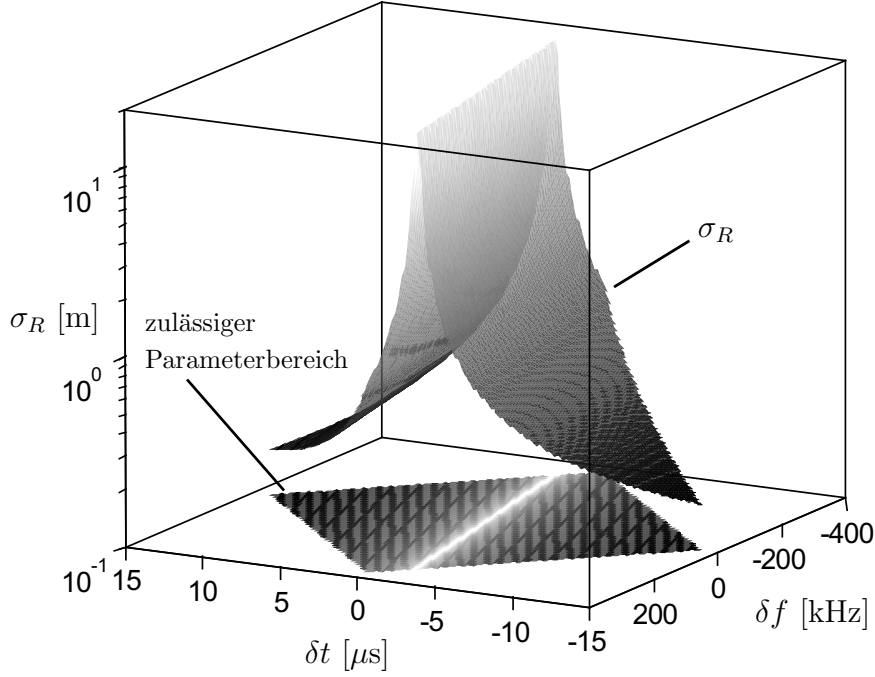
$$\frac{\sigma_R^2(\delta t = \frac{\lambda_0}{4 \cdot v_{\max}}, \delta f = 0)}{\sigma_R^2(\delta t = 0, \delta f = \frac{c_0}{4R_{\max}})} = \left(\frac{T \cdot f_0 \cdot v_{\max}}{\Delta F \cdot R_{\max}}\right)^2 \cdot \left[1 + \frac{(\pi \cdot T \cdot c_0)^2}{32 \cdot (d \cdot f_0 \cdot v_{\max})^2} \cdot \frac{\sigma_f^2}{\sigma_{k_x}^2}\right]. \quad (5.43)$$

Da der zweite Summand in den eckigen Klammern für typische Parameterwerte wesentlich kleiner als eins wird, kann näherungsweise geschrieben werden:

$$\frac{\sigma_R^2(\delta t = \frac{\lambda_0}{4 \cdot v_{\max}}, \delta f = 0)}{\sigma_R^2(\delta t = 0, \delta f = \frac{c_0}{4R_{\max}})} \simeq \left(\frac{T \cdot f_0 \cdot v_{\max}}{\Delta F \cdot R_{\max}}\right)^2. \quad (5.44)$$

Ob die minimale Varianz der Entfernungsschätzung für die Parameterkombination  $(\delta t = \frac{\lambda_0}{4 \cdot v_{\max}}; \delta f = 0)$  oder für  $(\delta t = 0; \delta f = \frac{c_0}{4R_{\max}})$  erreicht wird, hängt im wesentlichen von der Steilheit  $\frac{\Delta F}{T}$  der Rampe und von den geforderten Eindeutigkeitsbereichen für  $R$  und  $v$  ab.

Die Varianz der Entfernungsschätzung  $\sigma_R$  nach Gleichung 5.41 ist für typische Parameterwerte in Abb. 5.8 über dem durch die Forderung nach eindeutiger Entfernung- und Geschwindigkeitsschätzung bestimmten Parameterbereich für  $\delta f$  und  $\delta t$  nach Gleichungen 5.39 und 5.40 dargestellt. Die absoluten Minima bei  $\delta t = \pm \delta t_{\max}$  sind klar zu erkennen. Außerdem ist ersichtlich, dass eine ungünstige Wahl von  $\delta f$  und  $\delta t$  zu einer deutlichen Verschlechterung der Schätzgenauigkeit führen kann.



**Abb. 5.8:** Standardabweichung  $\sigma_R$  der direkten Entfernungsschätzung nach Gleichung 5.41. Als Randbedingung ist ein Eindeutigkeitsbereich in Entfernung und Geschwindigkeit von 200 m, bzw. 250 km/h vorgegeben. Die Varianz der Frequenzschätzung ist zu  $\sigma_f = 0.01/T$ , die Varianz der Winkelschätzung zu  $\sigma_\theta = 0.05^\circ$  ( $\sigma_{k_x} = 1.398\text{m}^{-1}$ ) angenommen. Weitere Parameter:  $\Delta F = 200$  MHz,  $T = 1.3$  ms,  $d = \lambda_0 = 3.9$  mm. Zusätzlich ist der durch den Eindeutigkeitsbereich von  $R$  und  $v$  beschränkte Parameterbereich für  $\delta f$  und  $\delta t$  nach Gleichungen 5.39 und 5.40 dargestellt. Der Wertebereich ist nach oben auf  $\sigma_R = 20\text{m}$  beschränkt.

### 5.3.3.2 Grenzen der Schätzgenauigkeit

Die Genauigkeit der Entfernungs- und Geschwindigkeitsschätzung mit den Gleichungen 5.30 und 5.31 ist durch die erreichbare Varianz der Frequenzschätzung und der Winkelschätzung beschränkt. Die untere Grenze für die Varianz einer Parameterschätzung ist durch die Cramer-Rao-Schranke gegeben [42]. Die Cramer-Rao-Schranke für die Schätzung der Frequenz eines sinusförmigen Signals aus  $M$  Abtastwerten über die Signaldauer  $T$  ist [66]:

$$\sigma_f^2 = \frac{6}{4\pi^2 \cdot \frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2} \cdot M^3 \cdot T^2}. \quad (5.45)$$

Dabei ist  $\frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2}$  das Verhältnis von Signal- zu Rauschleistung.

Die Cramer-Rao-Schranke für den normierten Ablagewinkel  $\Delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot d \cdot \sin\theta$ , der dem Phaseninkrement zwischen benachbarten Elementen eines Arrays entspricht, ist [87]:

$$\sigma_{\Delta\varphi}^2 = \frac{6}{\frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2} \cdot N \cdot (N^2 - 1) \cdot M}. \quad (5.46)$$

Parameter	Wert	Beschreibung
$c_0$	$3 \cdot 10^8 \frac{\text{m}}{\text{s}}$	Ausbreitungsgeschwindigkeit
$f_0$	$76.5 \cdot 10^9 \text{ Hz}$	Trägerfrequenz
$\lambda_0$	$3.9 \cdot 10^{-3} \text{ m}$	Wellenlänge bei $f_0$
$d$	3.9 mm	Elementabstand des Arrays
$\Delta F$	200 MHz	Frequenzhub der FMCW-Rampen
$T$	1.3 ms	Dauer der FMCW-Rampen
$M$	512	Anzahl Abtastwerte pro Kanal
$N$	8	Anzahl Kanäle des Arrays
$\frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2}$	10 dB	Signal- zu Rauschverhältnis
$R_{\max}$	200 m	Eindeutigkeitsbereich der Entfernung
$v_{\max}$	$250 \frac{\text{km}}{\text{h}}$	Eindeutigkeitsbereich der Geschwindigkeit

**Tabelle 5.1:** Zur Berechnung der Varianz der Schätzung von  $R$  und  $v$  verwendete Parameterwerte.

Dabei ist  $N$  die Anzahl der Elemente des Arrays und  $M$  die Anzahl der für jeden Kanal verarbeiteten Abtastwerte. Mit  $k_x = \frac{\Delta\varphi}{2d}$  im monostatischen homodynen Modus erhält man für die Varianz der Schätzung der Wellenzahl  $k_x = k_0 \cdot \sin \theta$ :

$$\sigma_{k_x}^2 = \frac{1}{4d^2} \cdot \frac{6}{\frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2} \cdot N \cdot (N^2 - 1) \cdot M}. \quad (5.47)$$

Die erreichbare Genauigkeit der Schätzung von  $R$  und  $v$  entsprechend den Gleichungen 5.41 und 5.42 wird im Folgenden mit realistischen Parameterwerten unter Verwendung der oben beschriebenen Varianzen  $\sigma_f^2$  und  $\sigma_{k_x}^2$  bestimmt. Mit den in Tabelle 5.1 dargestellten Parameterwerten ergeben sich die Standardabweichungen  $\sigma_f$  und  $\sigma_{k_x}$  zu:

$$\begin{aligned} \sigma_f &= 5.32 \cdot 10^{-3} \text{ Hz} \\ \sigma_{k_x} &= 0.194 \frac{1}{\text{m}}. \end{aligned}$$

Die minimalen Varianzen ergeben sich nach Abschnitt 5.3.3.1 entweder für einen Zeit- und Frequenzabstand der Rampen im homodynen Modus von  $\delta t = \frac{\lambda_0}{4 \cdot v_{\max}}$  und  $\delta f = 0$  oder für  $\delta t = 0$  und  $\delta f = \frac{c_0}{4R_{\max}}$ . Der Koeffizient aus den Varianzen dieser Parameterkombinationen entsprechend Gleichung 5.44 ergibt einen Wert von 0.007. Für die hier gewählten Parameter ergibt sich daher für  $\delta t = \frac{\lambda_0}{4 \cdot v_{\max}} = 14.04 \mu\text{s}$  und  $\delta f = 0$  die minimale Varianz bzw. Standardabweichung der Entfernungs- und Geschwindigkeitsschätzung:

$$\sigma_{R,\min} = 2.4 \cdot 10^{-2} \text{ m} \quad (5.48)$$

$$\sigma_{v,\min} = 4.8 \cdot 10^{-2} \frac{\text{m}}{\text{s}}. \quad (5.49)$$

Die Cramer-Rao-Schranke für die Varianzen  $\sigma_f^2$  und  $\sigma_{k_x}^2$  wird in der Praxis aufgrund von zusätzlichen Fehlereinflüssen, wie z.B. durch einen Restfehler bei der Winkelschätzung aufgrund einer nicht idealen Kalibrierung oder durch Verwendung suboptimaler Schätzverfahren zur Reduzierung des Signalverarbeitungsaufwands nicht erreicht. Im folgenden Abschnitt werden daher die minimal erreichbaren Standardabweichungen von  $R$  und  $v$  für praxisnahe Genauigkeiten der Frequenz- und Winkelschätzung berechnet.

Zur Schätzung der Frequenz der Basisbandsignale wird meist eine Detektion des Maximums im Spektralbereich nach einer FFT der Zeitsignale durchgeführt. Die Genauigkeit der Frequenzschätzung ist dabei von der Länge der FFT abhängig, die durch Anfügen von Nullen im Zeitsignal, so genanntes *Zero-padding*, vergrößert werden kann [42]. Mit der Länge der FFT steigt allerdings auch der Signalverarbeitungsaufwand an. Durch eine einfache Schwerpunktberechnung kann bereits mit einer moderaten FFT-Länge von 512 eine Standardabweichung von etwa 1% einer Auflösungszelle im Spektralbereich, also

$$\sigma_f = 0.01 \cdot \Delta f_{\text{FFT}} = \frac{0.01}{T} \quad (5.50)$$

erreicht werden [57]. Für die Winkelschätzung wird die mit dem im Rahmen dieser Arbeit realisierten Sensor erreichte Genauigkeit nach Kalibrierung angenommen. Wie in Abschnitt 7.3 dargestellt, wird bei einem Signal- zu Rauschverhältnis von ca. 20 dB eine Standardabweichung der Winkelschätzung von  $\sigma_\theta = 0.05^\circ$  erreicht. Mit

$$\sigma_{k_x}^2 = \left(\frac{2\pi}{\lambda_0}\right)^2 \cdot \cos^2 \theta \cdot \sigma_\theta^2 \quad (5.51)$$

und  $\cos \theta \approx 1$  für geringe bis mittlere Ablagewinkel erhält man eine Standardabweichung für  $k_x$  von:

$$\sigma_{k_x} = 1.398 \frac{1}{\text{m}}. \quad (5.52)$$

Damit ergeben sich die minimalen Standardabweichungen für  $R$  und  $v$  zu:

$$\sigma_{R,\min} = 17 \cdot 10^{-2} \text{ m} \quad (5.53)$$

$$\sigma_{v,\min} = 34 \cdot 10^{-2} \frac{\text{m}}{\text{s}}. \quad (5.54)$$

Die gegenüber der idealen Schätzung verringerte Schätzgenauigkeit resultiert im wesentlichen aus der geringeren Schätzgenauigkeit von  $k_x$ .

Zum Vergleich wird die Genauigkeit der Schätzung von  $R$  und  $v$  aus zwei Basisbandfrequenzen betrachtet. Die Varianzen sind hier:

$$\sigma_R^2 = \left[ \frac{c_0}{2} \cdot \frac{T_1 T_2}{\Delta F_2 T_1 - \Delta F_1 T_2} \right]^2 \cdot (\sigma_{f,1}^2 + \sigma_{f,2}^2) \quad (5.55)$$

$$\sigma_v^2 = \left[ \frac{\lambda_0}{2} \cdot \frac{1}{\Delta F_2 T_1 - \Delta F_1 T_2} \right]^2 \cdot [(\Delta F_2 T_1)^2 \sigma_{f,1}^2 + (\Delta F_1 T_2)^2 \sigma_{f,2}^2]. \quad (5.56)$$

Die Gleichungen vereinfachen sich für vergleichbare Rampen mit entgegengesetztem Frequenzverlauf ( $\Delta F_1 = -\Delta F_2 = \Delta F$  und  $T_1 = T_2 = T$ ) zu:

$$\sigma_R^2 = \left( \frac{c_0 \cdot T}{4 \cdot \Delta F} \right)^2 \cdot 2 \cdot \sigma_f^2 \quad (5.57)$$

$$\sigma_v^2 = \left( \frac{\lambda_0}{4 \cdot \Delta F \cdot T} \right)^2 \cdot [2 \cdot (\Delta F \cdot T)^2 \sigma_f^2]. \quad (5.58)$$

Mit der oben angegebenen Varianz der Frequenzschätzung mit Hilfe einer Schwerpunkt-schätzung im Spektralbereich und den Rampenparametern  $\Delta F$  und  $T$  entsprechend Tabelle 5.1 erhält man die folgenden Standardabweichungen für  $R$  und  $v$ :

$$\sigma_{R,\min} = 5.3 \cdot 10^{-3} \text{ m} \quad (5.59)$$

$$\sigma_{v,\min} = 11 \cdot 10^{-3} \frac{\text{m}}{\text{s}}. \quad (5.60)$$

Diese sind um mehr als eine Größenordnung geringer als die bei der Schätzung aus Frequenz und Differenzwinkel bzw. -phase erreichbaren Varianzen nach Gleichungen 5.53 und 5.54. Um eine bessere Genauigkeit der Schätzung zu erreichen, kann daher die Basisbandfrequenz einer dritten Messung herangezogen werden.

## 5.4 Antennenkonzept der Module

Die grundlegende Motivation für das in dieser Arbeit untersuchte Systemkonzept sind die Vorteile der monolithischen Integration einzelner Sende-/Empfangsmodule, die in Kapitel 3 beschrieben wurden. Durch die monolithische Integration vollständiger Sende-/Empfangsmodule einschließlich der primären Antenne ergeben sich Randbedingungen für die Strahlungscharakteristik der einzelnen Module sowie der Array-Anordnung.

Die gesamte Chipfläche eines Sende-/Empfangsmoduls ist aus Kostengründen und aus Gründen der mechanischen Stabilität beschränkt. Daher muss für die integrierte Antenne ein Konzept mit geringem Flächenbedarf gewählt werden. Geeignet sind Antennensysteme mit Erregerelement und nachgelagerter Struktur zur Formung der Strahlungscharakteristik, da hier auf dem Chip nur ein kompakt realisierbares Erreger-element zulässig ist. Ein geeigneter Antennentyp sind Oberflächenwellen-Antennen und speziell der Typ der dielektrischen Stabantennen, im Englischen als *Dielectric Rod* oder kurz als *Polyrod* bezeichnet. Der Grundmode dieses Wellenleiters ist der  $HE_{11}$ -Mode, ein aus  $E$ - und  $H$ -Welle zusammengesetzter Hybridmode, der effizient mit einem Dipol angeregt werden kann. Als Erregerelement kann daher eine Patchantenne auf dem Chip verwendet werden. Polyrods mit Anregung durch Patchantennen werden bereits in Kfz-Radarsensoren eingesetzt, um eine effiziente Ausleuchtung von sphärischen dielektrischen Linsen zu erreichen [6, 81]. Eine mögliche Umsetzung des Konzeptes mit einem monolithisch integrierten Patchelement wird in Abschnitt 6.2 vorgestellt. Im Folgenden werden grundlegende Eigenschaften von Polyrod-Antennen untersucht.

### 5.4.1 Eigenschaften der Richtcharakteristik

Die Freiheitsgrade für den Entwurf von Oberflächenwellen-Antennen bestehen in der Länge der Antenne sowie in dem Verlauf der Wellenlänge der Oberflächenwelle entlang der Antenne in Ausbreitungsrichtung. Durch die Länge der Antenne wird im wesentlichen die 3-dB-Breite der Richtcharakteristik und der Antennengewinn bestimmt. Der Verlauf der Wellenlänge entlang der Antenne beeinflusst die Höhe der Nebenkeulen. Die Wellenlänge der Oberflächenwelle wird bei Polyrod-Antennen über den Durchmesser bestimmt. Eine Darstellung dieses funktionalen Zusammenhangs ist z.B. in [37] zu finden. Der maximale Gewinn einer Oberflächenwellenantenne beträgt für Antennelängen im Bereich  $3\lambda_0 \leq L \leq 8\lambda_0$ :

$$G_{\max} = 10 \cdot \frac{L}{\lambda_0}. \quad (5.61)$$

Für kürzere Antennen kann der Gewinn um bis zu 30 % höher ausfallen [37]. Die Nebenkeulen der Strahlungscharakteristik liegen meist zwischen 10 und 14 dB unterhalb des Maximums. Die 3-dB-Breite der Hauptkeule kann näherungsweise mit der folgenden Formel berechnet werden:

$$\theta_{3\text{dB}} = 55^\circ \cdot \sqrt{\frac{\lambda_0}{L}}. \quad (5.62)$$

Damit ergeben sich auch für größere Polyrod-Längen 3-dB-Breiten, die deutlich über dem für Kfz-Radarsensoren in Elevationsrichtung erforderlichen Öffnungswinkel von ca.  $4^\circ$  liegen. Durch den Einsatz einer dielektrischen Zylinderlinse kann die Keulbreite in Elevationsrichtung deutlich verringert und der Antennengewinn der Module entsprechend erhöht werden. Ein beispielhafter Aufbau ist in Abb. 3.1 in Kapitel 3 dargestellt.

### 5.4.2 Einfluss benachbarter Elemente im Array

Die Charakteristik einer freistehenden Polyrod-Antenne wird in einer Array-Anordnung durch die Kopplung zwischen den Elementen und die Begrenzung der effektiven Apertur durch benachbarte Polyrods verändert. Die aus Simulationen<sup>8</sup> bei einer Frequenz von 76.5 GHz ermittelte Kopplung der Antennenelemente ist für eine Anordnung aus fünf Patchantennen ähnlich Abb. 3.1 ohne und mit Polyrods in Tabelle 5.2 dargestellt. Die Patchantennen besitzen eine Polarisation von  $45^\circ$  und sind auf einem gemeinsamen Substrat<sup>9</sup> aufgebracht. Die vorgegebenen Elementabstände liegen zwischen 2.34 mm ( $\hat{=} 0.6\lambda_0$ ) und 3.9 mm ( $\hat{=} \lambda_0$ ). Der geringste Abstand von 2.34 mm, der bei der gewählten Trägerfrequenz von 76.5 GHz einer Länge von 0.6 Freiraumwellenlängen entspricht,

<sup>8</sup>Software: CST Microwave Studio 5.1.

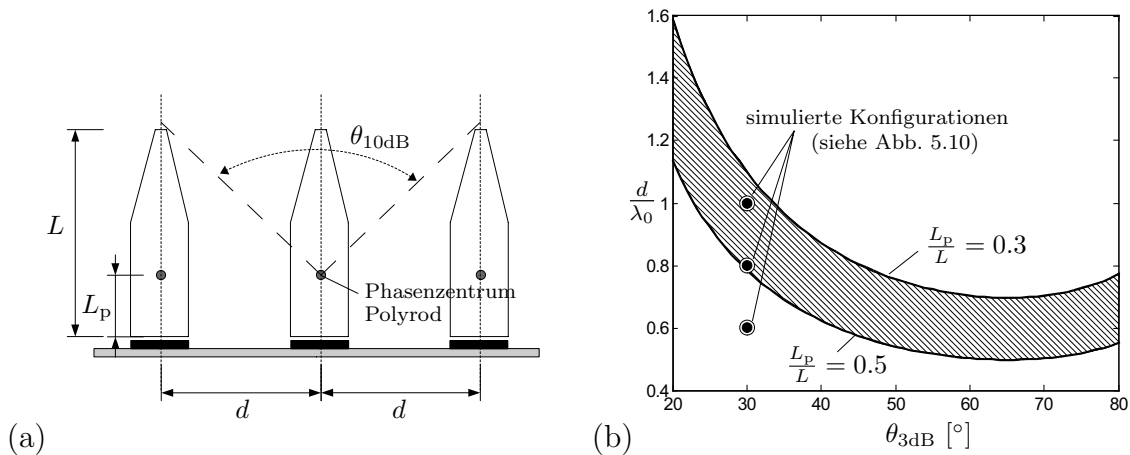
<sup>9</sup>Rogers RT Duroid 3003;  $h = 127 \mu\text{m}$ .

$d/\lambda_0$	mit Polyrods		ohne Polyrods	
	$ S_{21} $ [dB]	$ S_{31} $ [dB]	$ S_{21} $ [dB]	$ S_{31} $ [dB]
0.6	-22.2	-35.3	-21.2	-30.7
0.8	-27.6	-32.7	-25.3	-33.9
1.0	-35.5	-39.3	-29.1	-37.0

**Tabelle 5.2:** Simulierte Kopplung zwischen benachbarten ( $|S_{21}|$ ) und den übernächsten Elementen ( $|S_{31}|$ ) einer Anordnung von fünf Patch-Antennen mit und ohne Polyrods.

stellt unter Berücksichtigung realer Chipabmessungen und -abstände einen realistischen Wert für den minimal möglichen Elementabstand dar.

Die Kopplung zwischen den Elementen wird durch den Einsatz der Polyrods reduziert. Ursache dafür ist die Konzentration der Feldenergie in der Umgebung der Oberfläche der Polyrods. Mit abnehmenden Elementabstand nimmt die Kopplung zwischen benachbarten Elementen monoton zu, der Wert liegt aber auch für geringe Elementabstände unterhalb -20 dB. Dies ist im Hinblick auf die Verwendung der Antennen in einem Array vorteilhaft, da sich nur ein geringer Einfluss der Kopplung auf die Array-Charakteristik ergibt.



**Abb. 5.9:** (a) Geometrie einer Anordnung aus Mikrostreifenleitungs-Patch und Polyrod. (b) Zulässiger minimaler Abstand der Erregerelemente in Abhängigkeit von der 3-dB-Breite nach Gleichung 5.64, um eine Beeinflussung der Abstrahlung durch benachbarte Polyrods zu vermeiden. Es sind auch die Werte der für die Simulation der Strahlungscharakteristik verwendeten Konfigurationen markiert (Strahlungscharakteristiken siehe Abb. 5.10).

Die Begrenzung der effektiven Apertur durch benachbarte Polyrods in einer Array-Anordnung hat gegenüber der Kopplung den größeren Einfluss auf die Strahlungscharakteristik. Mit der in Abb. 5.9 (a) dargestellten Geometrie erhält man für den minimal



möglichen Abstand der Polyrods ohne gegenseitige Begrenzung:

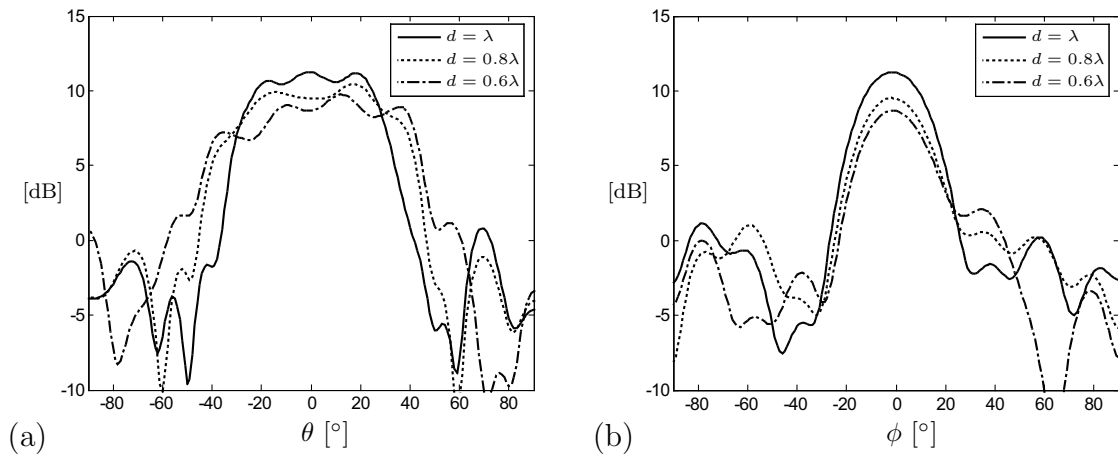
$$d_{\min} = \tan\left(\frac{\theta_{10\text{dB}}}{2}\right) \cdot L \cdot \left(1 - \frac{L_p}{L}\right). \quad (5.63)$$

Mit  $L = \left(\frac{55}{\theta_{3\text{dB}}}\right)^2 \cdot \lambda_0$  aus Gleichung 5.62 und  $\theta_{10\text{dB}} \simeq 1.5 \cdot \theta_{3\text{dB}}$  ergibt sich:

$$d_{\min} = \tan\left(\frac{1.5 \cdot \theta_{3\text{dB}}}{2}\right) \cdot \left(\frac{55}{\theta_{3\text{dB}}}\right)^2 \cdot \left(1 - \frac{L_p}{L}\right). \quad (5.64)$$

Dieser Zusammenhang ist in Abb. 5.9 (b) grafisch dargestellt. Dabei wurde für die relative Lage des Polyrod-Phasenzentrums zur Gesamtlänge des Polyrods,  $L_p/L$ , ein Bereich zwischen 0.3 und 0.5 angenommen [81].

Die Veränderung der Strahlungscharakteristik eines Kanals mit dem Abstand benachbarter Elemente ist an den in Abb. 5.10 dargestellten Simulationsergebnissen für eine Anordnung aus fünf Patch-Polyrod-Antennen qualitativ zu erkennen. Dort ist die Strahlungscharakteristik des mittleren Elementes in Azimut und Elevation für drei unterschiedliche Elementabstände dargestellt. Die wesentlichen Auswirkungen der Abschattung sind eine Verbreiterung der Strahlungscharakteristik im Azimutwinkel und folglich eine Verringerung des Gewinns. In Elevationsrichtung ist eine geringfügige Anhebung der Nebenkeulen zu beobachten, die auch aus der unterschiedlichen Kopplung resultieren kann. Weitere Effekte sind eine Welligkeit sowie eine Sektorform der Azimutcharakteristik. Diese Simulationsergebnisse werden durch die in Abschnitt 7.1 vorgestellten, gemessenen Strahlungscharakteristiken des aufgebauten Radarsensors bestätigt, bei dem eine ähnliche Antennenkonfiguration verwendet wird.



**Abb. 5.10:** Simulierte Strahlungscharakteristik der mittleren Antenne für eine Anordnung von fünf über einen Träger verbundene Polyrods (ähnlich Abb. 3.1). Strahlungsdiagramme für verschiedene Abstände. (a) Azimutcharakteristik; (b) Elevationscharakteristik.

Durch den Einsatz einer dielektrischen Zylinderlinse zur stärkeren Bündelung in Elevation wird, bei geeigneter Auslegung der Linse, in Azimutrichtung im wesentlichen der

Abstand zwischen Haupt- und Nebenkeulen vergrößert. Die Breite der Strahlungscharakteristik wird nur geringfügig beeinflusst. Die obigen Ergebnisse zeigen daher, dass die Strahlungscharakteristik der einzelnen Sende-/Empfangsmodule im Azimutwinkel auf eine 3-dB-Breite von ca.  $\pm 20^\circ$  nach unten hin beschränkt ist.

## 5.5 Eindeutiger Azimut-Winkelbereich

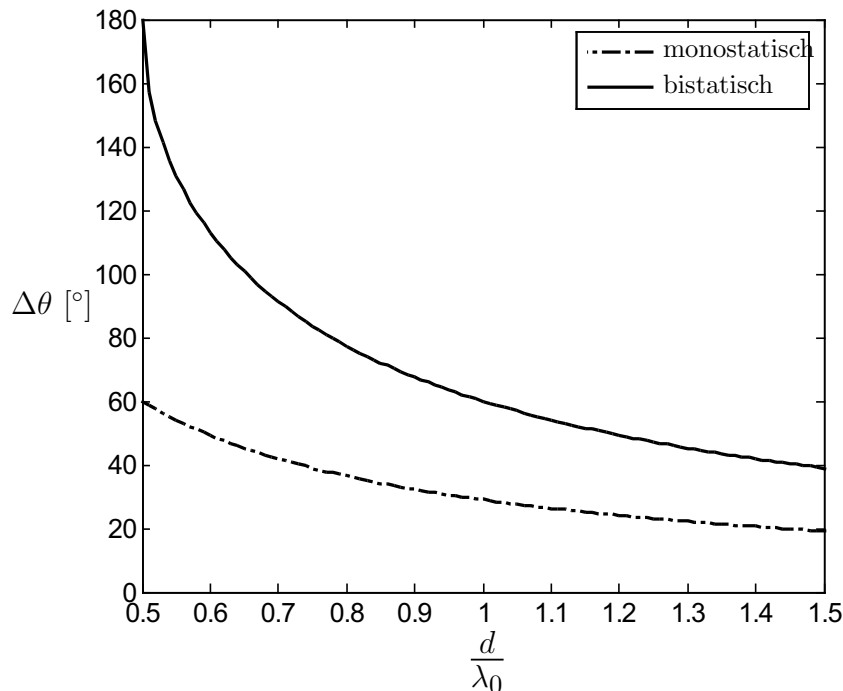
### 5.5.1 Periodisches Array

Der Array-Faktor eines periodischen Arrays weist Grating-Lobes in den Abständen  $k_x = \frac{\nu \cdot \pi}{d}$  auf, die zu einer mehrdeutigen Winkelschätzung führen, wenn sie sich innerhalb des sichtbaren Bereiches befinden. Dabei ist der Faktor  $\nu = 2$  für ein Empfangsarray, also für die bistatischen Betriebsmodi anzunehmen bzw.  $\nu = 1$  für den monostatischen homodynen Modus. Der Eindeutigkeitsbereich der Winkelschätzung ist auf den halben Wert beschränkt, so dass gilt:

$$|k_x| < \frac{\nu \cdot \pi}{2d} \quad (5.65)$$

bzw.:

$$|\theta| < \arcsin\left(\frac{\nu \cdot \lambda_0}{4d}\right). \quad (5.66)$$



**Abb. 5.11:** Eindeutigkeitsbereich im Azimutwinkel ( $\pm\Delta\theta/2$ ) für ein lineares periodisches Array im monostatischen homodynen und bistatischen heterodynen bzw. homodynen Betriebsmodus in Abhängigkeit vom Elementabstand.

Dieser Zusammenhang ist in Abb. 5.11 für Modulabstände von  $\lambda_0/2$  bis  $3\lambda_0/2$  bis dargestellt. Bei Kombination von monostatischem homodynamem und einem der bistatischen Modi innerhalb eines aus mehreren Rampen bestehenden Modulationszyklus entspricht der effektive Eindeutigkeitsbereich dem größeren Winkelbereich, also dem, der durch den bistatischen Modus bestimmt wird. Durch den monostatischen homodynamen Modus wird dann eine mehrdeutige Winkelschätzung mit höherer Genauigkeit und Trennfähigkeit erreicht und die Eindeutigkeit über die Winkelschätzung im bistatischen Modus hergestellt.

### 5.5.2 Nichtperiodische Anordnung

Bei einer nichtperiodischen Anordnung der Antennenelemente treten im Array-Faktor keine Mehrdeutigkeiten auf und der Eindeutigkeitsbereich entspricht dem gesamten sichtbaren Bereich. Allerdings ergeben sich für nichtperiodische Arrays, wie in Abschnitt 4.3.2.2 beschrieben, deutlich höhere Nebenkeulen. Dadurch wird für eine einfache Strahlformung die Dynamik im Winkelbereich stark eingeschränkt, so dass in der Regel nur das stärkste Objekt innerhalb einer Entfernungszelle detektiert werden kann. Möglich ist eine Verwendung nichtperiodischer Array-Anordnungen daher nur in Verbindung mit geeigneten adaptiven Verfahren.

# 6 Systemdemonstrator und integrierte Komponenten

Die experimentelle Verifikation des Konzeptes eines Arrays aus monolithisch integrierten Sende-/Empfangsmodulen wird unter zwei Aspekten durchgeführt. Die Eigenschaften bezüglich der Schätzung der radialen und lateralen Objektkoordinaten, die in Kapitel 5 dargestellt sind, werden aufgrund der fehlenden Verfügbarkeit von geeigneten monolithischen Sende-/Empfangsmodulen mit einem in hybrider Aufbautechnik realisierten Radarsensor untersucht. Der Aufbau dieses Sensors wird in Abschnitt 6.1 beschrieben.

Um die Machbarkeit der monolithischen Integration darzustellen, wird außerdem die technologische Umsetzung von MMW-Oszillatoren als Schlüsselkomponenten eines Sende-/Empfangsmoduls in einem SiGe-Prozess dargestellt. Das Potential der Integration für Trägerfrequenzen bis oberhalb 100 GHz wird anhand eines einfachen monolithischen Sende-/Empfangsmoduls für den Frequenzbereich 122-130 GHz aufgezeigt. Die Ergebnisse dieser Untersuchung sind Gegenstand von Abschnitt 6.2.

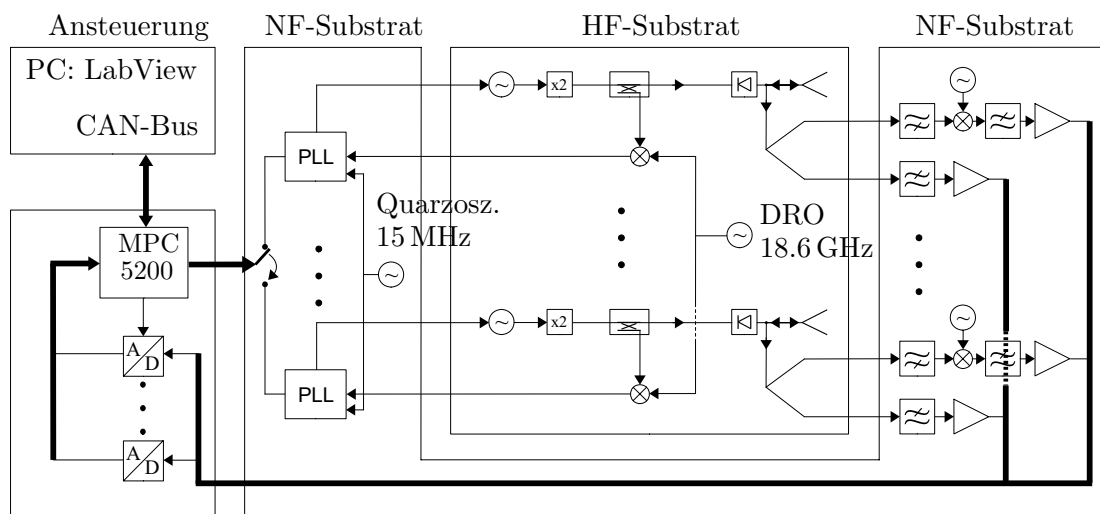
## 6.1 Demonstratoraufbau im Frequenzbereich

### 76 - 77 GHz

Zur Untersuchung der grundlegenden Systemeigenschaften eines Arrays aus Sende-/Empfangsmodulen wurde ein FMCW-Radarsensor mit acht unabhängig ansteuerbaren Sende-/Empfangsmodulen für den Frequenzbereich 76-77 GHz realisiert. Der Hochfrequenzteil des Sensors ist in hybrider Aufbautechnik gefertigt. Für die Signalquellen und Empfangsmischer werden kommerzielle MMICs bzw. diskrete Dioden verwendet. Die Schaltungen sind in Mikrostreifenleitungstechnik realisiert. Sowohl im Bereich der Hochfrequenz-Module als auch bei den Phasenregelschleifen für die Signalquellen und den Basisband-Vorverstärkern basiert der Sensor auf Komponenten und Schaltungen des aktuellen ACC-Radarsensors der Firma Bosch [6].

### 6.1.1 Aufbau

Das Blockschaltbild des gesamten Sensors ist in Abb. 6.1, das Blockschaltbild eines einzelnen Hochfrequenz-Moduls in Abb. 6.2 dargestellt. Der Sensor besteht aus einem Multilayer-Substrat, auf dessen Oberseite sich die acht Hochfrequenz-Module befinden. Die Niederfrequenz-Komponenten wie die Phasenregelschleifen (PLL) und die analoge Verarbeitung der Basisbandsignale sind auf der Unterseite der Platine untergebracht. Auf einer weiteren Platine befinden sich die Spannungsregler für die Leistungsversorgung. Bilder von Vorder- und Rückseite des Multilayer-Substrats und von dem gesamten Sensor sind in Abb. 6.3 dargestellt.



**Abb. 6.1:** Blockschaltbild des 76 GHz-Radarsensors mit 8 Sende-/Empfangsmodulen.

Die Ansteuerung des Sensors erfolgt über ein separates Prozessorboard mit einer Motorola MPC5200 CPU. Dieses Board besitzt zusätzlich 16 A/D-Wandler zur Datenaufnahme. Die Ansteuerung erfolgt über einen PC mit der Software LabView. Die Verbindung zwischen PC und Steuereinheit wird über die CAN-Schnittstelle hergestellt. Die wesentlichen Aufgaben der Steuereinheit sind:

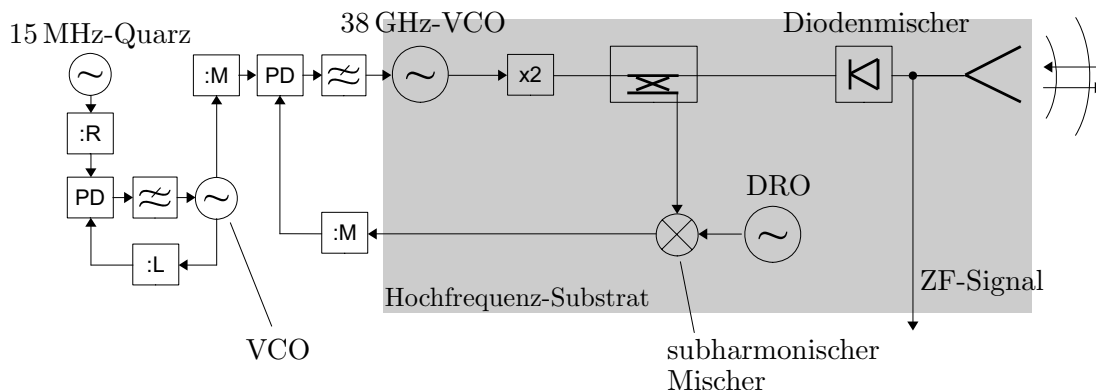
- Programmierung der Zählereinstellungen der PLLs,
- Synchronisation von PLL und A/D-Wandlern,
- Datenaufnahme,
- Konfiguration der Basisband-Vorverstärker (Gewinn, Frequenzgang).

Die Auswertung der Basisbandsignale und die Erstellung einer Objektliste erfolgt anschließend anhand der gespeicherten Daten in Matlab, wie in Abschnitt 6.1.2 beschrieben. Die Programmierung der PLL-Bausteine erfolgt über den SPI-Bus<sup>1</sup>. Da die gezielte

<sup>1</sup>SPI; Serial Peripheral Interface.

Ansteuerung eines einzelnen ASICs nicht möglich ist<sup>2</sup>, werden die Leitungen des SPI-Bus über Multiplexer-Bausteine zu den einzelnen PLL-ASICs geführt, so dass diese sequentiell programmiert werden können.

Die Basisbandsignale jedes Kanals werden auf zwei Pfade aufgeteilt, um die Auswertung monostatischer und bistatischer Signale zu ermöglichen<sup>3</sup>. Um die monostatischen Signale herauszufiltern, wird vor den Basisband-Verstärkern ein LC-Tiefpass-Filter eingesetzt. Die bistatischen Signale sind im HF-Bereich um eine Frequenz versetzt und befinden sich daher nach dem Empfangsmischer in der entsprechenden Zwischenfrequenzlage. Sie werden nach Hochpass-Filterung in einem weiteren Mischer ins Basisband umgesetzt und anschließend ebenfalls verstärkt. Die Zwischenfrequenz-Mischer sind als doppelt symmetrische passive Mischer ausgeführt. Das Lokaloszillatorsignal wird von dem 15 MHz Quarzoszillator abgeleitet und auf alle Kanäle gleichphasig aufgeteilt. Durch die Verwendung des Referenzoszillators der PLL als Lokaloszillator kann der erforderliche Frequenzabstand der HF-Signale einfach realisiert werden. Die Basisband-Verstärker besitzen zusätzlich eine Tiefpass-Charakteristik, um Aliasing bei der anschließenden Digitalisierung zu vermeiden. Bei niedrigen Frequenzen weisen sie eine Hochfrequenz-Charakteristik auf, um die Entfernungsdynamik der Empfangssignale zu reduzieren.



**Abb. 6.2:** Blockschaltbild eines Sende-/Empfangsmoduls des 76 GHz-Radarsensors.

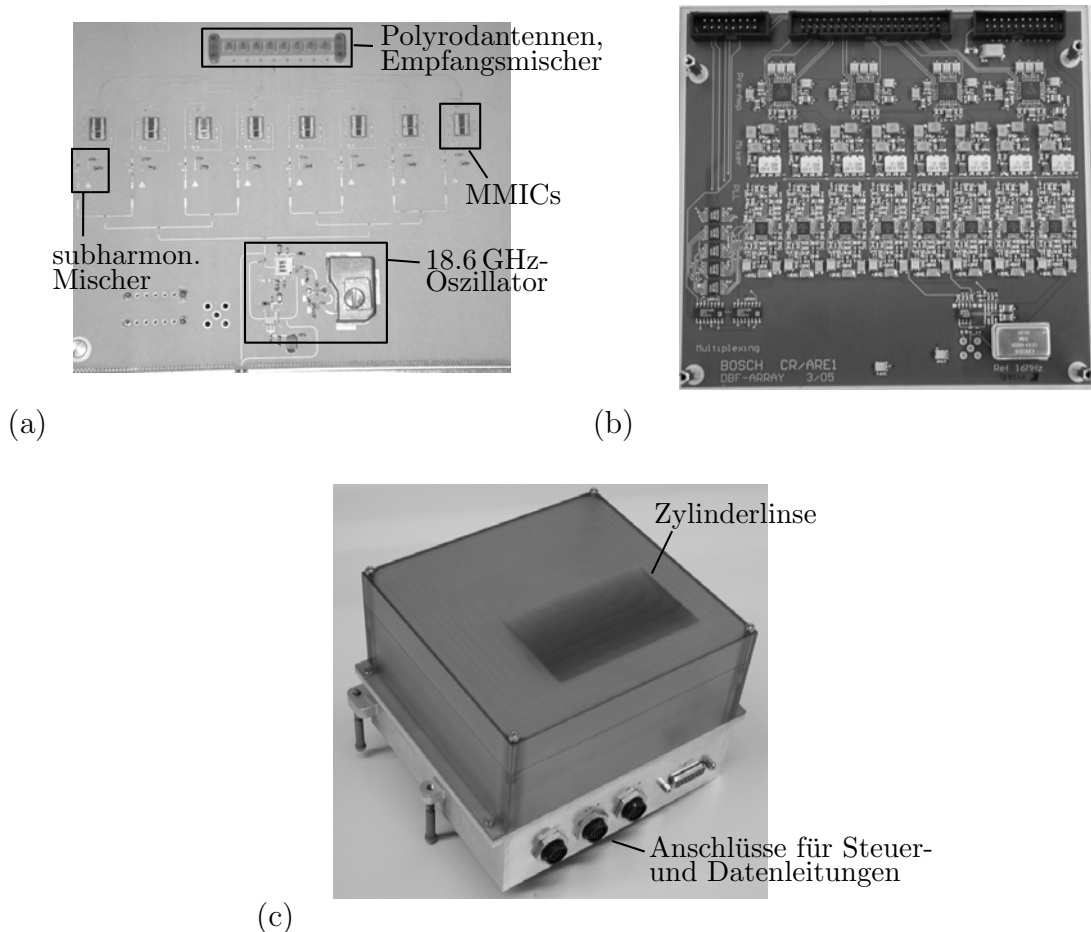
Als Signalquellen für die Hochfrequenz-Module werden kommerziell erhältliche GaAs-MMICs eingesetzt. Jede Signalquelle besteht aus einem im Frequenzbereich 36 - 38 GHz verstimmbaren Oszillator in HBT-Technologie und einem schmalbandigen Verdoppler für den Frequenzbereich 76 - 77 GHz in pHEMT-Technologie [92]. Die Leistung am Ausgang des Verdoppler-MMICs beträgt nach Datenblatt des Herstellers 18 dBm.

Bei der FMCW-Modulation bestehen hohe Anforderungen an die Linearität der Fre-

<sup>2</sup>Die für die Auswahl eines Bausteins am SPI-Bus erforderliche *Chip-Select*-Leitung ist bei dem verwendeten PLL-ASIC nicht vorhanden, da er für den eigenständigen Betrieb entwickelt wurde.

<sup>3</sup>Für die Beschreibung der zugehörigen Sendesignale der Kanäle siehe Abschnitt 5.2.

quenzrampe und das Phasenrauschen des Quellensignals<sup>4</sup>. Um diese Anforderungen zu erfüllen, ist der Einsatz einer Phasenregelschleife erforderlich, die hier als indirekte PLL ausgeführt ist. Das Sendesignal wird mit Hilfe eines Oberwellenmischers und anschließende Frequenzteilung in den Frequenzbereich des Phasendetektors umgesetzt. Als Lokaloszillator für den Oberwellenmischer dient ein mit einem dielektrischen Resonator stabilisierter Oszillator mit einer Frequenz von ca. 18.6 GHz. Die hohe Güte des Resonators ermöglicht ein geringes Phasenrauschen des LO-Signals von ca. -100 dBc/Hz bei einer Ablagefrequenz von 100 kHz. Um die lineare Frequenzmodulation des HF-Signals zu erzeugen, wird das Ausgangssignals eines linear frequenzmodulierten VCO als Referenz für die indirekte PLL des HF-Oszillators verwendet. Der VCO ist über einen variablen Frequenzteiler an einen 15 MHz-Quarzoszillator gekoppelt. Durch sequentielle Inkrementierung bzw. Dekrementierung des Teilungsfaktors  $L$  wird bei geringer Bandbreite des Schleifenfilters eine lineare Frequenzrampe erzeugt.



**Abb. 6.3:** Radarsensor mit 8 Sende-/Empfangsmodulen bei 76.5 GHz. (a) Hochfrequenzteil der Multilayer-Platine; (b) Niederfrequenzteil der Multilayer-Platine; (c) Gesamter Sensor.

<sup>4</sup>Siehe Abschnitte 4.2.3.1 und 4.2.3.2.

Um eine gleiche Phasenlage für alle HF-Signale zu erreichen, werden die Referenzsignale der PLLs, das 15 MHz-Quarzoszillatorsignal und das 18.6 GHz-Lokaloszillatorsignal phasengleich auf alle Kanäle aufgeteilt. Für die Verteilung des Lokaloszillatorsignals wird ein dreistufiges Wilkinson-Leistungsteiler-Netzwerk verwendet.

Die Empfangsmischer sind als einkanalige Transfer-Mischer in Form einer Diode in Serie realisiert. Die Antennen bestehen aus einem Patch-Element, durch das eine Polyrod-Oberflächenwellenantenne angeregt wird<sup>5</sup>. Da die erreichbare Bündelung dieser Antennen-Anordnung begrenzt ist, wird zur zusätzlichen Bündelung in Elevationsrichtung eine Zylinderlinse eingesetzt. Damit wird eine 3-dB-Breite von ca. 5° erreicht. Die Zylinderlinse ist als Plan-Konvex-Linse ausgeführt, deren zweidimensionale Kontur entsprechend der Entwurfsprinzipien für sphärische Linsen berechnet wurde [79]. Die Antennen benachbarter Kanäle sind mit einem Abstand von einer Freiraumwellenlänge angeordnet. Damit ergibt sich nach Abschnitt 5.5 ein Eindeutigkeitsbereich des Azimutwinkels von  $\pm 14.5^\circ$  im monostatischen homodynen Modus sowie von  $\pm 30^\circ$  in den beiden bistatischen Modi. Bei Kombination des monostatischen homodynen mit einem bistatischen Modus erreicht man einen effektiven Eindeutigkeitsbereich von  $\pm 30^\circ$ .

### 6.1.2 Signalauswertung

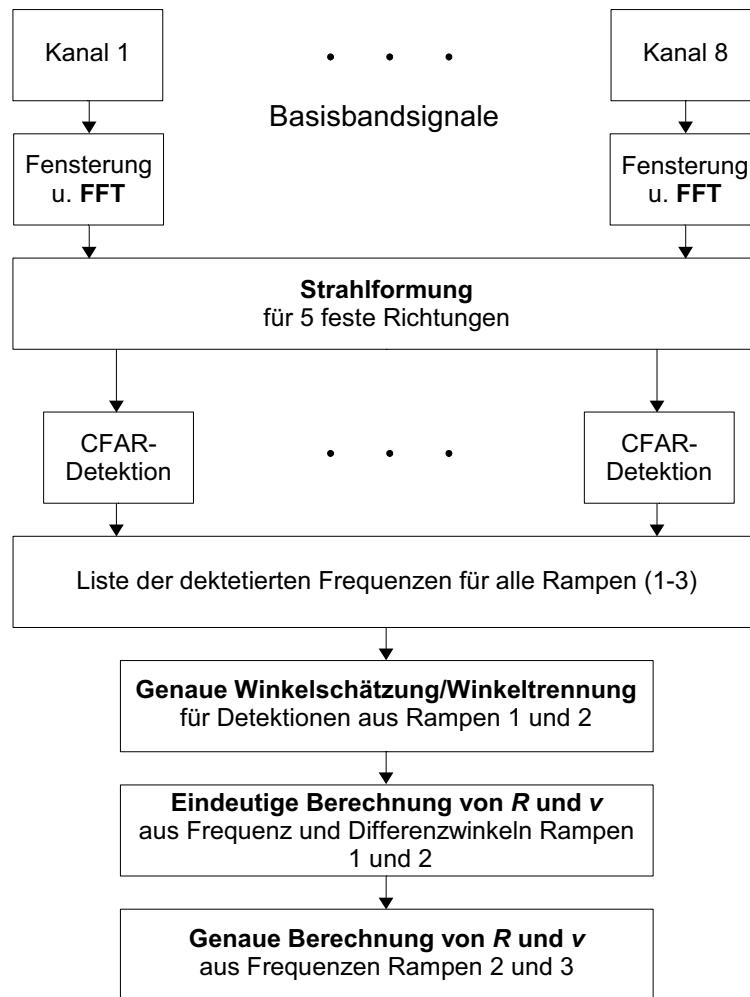
Die Auswertung der Basisbandsignale erfolgt zeitversetzt in Matlab. Der Ablauf der Signalverarbeitung ist in Abb. 6.4 dargestellt. Dabei ist das in Abschnitt 5.3 beschriebene, auf drei Messungen mit unterschiedlichen Modulationsparametern basierende Auswertungskonzept zugrunde gelegt. Die Basisbandsignale aller Kanäle werden zunächst mit einer geeigneten Fensterfunktion gewichtet und mittels FFT in den Spektralbereich transformiert. Dies ist für die FMCW-Modulation ein Bestandteil des als Korrelationsempfänger realisierten signalangepassten Filters (*Matched-Filter*). Um einen guten Kompromiss zwischen der Optimierung des Signal- zu Rauschverhältnisses einerseits und einem möglichst geringen Signalverarbeitungsaufwand vor der Signaldetektion andererseits zu erzielen, werden die Spektren der acht Kanäle zunächst mit der entsprechenden Steuermatrix<sup>6</sup> auf fünf feste Richtungen im Azimut-Winkelbereich zwischen  $-14^\circ$  und  $14^\circ$  transformiert. Anschließend wird mittels eines CFAR-Verfahrens [53] eine Entscheidungsschwelle berechnet und die Frequenzen der über der Schwelle liegenden Signale geschätzt. Dazu wird ein einfacher Schwerpunktalgorithmus unter Verwendung der Pegel des jeweiligen Maximums und der beiden benachbarten Pegel eingesetzt. Damit wird eine gegenüber der durch die Länge der FFT gegebenen Frequenzdiskretisierung deutlich höhere Schätzgenauigkeit erreicht, so dass auch mit moderaten FFT-Längen von 512 Punkten eine hohe Schätzgenauigkeit möglich ist [57].

---

<sup>5</sup>Siehe Abschnitt 5.4.

<sup>6</sup>Siehe Abschnitt 4.3.1.





**Abb. 6.4:** Blockschaftbild des Ablaufs der Signalauswertung.

Für die Basisbandfrequenzen der in den ersten beiden Rampen detektierten Signale wird anschließend eine Schätzung der Azimutwinkel mit höherer Genauigkeit vorgenommen bzw. mehrere bei der jeweiligen Frequenz vorhandene Signale im Winkel getrennt. Dazu werden wahlweise unterschiedliche Algorithmen eingesetzt. Mit den geschätzten Azimutwinkeln und der zugehörigen Basisbandfrequenz der ersten beiden Rampen werden Objektentfernung und -geschwindigkeit gemäß den Gleichungen 5.30 und 5.31 direkt geschätzt. Mit der bekannten Entfernung und Geschwindigkeit kann die Basisbandfrequenz geschätzt werden, die sich für die dritte Messung ergeben muss. Wenn in einer Toleranzumgebung um diese berechnete Frequenz für die dritte Messung eine Detektion vorhanden ist, werden die Objektparameter anschließend noch einmal aus den zusammengehörenden Basisbandfrequenzen der zweiten und dritten Rampe berechnet, um die Genauigkeit der Schätzung zu verbessern. Eine theoretische Betrachtung der Schätzgenauigkeit wurde in Abschnitt 5.3.3 durchgeführt. Messergebnisse werden in Kapitel 7 vorgestellt.

## 6.2 Untersuchungen zur Integration

Voraussetzung für die wirtschaftliche Umsetzung monolithischer Sende-/Empfangsmodule ist die Möglichkeit, die Millimeterwellenkomponenten einschließlich eines Erreger-elementes für die Antenne in einer kosteneffektiven Halbleitertechnologie herzustellen.

Integrierte Schaltungen im Millimeterwellen-Frequenzbereich wurden bis vor einigen Jahren ausschließlich in III-V-Verbindungs-Halbleitern, insbesondere Gallium-Arsenid und Indium-Phosphid, hergestellt. Aufgrund der natürlichen Eigenschaften der Basis-materialien, wie der hohen Elektronenbeweglichkeit und Sättigungsdriftgeschwindigkeit sowie dem großen Bandabstand, weisen die Transistoren in diesen Technologien hohe Grenzfrequenzen und große Durchbruchspannungen auf, die sie für Hochfrequenz- und Leistungsanwendungen prädestinieren [30]. Die Nachteile dieser Halbleiter liegen im Hinblick auf kommerzielle Anwendungen im wesentlichen in der im Vergleich zu Silizium weniger ausgereiften Fertigungstechnologie und der damit verbundenen schlechteren Ausbeute, die zu höheren Chipkosten führen.

Inzwischen steht mit der Silizium-Germanium (SiGe)-Technologie ein Silizium-basierter Halbleiterprozess zur Verfügung, der leistungsfähige Schaltungen im Millimeterwellenbereich ermöglicht. Durch die rasanten Fortschritte der SiGe-Technologieentwicklung seit Ende der 80er Jahre werden mit aktuellen SiGe-Heterobipolartransistoren (HBT) Grenzfrequenzen um 200 GHz erreicht [19]. Grenzfrequenzen von  $f_T = 300$  GHz und  $f_{\max} = 350$  GHz wurden mit Transistoren der nächsten Generation im Forschungsstadium demonstriert [65]. Der Vorteil der SiGe-Technologie ist, dass sich die für die Herstellung von SiGe-HBTs erforderlichen Fertigungsschritte in bestehende CMOS-Prozessabläufe integrieren lassen. Damit stehen ausgereifte und kostengünstige Fertigungsprozesse zur Verfügung, die eine hohe Integrationsdichte und Chipausbeute ermöglichen. Weiterhin ergibt sich die Möglichkeit, Millimeterwellenschaltungen zusammen mit hochintegrierten digitalen Schaltungsteilen auf *einem* IC zu kombinieren.

Um das Potential der SiGe-Technologie für die Integration von Sende-/Empfangsmodulen zu bewerten, wurden zwei Schlüsselkomponenten im Millimeterwellenbereich, Oszillator und Antenne, in modernen SiGe-Technologien entworfen und messtechnisch verifiziert. Die Schaltungen wurden für den Frequenzbereich um 122 GHz entworfen, um gleichzeitig das Potential für Radaranwendungen in höheren Frequenzbereichen aufzuzeigen.

### 6.2.1 Millimeterwellen-Leitungstechnologie

Für die Leistungsfähigkeit der Sende-/Empfangsmodule ist neben der Verfügbarkeit von Transistoren mit ausreichend hohen Grenzfrequenzen die Qualität der integrierten passiven Bauelemente ein wichtiger Faktor. Im MMW-Bereich werden im wesentlichen Leitungselemente für den Schaltungsentwurf verwendet. Da die Silizium-Substrate

in der Regel einen geringen spezifischen Widerstand von  $10\text{-}20\ \Omega\text{cm}$  besitzen, sind Dünnschicht-Mikrostreifenleitungen, die in zwei Metallisierungslagen des Bandende-Prozesses realisiert werden, eine geeignete Leitungstechnologie für integrierte MMW-Schaltungen in SiGe. Die untere Metallisierung stellt dabei die Masse dar und schirmt das Substrat von den elektromagnetischen Feldern der Leitungen ab. Im Metallstapel des Bandende-Prozesses wird in CMOS-Prozessen Siliziumdioxid ( $\text{SiO}_2$ ) als Dielektrikum eingesetzt, das einen deutlich geringeren Verlustfaktor gegenüber Silizium besitzt. Daher können Leitungselemente mit ausreichend hoher Güte hergestellt werden. Dämpfungswerte von ca.  $1\ \text{dB/mm}$  werden bei Frequenzen bis  $100\ \text{GHz}$  erreicht [59]. Die Leitungsverluste werden dabei durch ohmsche Verluste der metallischen Leiter dominiert, die dielektrischen Verluste des Oxides leisten nur einen untergeordneten Beitrag. Um die Verluste zu minimieren, ist daher eine hohe Leitfähigkeit und eine möglichst große Leiterbreite vorteilhaft. Da für eine gegebene charakteristische Leitungsimpedanz die Leiterbreite proportional zur Substrathöhe ist, werden häufig dickere Schichtstapel als bei Standard-CMOS-Prozessen verwendet oder zusätzlich ein dickes Zwischenoxid und eine weitere Metallisierungsschicht auf einem Standard-Schichtstapel aufgebracht [19].

Bei allen im folgenden beschriebenen Schaltungen werden Leitungsstrukturen in Dünnschicht-Mikrostreifenleitungstechnik verwendet. Aufgrund typischer Substrathöhen zwischen unterer und oberer Metallisierungslage sind die realisierbaren Leitungsimpedanzen auf einen Bereich zwischen ca.  $30\ \Omega$  und  $70\ \Omega$  begrenzt.

### 6.2.2 Oszillatoren

#### 6.2.2.1 Entwurf von Millimeterwellen-Oszillatoren

Oszillatoren im Millimeterwellen-Frequenzbereich werden in der Regel nach dem Reflexionsfaktor-Prinzip entworfen. Im Gegensatz zu Entwurfsprinzipien in unteren Frequenzbereichen, bei denen die Oszillationsbedingung durch eine gezielte Rückkopplung eines Verstärkers erzielt wird, verwendet man hierbei die vorhandene Rückkopplung von Transistoren durch parasitäre interne Elemente, z.B. Kapazitäten zwischen Basis und Kollektor eines Bipolartransistors.

Das Reflexionsfaktor-Prinzip ist in Abb. 6.5 dargestellt. Der Oszillator besteht aus einem aktiven Bauteil, das aus einem oder mehreren Transistoren bestehen kann und aus einer Last, die entsprechend der gewünschten Frequenz zu wählen ist. Der Transistor wird an zwei seiner drei Tore geeignet beschaltet, so dass am dritten, in der Abbildung dargestellten Tor ein Reflexionsfaktor mit einem Betrag größer eins auftritt. Dies ist gleichbedeutend mit einem negativen Eingangswiderstand. Übersteigt dieser negative Widerstand betragsmäßig den positiven Widerstand des Lastnetzwerkes, so führen externe Anregungen, z.B. durch thermische Rauschsignale, zum Anschwingen des Oszillators.

Mit steigender Signalamplitude verringert sich der negative Eingangswiderstand des aktiven Schaltungsteils betragsmäßig aufgrund der abnehmenden effektiven Verstärkung im Großsignalfall. Die Amplitude wächst daher so lange an, bis es zu einem Gleichgewichtszustand kommt. Aus Abb. 6.5 ist zu erkennen, dass

$$b_1 = S_{11} \cdot a_1 \quad \text{und} \quad (6.1)$$

$$b_2 = S_{22} \cdot a_2 \quad (6.2)$$

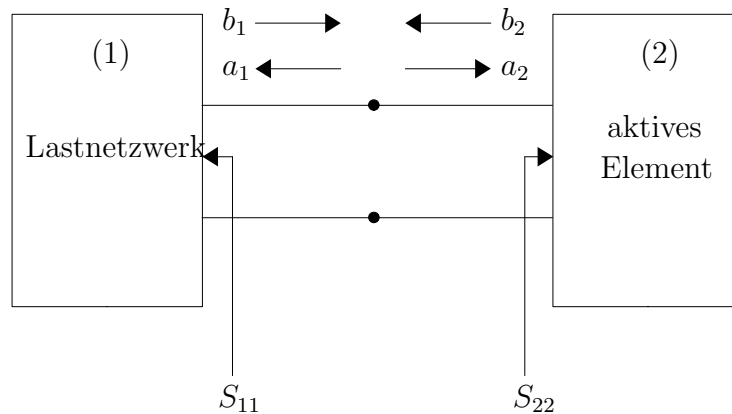
ist. Mit  $a_1 = b_2$  und  $a_2 = b_1$  erhält man:

$$S_{11}S_{22} \cdot a_2 = a_2. \quad (6.3)$$

Da  $a_2 \neq 0$  ist, wenn ein Signal existiert, ergibt sich als Bedingung für den eingeschwungenen Zustand:

$$S_{11}S_{22} = 1. \quad (6.4)$$

Das aktive Element und das passive Netzwerk können für ein schmalbandiges Signal



**Abb. 6.5:** Prinzipdarstellung eines Millimeterwellen-Oszillators.

durch eine Ersatzschaltung aus ohmschem Widerstand und einer Reaktanz in Serie angenähert werden. Damit kann die Bedingung des eingeschwungenen Zustands gleichwertig mit Gleichung 6.3 wie folgt dargestellt werden:

$$R_1 + R_2 = 0 \quad (6.5)$$

$$X_1 + X_2 = 0. \quad (6.6)$$

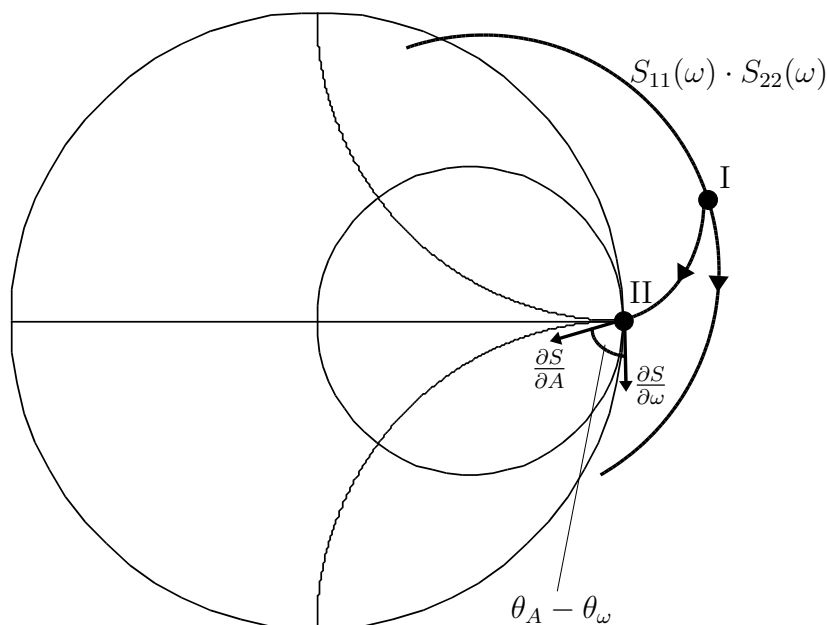
Da die ohmschen Widerstände unabhängig von der Frequenz sind, wird die Oszillationsfrequenz durch die reaktiven Anteile der Netzwerke bestimmt.

Die angegebenen Bedingungen für den stationären Zustand sind nicht ausreichend, um eine stabile Schwingung zu gewährleisten. Voraussetzung hierfür ist, dass jede

Störung der Schwingungsamplitude oder -frequenz gedämpft wird und der Oszillator zu seinem stabilen Zustand zurückkehrt. Aus den dynamischen Gleichungen für Amplitude und Phase des Oszillatorsignals folgt als Bedingung für die Stabilität der Schwingung [55]:

$$\operatorname{Im} \left\{ \frac{\partial S / \partial A}{\partial S / \partial \omega} \right\} \Big|_{S=1} < 0 \quad \text{mit} \quad S = S_{11} S_{22}. \quad (6.7)$$

Dabei ist  $A$  die Amplitude der auf das aktive Netzwerk einfallenden Welle  $a_2$ . Die grafische Interpretation dieser Bedingung ist in Abbildung 6.6 dargestellt. Im eingeschwungenen Zustand gilt  $S_{11} S_{22} = 1$ , entsprechend Punkt II in der Darstellung. Die differentiellen Änderungen des Produktes der Reflexionsfaktoren in Abhängigkeit von Signalamplitude und -frequenz lassen sich als Tangentenvektoren an die jeweiligen Ortskurven darstellen. Mit  $\frac{\partial S}{\partial A} = S_A \cdot e^{j\theta_A}$  und  $\frac{\partial S}{\partial \omega} = S_\omega \cdot e^{j\theta_\omega}$  und  $|\theta_{A,\omega}| < \pi$  lässt sich



**Abb. 6.6:** Smith-Chart-Darstellung der Randbedingung für eine stabile Oszillation.

Gleichung 6.7 umformen in:

$$\operatorname{Im} \left\{ \frac{\partial S / \partial A}{\partial S / \partial \omega} \right\} \Big|_{S=1} = \frac{S_A}{S_\omega} \cdot \sin(\theta_A - \theta_\omega) < 0. \quad (6.8)$$

Bei positiven Amplituden  $S_A$  und  $S_\omega$  der Tangentenvektoren muss für die Stabilität der Schwingung gelten:

$$-\pi < \theta_A - \theta_\omega < 0. \quad (6.9)$$

Da in der Regel die Amplitude des Produktes der Reflexionsfaktoren mit zunehmender Schwingungsamplitude abnimmt, bedeutet dies, dass die Ortskurve des Produktes

in Abhängigkeit von der Frequenz im Uhrzeigersinn umlaufen muss, wie in Abb. 6.6 dargestellt ist. Optimale Stabilität ergibt sich für orthogonale Tangentenvektoren der Ortskurven.

Beim Oszillatorentwurf betrachtet man entsprechend den obigen Überlegungen im ersten Schritt das Produkt der Kleinsignal-Streuparameter durch Auftrennen der Schaltung an einer beliebigen Stelle. Durch Modifikation der passiven Schaltungsteile, bei Millimeterwellen-Oszillatoren sind dies in der Regel Leitungselemente, muss die Anschlagbedingung  $S_{11}S_{22} > 1$  bei der gewünschten Frequenz erfüllt werden. Da sich bei steigender Schwingungsamplitude der Reflexionsfaktor des aktiven Schaltungsteils verändert, ist hierfür ein geringfügig oberhalb der reellen Achse liegender Punkt zu wählen (Punkt I in Abb. 6.6). Mit diesem Vorgehen erhält man eine Schwingfrequenz, die in der Regel bereits nahe an der gewünschten Frequenz liegt. Eine Feinabstimmung der Schaltungselemente zur Frequenzanpassung und Optimierung der Ausgangsleistung kann durch Großsignalsimulation mit der Harmonic-Balance-Methode erfolgen [60].

### 6.2.2.2 Oszillatoren in SiGe-Bipolartechnologie

Oszillatoren sind eine Schlüsselkomponente für Sende-/Empfangsmodule und bestimmen über die erreichbare Ausgangsleistung und das Phasen- bzw. Amplitudenrauschen wesentlich die Systemeigenschaften. In der Literatur sind aufgrund der breiten Verfügbarkeit verschiedener SiGe-Technologien mit Grenzfrequenzen deutlich über 100 GHz inzwischen eine Reihe von Oszillatorentwürfen im höheren Millimeterwellen-Frequenzbereich bekannt (z.B. [3, 50, 63, 97]).

Um die Leistungsfähigkeit aktueller SiGe-Prozesse zu beurteilen, wurden Oszillatoren nach zwei verschiedenen Konzepten, Fundamental- und Push-Push-Oszillatoren, für den Frequenzbereich 122 GHz in einer Vor-Produktions-Technologie entworfen [84, 85]. Eine Beschreibung der Technologie ist in [41] zu finden. Die Schaltpläne der realisierten Oszillatoren sind vereinfacht in Abb. 6.7 dargestellt. Beide weisen die gleiche Grundstruktur auf, die beim Push-Push-Oszillator symmetrisch gespiegelt wird. Wie in Abb. 6.7 (a) zu erkennen ist, werden die Transistoren durch kurze, induktiv wirkende Leitungen an Basis und Kollektor sowie durch eine kapazitive Last am Emitter destabilisiert. Die Emitterlast besteht aus der Parallelschaltung eines etwa  $\lambda/4$  langen, am Ende kurzgeschlossenen Leitungselementes sowie einer Varaktordiode zur Verstimmung der Oszillatorfrequenz. Die  $\lambda/4$ -Leitung erfüllt zwei Aufgaben. Zum einen wirkt sie als Transformator für die Ausgangslast und ermöglicht so eine einfache und kompakte Lastanpassung und Auskopplung der Leistung. Gleichzeitig stellt sie einen Parallelresonanzkreis dar und erhöht so die Güte der Emitterlast. Aufgrund des reziproken Zusammenhangs der Güte unter Last und dem Phasenrauschen des Oszillators wird damit die Leistung der Rauschseitenbänder reduziert [67].

Der Push-Push-Oszillator besteht aus zwei symmetrisch zusammengeschalteten Fun-

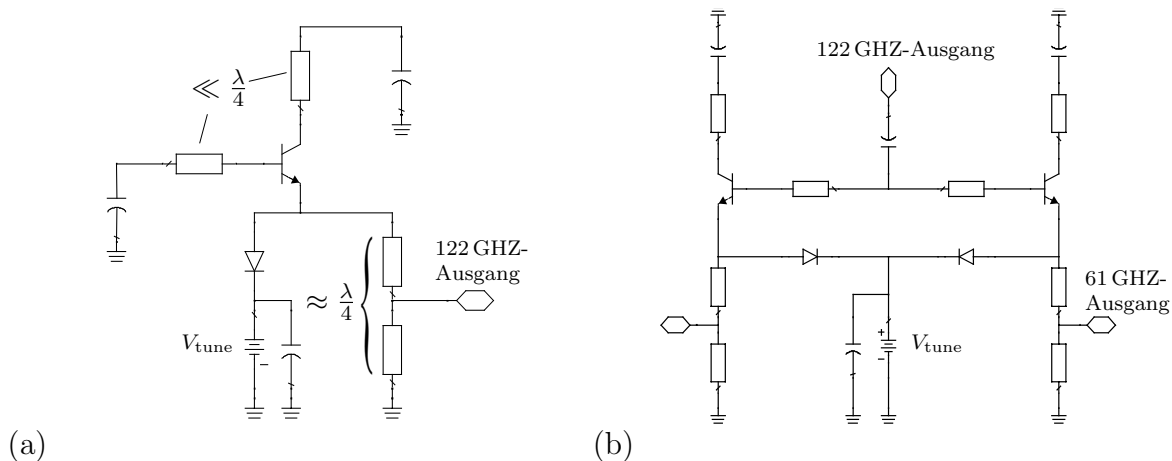


Abb. 6.7: Schaltplan des Fundamental- (a) und des Push-Push-Oszillators (b).

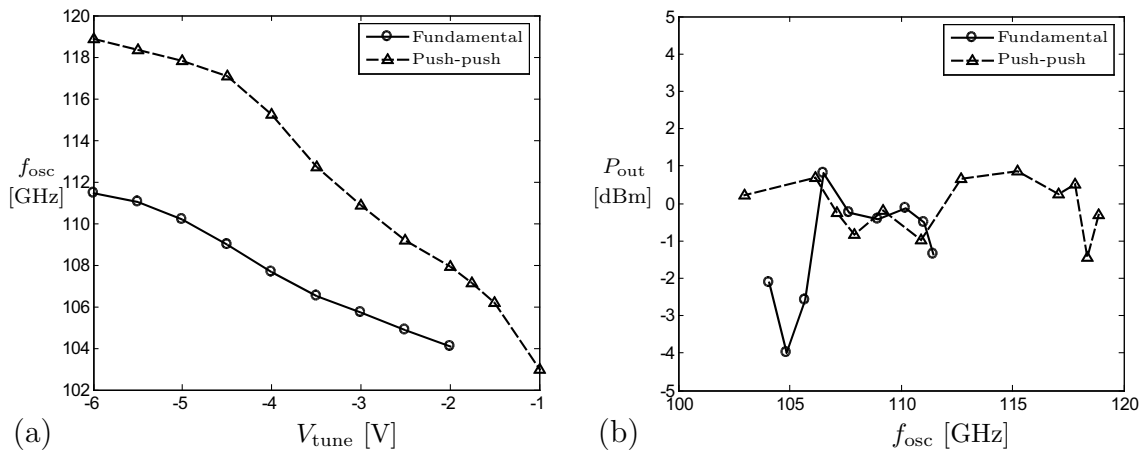
damentaloszillatoren bei der halben Ausgangsfrequenz. Die Kopplung der Oszillatoren erfolgt über eine Verbindungsleitung der Basisanschlüsse der Transistoren. Durch geeignete Wahl der Phase der Kopplung über die Leitungslänge wird eine Gegentaktschwingung der beiden Oszillatoren erzwungen. An den Symmetriepunkten der Schaltung entsteht so eine virtuelle Masse, da die Grundschwingungen der beiden Oszillatoren dort gegenphasig sind und sich aufheben. Die geraden harmonischen Signalanteile befinden sich im Gegensatz dazu in Phase und überlagern sich konstruktiv. Somit kann die Leistung bei der zweiten harmonischen Frequenz, die hier der gewünschten Ausgangsfrequenz entspricht, einfach am Symmetriepunkt der Basisbeschaltung ausgekoppelt werden. Zusätzlich kann über die  $\lambda/4$ -Leitungen an den Emitttern ein symmetrisches Signal bei der Grundfrequenz abgegriffen werden. Dies ist insbesondere für die Verwendung des Oszillators in einer Phasenregelschleife vorteilhaft, da keine Frequenzteiler bei der Ausgangsfrequenz erforderlich sind.

Die Ausgangssignale der Oszillatoren wurden mit einem 40 GHz-Spektrumanalysator mit Hilfe eines externen Mischers aufgenommen. Die gemessene Frequenz- und Leistungscharakteristik ist in Abb. 6.8 dargestellt. Der Verstimmbereich beträgt 8 GHz für den Fundamentaloszillator und 16 GHz für den Push-Push-Oszillator. Die Frequenzcharakteristik ist für beide Oszillatoren abschnittsweise annähernd linear, was vorteilhaft für die Stabilisierung der Oszillatoren in einer Phasenregelschleife ist. Die Zielfrequenz von 122 GHz wird nicht erreicht, was vermutlich auf ein ungenaues Varaktordioden-Modell zurückzuführen ist<sup>7</sup>. Beide Oszillatortypen erreichen eine Ausgangsleistung von etwa 0 dBm über einen großen Frequenzbereich.

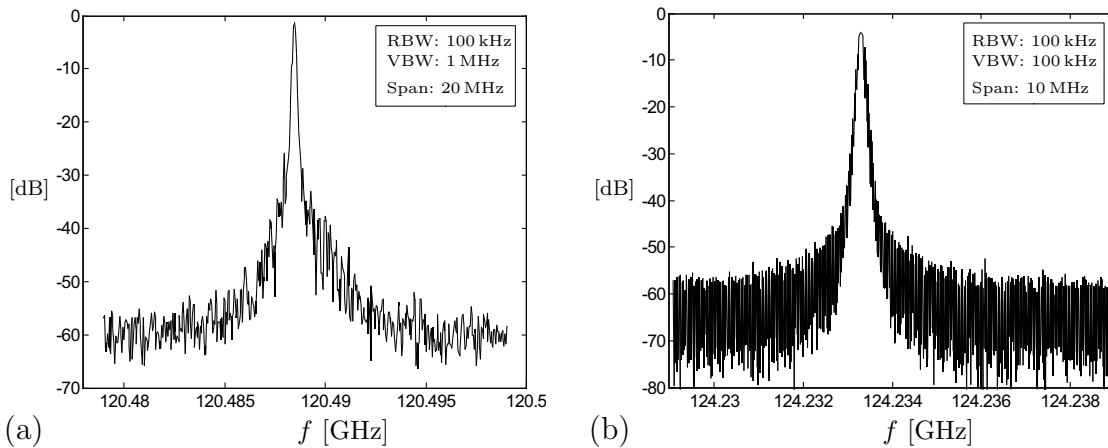
Die Spektren der Ausgangssignale von ebenfalls für beide Typen realisierten Festfrequenzoszillatoren, bei denen die Varaktordiode durch eine feste Kapazität ersetzt

<sup>7</sup>Diese Vermutung wird dadurch gestützt, dass die Frequenzen von ebenfalls realisierten Festfrequenzoszillatoren, bei denen die Varaktordiode durch feste Kapazitäten ersetzt ist, gut mit der Simulation übereinstimmen.

wurde, sind in Abb. 6.9 dargestellt.



**Abb. 6.8:** Frequenz- und Leistungscharakteristik der Fundamental- und Push-push-Oszillatoren.



**Abb. 6.9:** Spektren der heruntergemischten Oszillatorsignale der Festfrequenzoszillatoren. (a) Fundamentaloszillator; (b) Push-Push-Oszillator.

Aus diesen Messungen kann die relative Seitenbandrauschleistung bei 1 MHz Ablagefrequenz zu etwa  $-90$  dBc/Hz für den Fundamentaloszillator und  $-97$  dBc/Hz für den Push-Push-Oszillator abgeschätzt werden. Für den Push-Push-VCO ergibt sich eine relative Seitenbandrauschleistung von ca.  $-90$  dBc/Hz, also eine Verschlechterung um  $7$  dBc/Hz gegenüber der Festfrequenzvariante. Diese ist durch die geringere Güte der Varaktordiode gegenüber der festen Kapazität bedingt. Ein direkter Vergleich mit dem Fundamental-VCO ist nicht möglich, da dessen Spektrum aufgrund einer starken Drift nicht mit einer ausreichend geringen Auflösungsbandbreite gemessen werden konnte. Das an den Festfrequenzoszillatoren zu erkennende deutlich geringere Phasenrauschen der Push-Push-Anordnung gegenüber der Fundamental-Anordnung ist auf verschiedene Ursachen zurückzuführen. Zum einen erhält man bei der niedrigeren Grundfrequenz der Oszillatoren eine deutlich höhere Güte unter Last, da der verfügbare Gewinn der Transistoren größer ist [73]. Zum anderen wird durch die Kopplung zweier Oszillatoren



das Phasenrauschen in Trägernähe um 3 dB reduziert [14]. Weiterhin ist der Push-Push-Oszillator aufgrund der Symmetrie der Schaltung unempfindlicher gegenüber Rauschsignalen, die der Versorgungsspannung überlagert sind.

Zusammenfassend lässt sich festhalten, dass mit aktuellen SiGe-Technologien sowohl integrierte Fundamental- als auch Push-Push-Oszillatoren in Frequenzbereichen deutlich oberhalb 100 GHz realisierbar sind. Dabei können ein geringes Phasenrauschen sowie bei Verwendung von Varaktordioden annähernd lineare Frequenzcharakteristiken erreicht werden. Push-Push-Oszillatoren weisen einige Vorteile gegenüber Fundamentaloszillatoren auf. Dazu gehören ein geringeres Phasenrauschen, ein größerer Abstimmbereich und die Verfügbarkeit eines symmetrischen Signals bei der halben Ausgangsfrequenz.

Nachteile der Push-Push-Oszillatoren sind eine größere Leistungsaufnahme sowie ein höherer Flächenbedarf. Die erreichbaren Ausgangsleistungen bei Frequenzen um 122 GHz sind bei beiden Konzepten vergleichbar und liegen bei ca. 0 dBm. Dies ist für Anwendung im Nahbereich bis zu einigen Metern eine ausreichende Leistung. Für größere Reichweiten ist eine höhere Ausgangsleistung erforderlich. Aufgrund des geringen verfügbaren Gewinns aktueller SiGe-Transistoren in diesem Frequenzbereich ist eine höhere Ausgangsleistung nur mit einem sehr geringen Wirkungsgrad zu erreichen.

Die Ergebnisse sind auf den für Kfz-Radarsensoren verwendeten Frequenzbereich um 77 GHz übertragbar, da die Konzepte im wesentlichen durch Skalierung der Leistungsstrukturen an den geänderten Frequenzbereich angepasst werden. Aufgrund der proportional zu  $1/f^2$  abnehmenden Leistungsverstärkung können dort effizientere Pufferverstärker als bei 122 GHz realisiert werden und die Ausgangsleistung kann entsprechend gesteigert werden.

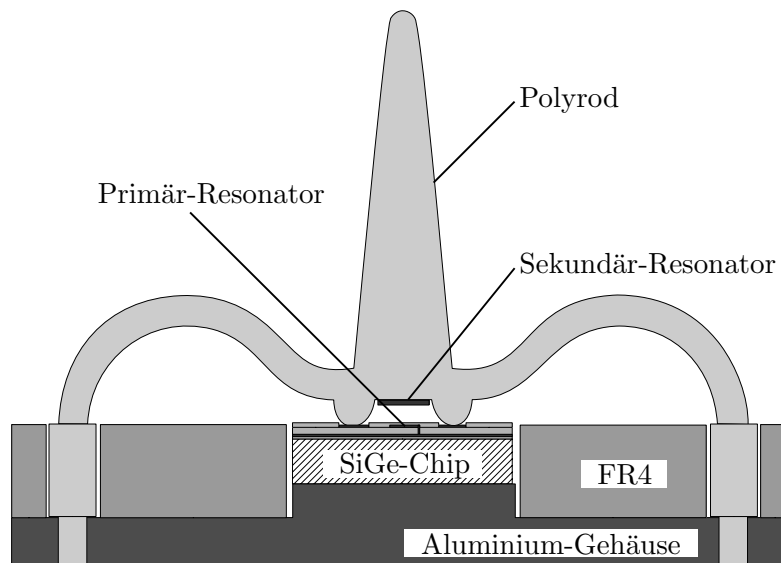
### 6.2.3 Integrierte Antenne

Die Vorteile der monolithischen Integration von Sende-/Empfangsmodulen ergeben sich erst bei gemeinsamer Integration der Antenne mit dem Sende- und Empfangsteil. Im folgenden wird ein Konzept für eine integrierte Antenne vorgestellt. Das Erregerelement des Antennensystems wurde zusammen mit einem Oszillator mit Pufferverstärker monolithisch als einfaches Sende-/Empfangsmodul für den Frequenzbereich um 122 GHz integriert. Dabei wurde eine andere SiGe-Technologie eingesetzt, als die für die oben beschriebenen Oszillatorentwürfe verwendete Technologie, die aber Heterobipolartransistoren mit vergleichbaren Grenzfrequenzen zur Verfügung stellt [100].

#### 6.2.3.1 Antennensystem

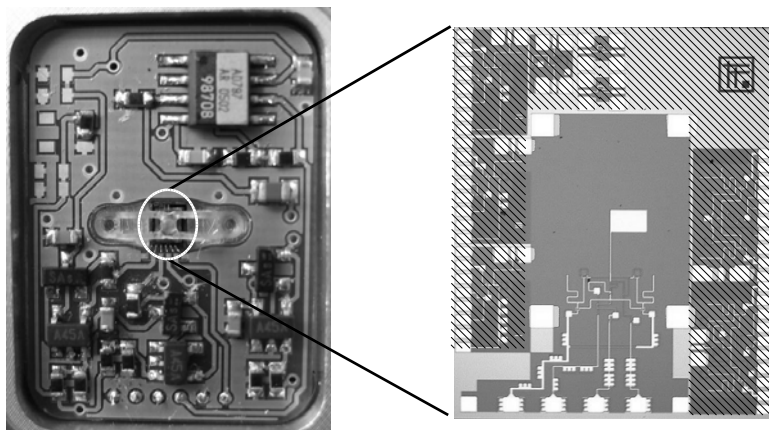
Das Antennensystem ist in Abb. 6.10 dargestellt. Es besteht aus einem auf dem SiGe-Chip integrierten primären Resonator sowie einem externen sekundären Resonator

und einem Polyrod zur Formung der Strahlungscharakteristik. Der primäre Resona-



**Abb. 6.10:** Prinzipdarstellung des Antennensystems mit monolithisch integriertem Primärresonator.

tor kann Fläche sparend als am Ende kurzgeschlossenes  $\lambda/4$  langes Patchelement in Mikrostreifenleitungs-Technologie realisiert werden. Um die Effizienz der Abstrahlung und die Bandbreite der Antennenanpassung zu erhöhen, wird ein sekundärer Resonator mit einer Abmessung von etwa einer halben Wellenlänge parallel zur  $\lambda/4$  langen Seite des Patches in ca.  $200\ \mu\text{m}$  Abstand von der Chipoberfläche angeordnet. Damit wird eine 20 dB-Bandbreite der Anpassung von mehr als 5 GHz erreicht.



**Abb. 6.11:** Anordnung aus SiGe-Chip und Niederfrequenzplatine zur Vermessung der Antennencharakteristik.

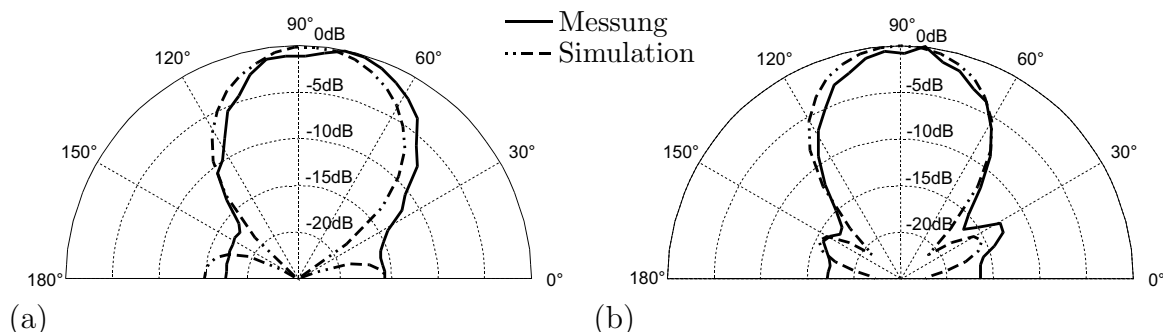
Um die Fernfeld-Charakteristik der Anordnung zu vermessen, wurde ein Oszillator mit dem Primärstrahler auf einem Chip integriert. Dies ist erforderlich, da bei einer

externen Speisung über koplanare Messspitzen die Strahlungscharakteristik der Antenne durch die parasitäre Abstrahlung des Übergangs der Messspitzen auf den Chip signifikant beeinflusst wird.

Ein Foto des realisierten SiGe-Chips sowie der Trägerplatine ist in Abb. 6.11 dargestellt. Der Chip wird mittig auf einem Aluminium-Träger aufgebracht, der gleichzeitig das Gehäuse des gesamten Sensors darstellt. Die Abmessungen des Chips betragen ca.  $2 \times 3 \text{ mm}^2$ . Ein großer Teil der Chipfläche wird für Teststrukturen genutzt. Auf dem FR4-Substrat befinden sich zusätzliche Komponenten für die Spannungsversorgung sowie Vorverstärker für die Basisbandsignale, die bei FMCW-Modulation des Oszillators ausgewertet werden können<sup>8</sup>. Das oberhalb des SiGe-Chips montierte Polyrod ist ebenfalls zu erkennen. Die Abmessungen des gesamten Sensors betragen ca.  $2.5 \times 3.5 \text{ cm}^2$ .

### 6.2.3.2 Strahlungscharakteristik

Die Fernfeldcharakteristik der Anordnung ist in Abb. 6.12 dargestellt. Die Messung wurde bei einer Frequenz von 126.5 GHz durchgeführt, da dies der niedrigsten einstellbaren Frequenz des verwendeten Oszillators entspricht. Die zum Vergleich dargestellten Simulationsergebnisse wurden bei der gleichen Frequenz gewonnen. Für die Messung der Antennencharakteristik wurde die abgestrahlte Leistung mittels eines subharmonischen Mischers und einem Spektrumanalysator winkelabhängig bestimmt. Die Charakteristiken sind normiert auf den jeweils maximalen Wert dargestellt, da die Speiseleistung der Antenne nicht gemessen werden kann. Die Messergebnisse stimmen gut



**Abb. 6.12:** Vergleich der gemessenen und simulierten Fernfeldcharakteristik des Antennensystems aus Primärstrahler, Sekundärstrahler und Polyrod bei 126.5 GHz. (a) Azimutrichtung; (b) Elevationsrichtung. Die gemessene Leistung bzw. der simulierte Gewinn sind auf das jeweilige Maximum normiert.

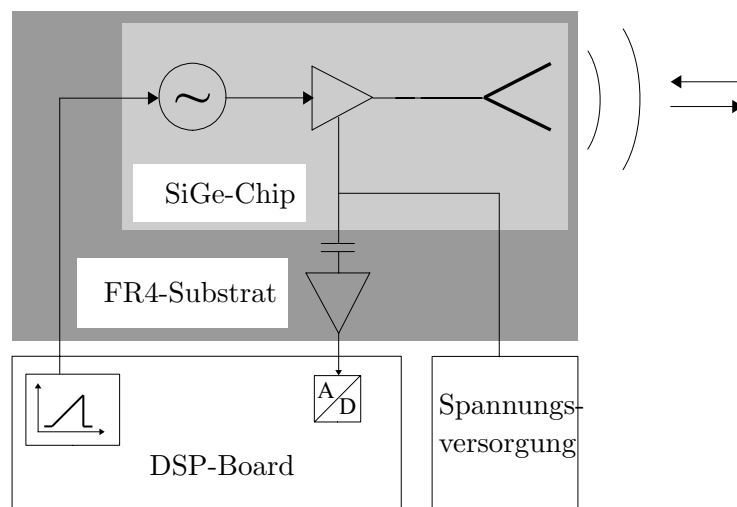
mit der Simulation überein. Dies zeigt die Genauigkeit, mit dem die beschriebene Antennenanordnung im Entwurf dimensioniert werden kann. Die 3 dB-Breite beträgt  $57^\circ$  in Azimutrichtung und  $52^\circ$  in Elevationsrichtung. Die Nebenkeulenunterdrückung ist besser als 16 dB.

<sup>8</sup>Siehe Abschnitt 6.2.3.3.

Der Gewinn der Antenne beträgt nach der Simulation bei Berücksichtigung der Verluste in den Resonatoren sowie der dielektrischen Verluste in Substrat und Polyrod ca. 8.5 dBi über eine Bandbreite von 5 GHz. Aus den Messergebnissen kann der Gewinn nicht mit ausreichender Genauigkeit bestimmt werden, da die Ausgangsleistung des zur Speisung der Antenne verwendeten Oszillators nicht gemessen werden kann. Die Oszillatorschaltung wurde zusätzlich separat aufgebaut. Die gemessene Ausgangsleistung variiert jedoch zwischen unterschiedlichen Chips zwischen -20 und -10 dBm, so dass eine Abschätzung der Leistung des Speise-Oszillators auch näherungsweise nicht möglich ist.

### 6.2.3.3 FMCW-Radarsensor für den Nahbereich

Die monolithisch integrierte Anordnung aus Antenne und Speise-Oszillator kann durch Modulation des Oszillators als einfacher FMCW-Sende-/Empfangsmodul verwendet werden. Entsprechend dem in Abb. 6.13 dargestellten Blockschaltbild wird der Oszillator dabei direkt über den Digital-Analog-Ausgangskanal eines DSP verstimmt. Der Pufferverstärker des Oszillators wird als homodyner Empfangsmischer eingesetzt. Über die Zuleitung der Spannungsversorgung des Pufferverstärkers wird das Basisbandsignal kapazitiv ausgekoppelt, verstärkt und anschließend digitalisiert.

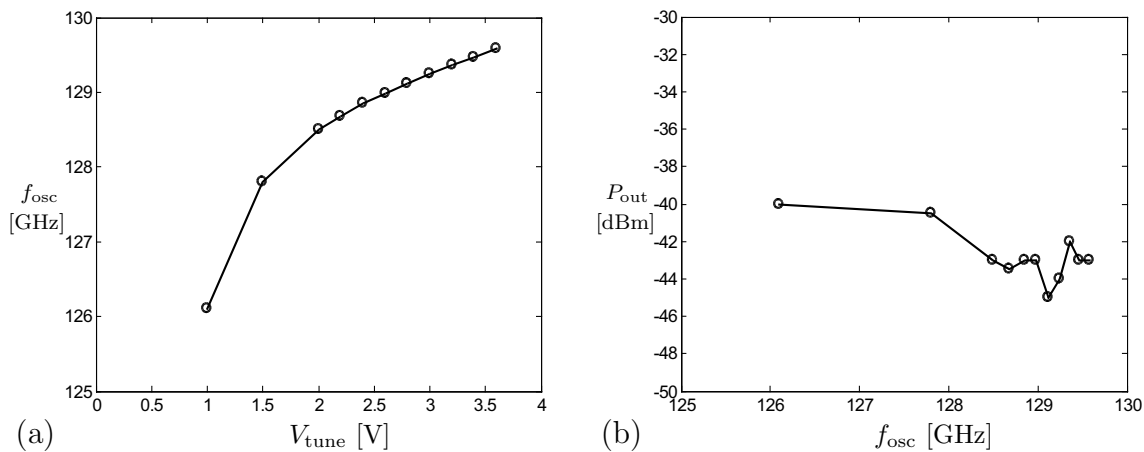


**Abb. 6.13:** Blockschaltbild des einfachen FMCW-Sende-/Empfangsmoduls aus Oszillator und Primärerregerelement der Antenne.

Der Oszillator ist ein Push-Push-Oszillator mit der in Abschnitt 6.2.2 beschriebenen Schaltungstopologie. Die Frequenzcharakteristik des Oszillators ist in Abb. 6.14 (a) dargestellt. Da in dem hier verwendeten Prozess keine Varaktordioden enthalten sind, werden die in Sperrichtung betriebenen Basis-Kollektordioden zweier Bipolartransistoren zur Verstimmung des Oszillators verwendet. Dadurch ergibt sich hier eine

Kennlinie mit größerer Nichtlinearität im Vergleich zu den oben vorgestellten Oszillatoren. Die Ausgangsleistung des Oszillators kann nicht direkt gemessen werden. Daher ist in Abb. 6.14 (b) die abgestrahlte Leistung dargestellt, die bis auf die zusätzlich einfließende Frequenzabhängigkeit des Antennengewinns qualitativ der Ausgangsleistung des Oszillators entspricht.

Da für die FMCW-Modulation ein linearer Frequenzverlauf des Sendesignals erforderlich ist, um ein unverzerrtes Basisbandsignal zu erhalten, wird die Steuerspannung des Oszillators in Abhängigkeit von der nichtlinearen Frequenzcharakteristik des Oszillators vorverzerrt. Die Steuerspannung wird dazu in lineare Segmente mit äquidistanten Spannungsintervallen unterteilt. Die Zeitdifferenz zwischen zwei Spannungswerten wird proportional zur entsprechenden Frequenzdifferenz der statischen Oszillatorkennlinie gewählt, so dass sich ein linearisierter Frequenz-Zeitverlauf ergibt. Da die Änderungs-



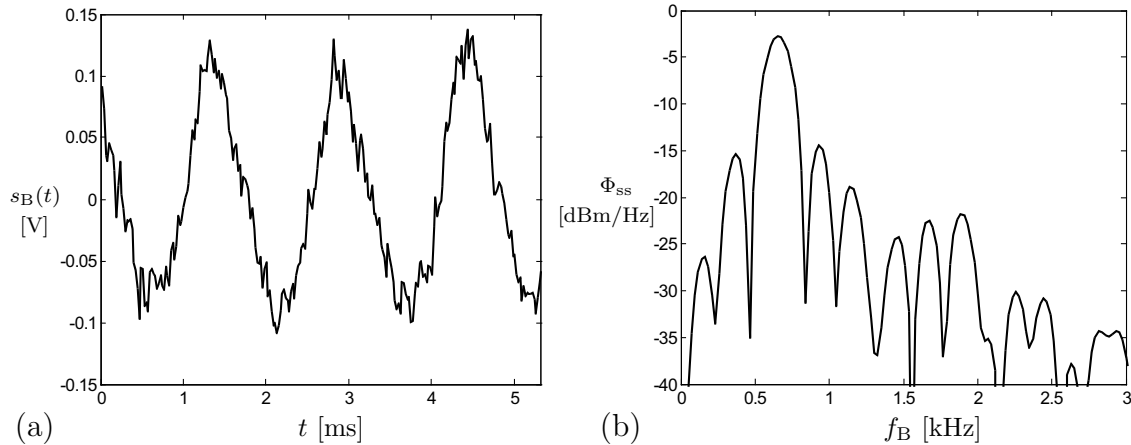
**Abb. 6.14:** (a) Frequenzcharakteristik des mit dem Primärstrahler der Antenne integrierten Oszillators. (b) Abgestrahlte Leistung; mit einer Hornantenne (20 dBi) in 10 cm Abstand zum Chip gemessen.

rate der Steuerspannung im Vergleich zu der im Steuerspannungspfad wirksamen Zeitkonstante sehr gering ist, ist die Verwendung der statischen Kennlinie zur Korrektur der Nichtlinearität zulässig.

Durch den unsymmetrischen homodynen Empfangsmischer werden dem Basisbandsignal Schwankungen des Arbeitspunktes überlagert, die aus der Variation der LO-Leistung über der Modulationsdauer sowie durch die Frequenzabhängigkeit der Arbeitspunktspannung entstehen. Für Reflexionen an Objekten in geringer Entfernung können aufgrund der niedrigen Basisbandfrequenzen Stör- und Nutzsignal nicht durch Filterung getrennt werden. Aus diesem Grund ist eine einmalige Messung ohne Reflektor erforderlich, aus der der Verlauf der Störspannung über der Modulationsdauer bestimmt wird. Durch Abzug dieses Signals von den folgenden Messungen kann das Störsignal eliminiert werden.

In Abb. 6.15 ist das Basisbandsignal einer so kalibrierten Messung mit einem Reflektor in 60 cm Abstand zum Sensor dargestellt. Der Oszillator wurde hier mit einer

Bandbreite von 900 MHz und einer Rampendauer von 5.33 ms moduliert. Aus der Frequenz des Basisbandsignals von 660 Hz ergibt sich damit eine geschätzte Entfernung von 0.59 m. Die Reichweite des Sensors ist aufgrund der geringen Oszillatorleistung und der hohen Empfängerrauschzahl<sup>9</sup> auf etwa 1 m eingeschränkt. Die geringe Verzer-



**Abb. 6.15:** Zeitverlauf (a) und Leistungsdichtespektrum (b) des Basisbandsignals für einen Reflektor in 60 cm Abstand.

rung der Einhüllenden des Leistungsdichtespektrums gegenüber dem zu erwartenden  $\sin x/x$ -förmigen Verlauf und die Genauigkeit der Entfernungsschätzung zeigen die gute Linearität des Frequenzverlaufs des Sendesignals. Das Ergebnis zeigt das Potential von monolithischen Sende-/Empfangsmodulen mit FMCW-Modulation für Anwendungen im Nahbereich auf. Verbesserungen sind durch die Entkopplung von Sende- und Empfangspfad und die Verwendung eines separaten Empfangsmischers sowie durch den Einsatz einer Phasenregelschleife zur Stabilisierung des Sendesignals möglich.

<sup>9</sup>Aus der Simulation ergibt sich eine Rauschzahl von 37 dB für eine LO-Leistung von -10 dBm. Die LO-Leistung entspricht hier der Oszillator-Ausgangsleistung.



# 7 Messergebnisse

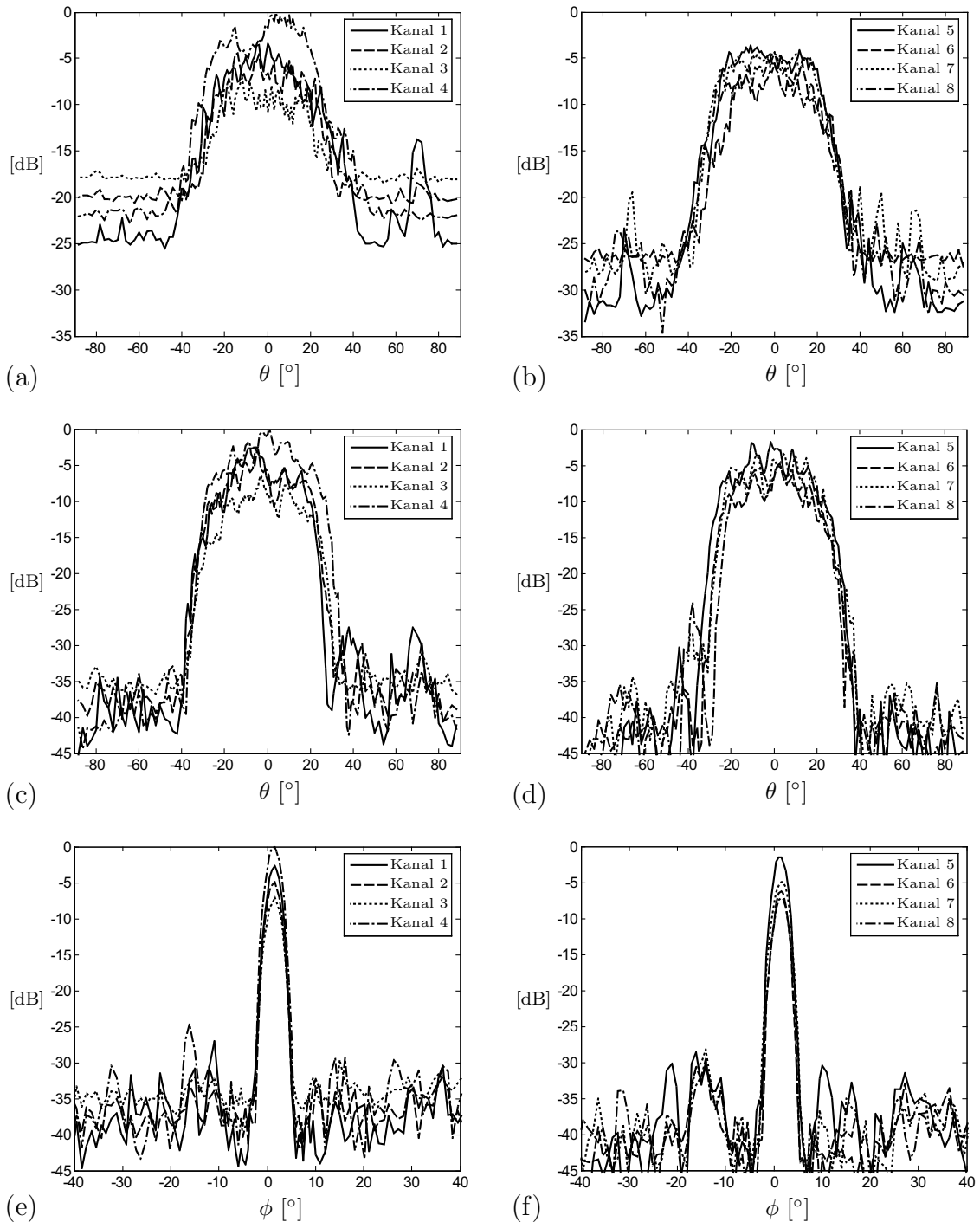
Im folgenden werden die mit dem in Abschnitt 6.1 beschriebenen Systemdemonstrator für den Frequenzbereich 76 - 77 GHz gewonnenen Messergebnisse vorgestellt. Dabei liegt der Schwerpunkt auf der Untersuchung des monostatischen homodynen Betriebsmodus, der einige wesentliche Vorteile des Systemkonzeptes beinhaltet. Neben der Beschreibung der Strahlungscharakteristik und den Ergebnissen der Kalibrierung des Sensors werden die in Kapitel 5.2.1 theoretisch betrachteten Eigenschaften in diesem Modus, wie die Verbesserung der Winkeltrennfähigkeit entsprechend der doppelten physikalischen Apertur sowie das FMCW-Modulationskonzept zur direkten Entfernungs- und Geschwindigkeitsschätzung verifiziert. Eine nähere Untersuchung der Eigenschaften des bistatischen homodynen und heterodynen Modus ist mit dem vorliegenden Radarsensor nicht möglich, da die Basisbandsignale durch den Aufbau bedingt starke Störsignale aufweisen und somit nicht ausgewertet werden können. Eine Analyse der Ursachen der Störungen ist Gegenstand von Abschnitt 7.2.

## 7.1 Strahlungscharakteristik der Module

Im monostatischen homodynen Betriebsmodus entspricht die wirksame Strahlungscharakteristik der einzelnen Module der Zwei-Wege-Charakteristik der Antennen. Diese kann mit einem einfachen Messaufbau, bestehend aus dem Sensor und einem Reflektor in fester Entfernung aufgenommen werden. Die Signalquellen der Module werden gleichzeitig mit frequenzversetzten FMCW-Rampen moduliert und die aus der Reflexion resultierenden Empfangssignale im Basisband ausgewertet. Die Zwei-Wege-Charakteristiken der unterschiedlichen Kanäle können über die Leistungen bei den entsprechenden Basisbandfrequenzen ermittelt werden. Bei dieser Auswertung fließen unterschiedliche Verstärkungen im analogen Basisbandpfad der Module ein. Diese sind allerdings unabhängig vom Ablagewinkel und sind im Vergleich zu den Unterschieden der Antennencharakteristik gering. Der absolute Antennengewinn kann hier nicht bestimmt werden, da die Sendeleistung der Kanäle nicht genau bekannt ist. Die im folgenden vorgestellten Messergebnisse sind daher jeweils normiert dargestellt.

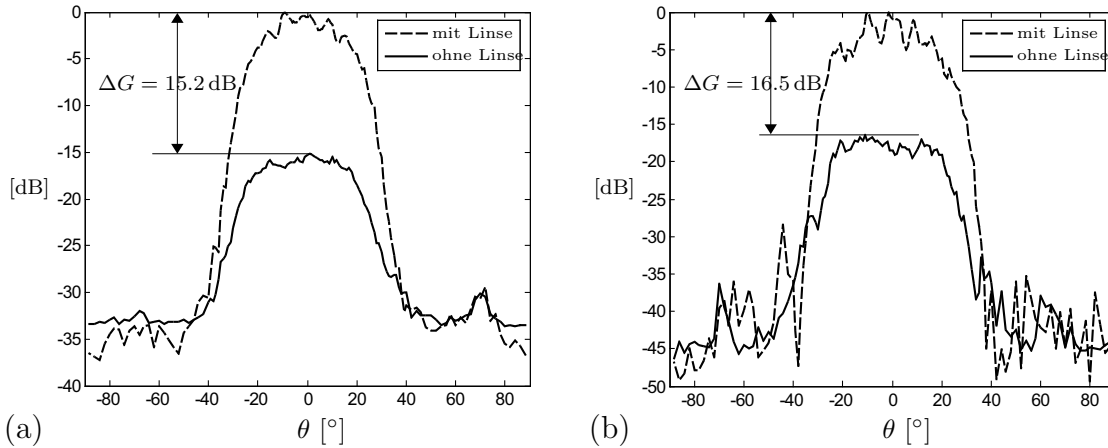
In Abb. 7.1 ist die Zwei-Wege-Charakteristik der acht Sensorkanäle ohne Zylinderlinse in Azimutrichtung {(a) und (b)} sowie mit Zylinderlinse in Azimut- und Elevationsrichtung {(c) bis (f)} dargestellt. Weiterhin ist in Abb. 7.2 die Charakteristik in



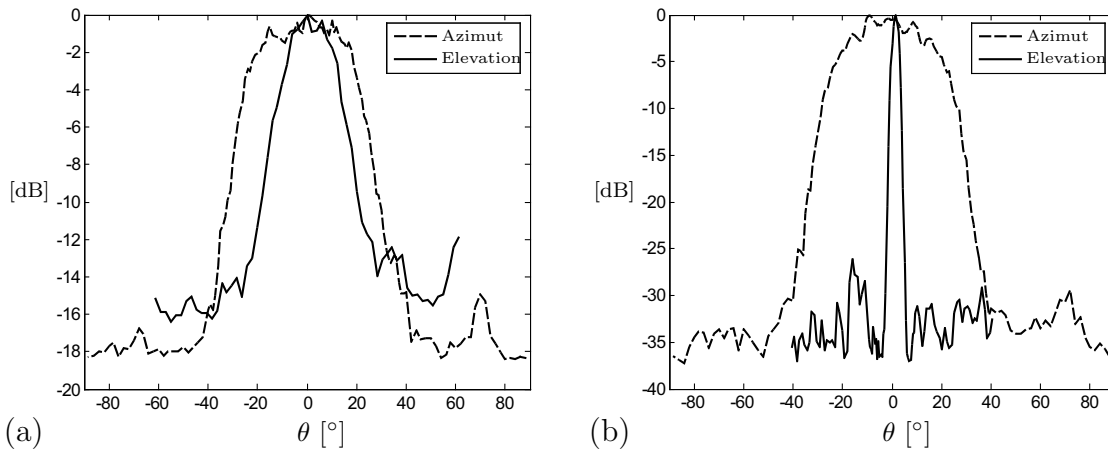


**Abb. 7.1:** Zwei-Wege Strahlungscharakteristik der 8 Kanäle des Radarsensors. Azimutcharakteristik ohne {(a) und (b)} und mit Zylinderlinse {(c) und (d)}. Elevationscharakteristik mit Zylinderlinse {(e) und (f)}. Die Werte sind jeweils auf das Maximum aller Kanäle normiert.

Azimutrichtung mit und ohne Zylinderlinse im Vergleich dargestellt. Dabei wird der Durchschnitt aller Kanäle sowie ein einzelner Kanal betrachtet. In Abb. 7.3 ist die durchschnittliche Strahlungscharakteristik aller Kanäle ohne und mit Zylinderlinse in Azimut- und Elevationsrichtung dargestellt.



**Abb. 7.2:** Vergleich der Zwei-Wege Strahlungscharakteristik in Azimutrichtung mit und ohne Zylinderlinse. Durchschnitt aller Kanäle (a) sowie für Kanal 5 (b).



**Abb. 7.3:** Mittelwert aller Kanäle der Zwei-Wege Strahlungscharakteristik in Azimut- und Elevationsrichtung ohne (a) und mit Zylinderlinse (b). Die Diagramme sind auf das jeweilige Maximum normiert.

Im Azimutwinkel ergibt sich bereits ohne Zylinderlinse eine sektorförmige Charakteristik, die aus der Veränderung der Charakteristik eines einzelnen Kanals aufgrund der Begrenzung der effektiven Apertur durch benachbarte Polyrods resultiert. Der Einfluss benachbarter Polyrods führt außerdem zu einer Welligkeit der Charakteristik innerhalb des Sektorbereiches. Diese Effekte werden auch durch die in Abschnitt 5.4.1 dargestellten Simulationsergebnisse wiedergegeben. Aus der durchschnittlichen Charakteristik in Azimut und Elevation in Abb. 7.3 (a) kann die 6-dB-Breite<sup>1</sup> im Azimut zu  $52^\circ$  bestimmt werden. In der Elevation ergibt sich eine 6-dB-Breite von  $31^\circ$ . In Elevationsrichtung ist die 6-dB-Breite geringer als in der Azimutrichtung, da die effektive Apertur in dieser Richtung nicht begrenzt wird.

Mit Zylinderlinse wird in der Elevation eine 6-dB-Breite von  $4^\circ$  erreicht. Nach Abb. 7.3 wird durch die Linse der einfache Antennengewinn um ca. 7.6 dB und damit die

<sup>1</sup>Entspricht der 3-dB-Breite der einfachen Strahlungscharakteristik.

Systemempfindlichkeit um 15.2 dB erhöht. In Azimutrichtung bewirkt die Linse eine geringfügige Reduktion der durchschnittlichen 6-dB-Breite auf  $46^\circ$ , die vermutlich durch die Beeinflussung der Phasenbelegung der wirksamen Apertur durch die Linse begründet ist. Außerdem ist eine vom lateralen Abstand der Polyrods von der Mitte der Zylinderlinse abhängige Unsymmetrie der Charakteristik zu erkennen, die aus der zunehmend unsymmetrischen Ausleuchtung der Linse resultiert. Ein weiterer Einfluss der Zylinderlinse ist eine Erhöhung der Welligkeit der Charakteristik. Eine mögliche Ursache dafür ist die kohärente Überlagerung von Signalanteilen, die aus mehrfachen Reflexionen an den dielektrischen Grenzflächen der Linse und der obersten Metallisierungslage der Sensorplatine resultieren.

Die höchsten Nebenkeulen der durchschnittlichen Zwei-Wege-Charakteristik in Azimut- und Elevationsrichtung liegen bei -30 dB bzw. -26 dB. In Azimutrichtung liegen die Nebenkeulen außerhalb des durch die Linse beeinflussten Winkelbereiches und sind daher durch die Charakteristik der Anordnung aus Patchantenne und Polyrod bedingt. Durch Optimierung dieser Anordnung lässt sich die Höhe der Nebenkeulen und damit die Dynamik weiter verbessern.

Insbesondere zwischen den Kanälen 1-4 ist eine große Variation der Strahlungscharakteristik zu erkennen. Ohne Zylinderlinse treten bereits Unterschiede bis zu 10 dB zwischen einzelnen Kanälen auf. Die wesentlichen Ursachen hierfür sind:

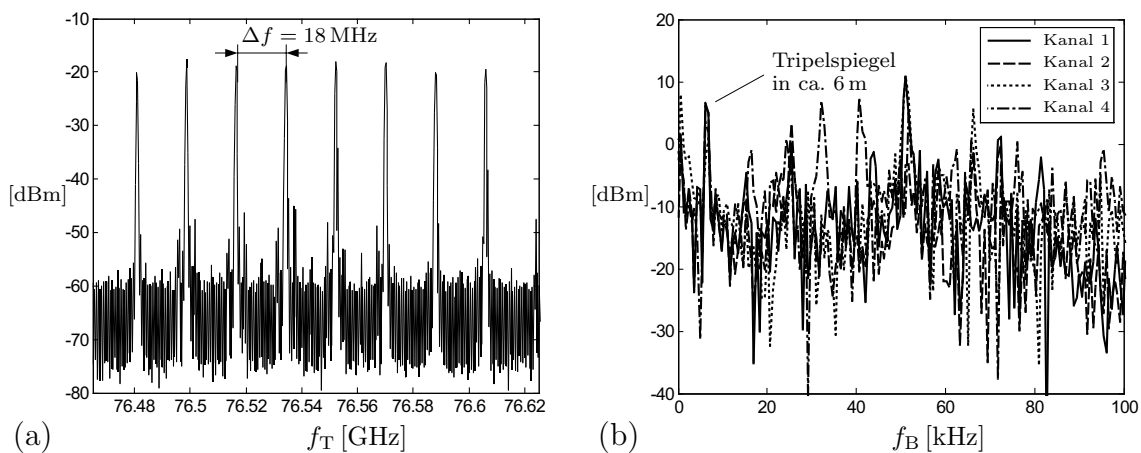
- Toleranzen aufgrund des manuellen Verklebens der Polyrods mit einem Träger,
- Unterschiede in der Sendeleistung der Quellen,
- Unterschiede der Leitungsdämpfung aufgrund verschieden langer Zuleitungen zu den Antennen (maximal ca. 3.5 dB),
- unterschiedliche Konversionsverluste der Empfangsmischer aufgrund von Komponenten- und Fertigungstoleranzen sowie der unterschiedlichen LO-Leistung.

Bei einem Aufbau aus monolithisch integrierten Sende-/Empfangsmodulen können diese Unterschiede deutlich reduziert werden.

Für die in Abb. 7.1 dargestellten Zwei-Wege-Strahlungscharakteristiken ergeben sich bei Winkelablagen im Bereich der Nebenkeulen annähernd konstante Signalpegel mit zwischen den Kanälen variierender Amplitude. Diese werden durch einen überlagerten Gleichanteil des Basisbandsignals verursacht, der bei geringen Frequenzen den Dynamikbereich der Nutzsignale begrenzt. Der Gleichanteil ist im wesentlichen durch die homodyne Mischung des an der Antenne reflektierten Signals bedingt. Unterschiede des Gleichanteils weisen daher auf unterschiedliche Anpassung der Antennen und Unterschiede in der Charakteristik des Empfangsmischers hin.

## 7.2 Hochfrequenzspektren und Basisbandsignale

Im folgenden Abschnitt werden die in den verschiedenen Betriebsmodi des Arrays gemessenen Hochfrequenzspektren und die zugehörigen Basisbandsignale vorgestellt. Beim parallelen Betrieb der acht Quellen treten durch den Aufbau bedingte Koppelungseffekte im Bereich der Phasenregelschleifen auf, die zu höheren Seitenbandrauschleistungen der HF-Signale und demzufolge zu einem erhöhten Rauschpegel der Basisbandsignale führen. Beim Betrieb mehrerer Quellen auf der gleichen Trägerfrequenz im bistatischen homodynen und heterodynen Modus ist der resultierende Rauschpegel im Basisband so hoch, dass eine Auswertung der Signale nicht mehr möglich ist. Ursachen und geeignete Abhilfemaßnahmen werden diskutiert.

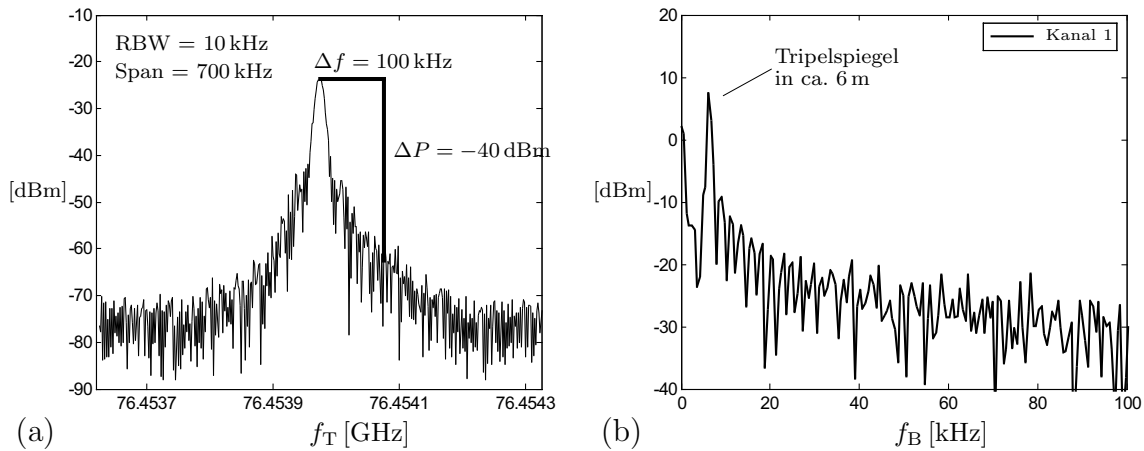


**Abb. 7.4:** (a) HF-Spektrum der acht Sendesignale bei den Startfrequenzen im monostatischen homodynen Modus. Frequenzabstand: 18 MHz. Leistung in ca. 60 cm Abstand gemessen. (b) Basisbandspektren der ersten vier Kanäle bei Frequenzmodulation mit 200 MHz Hub. Frequenzabstand der Kanäle wie in (a).

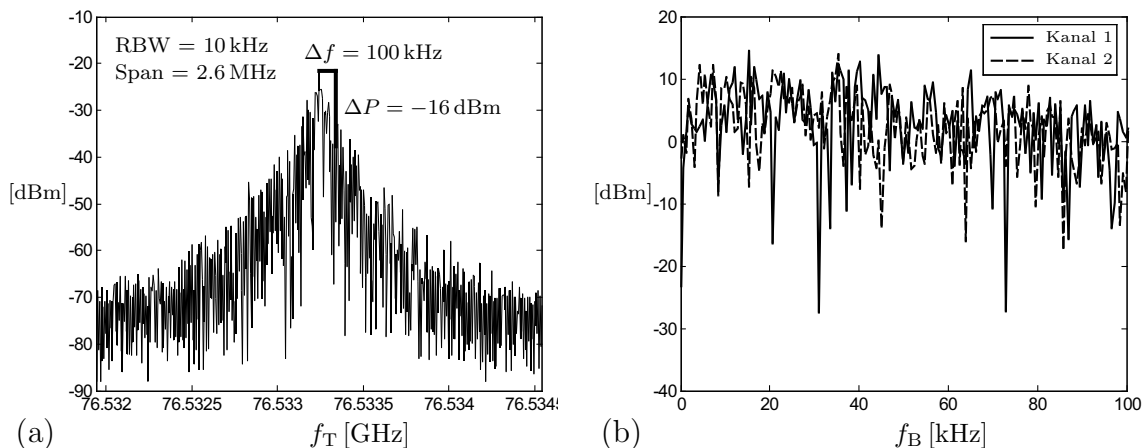
In Abb. 7.4 ist das Hochfrequenzspektrum der Dauerstrichsignale bei den Startfrequenzen aller Kanäle im monostatischen homodynen Modus dargestellt. Weiterhin sind auch die Spektren nach FFT der zugehörigen Basisbandsignale von vier der acht Kanäle dargestellt, die sich bei einer Rampe mit einem Frequenzhub von 200 MHz ergeben. Als Zielobjekt dient ein Tripelspiegel in ca. 6 m Entfernung. Der Frequenzabstand der HF-Signale beträgt 18 MHz. In den Basisbandsignalspektren aller vier Kanäle ist das aus der Reflexion am Tripelspiegel resultierende Maximum bei etwa 6 kHz zu erkennen. Zusätzlich treten bei höheren Frequenzen regellose Störsignale auf, die in Frequenz und Amplitude zwischen den Kanälen variieren. Anhand mehrerer Messungen der gleichen Anordnung ist ersichtlich, dass die Störsignale auch zwischen unterschiedlichen Messungen variieren und nicht wiederholbar sind. Trotz der Störsignale ist für niedrige Basisbandfrequenzen, also nahe Zielobjekte eine Auswertung möglich. Das Signal- zu Rauschverhältnis verbessert sich nach der Strahlformung außerdem noch um den Array-Gewinn, da die Störsignale verschiedener Kanäle keine regelmäßige Phasenbeziehung

aufweisen.

In Abb. 7.5 ist das HF-Spektrum und das zugehörige Basisbandsignal für die gleiche Frequenzrampe wie oben für einen einzelnen Kanal dargestellt. Die anderen sieben Kanäle befinden sich gleichzeitig in einem Frequenzabstand von 200 MHz mit 18 MHz relativem Frequenzabstand gestaffelt im Dauerstrichbetrieb. In diesem Fall sind im Basisbandsignal keine Störsignale enthalten. Das Phasenrauschen des HF-Signals kann aus der Spektralmessung zu ca.  $-80$  dBc/Hz bei einer Offset-Frequenz von 100 kHz abgeschätzt werden. Aus dem Vergleich der Abbildungen 7.4 und 7.5 wird deutlich, dass die Störsignale aus einer Kopplung bei dem parallelen Betrieb mehrerer Kanäle resultieren.



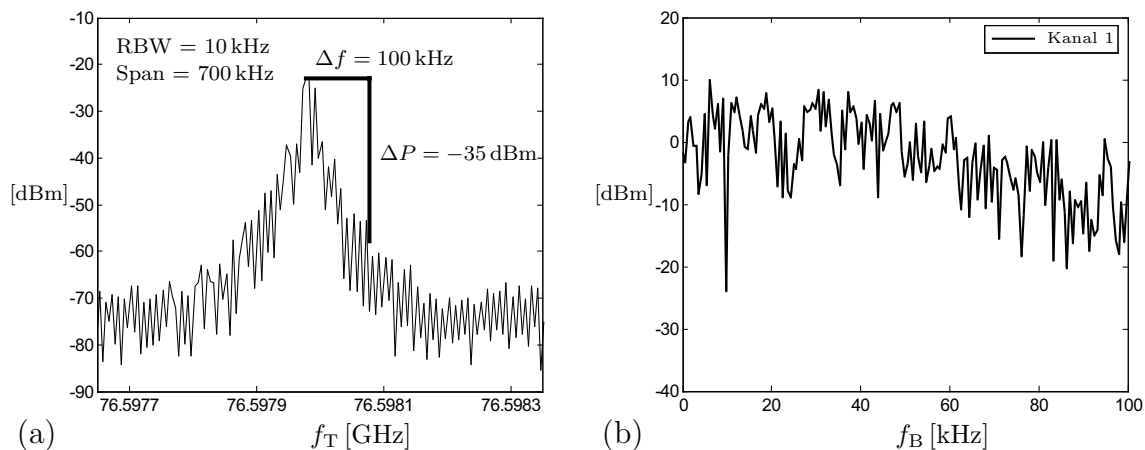
**Abb. 7.5:** (a) Spektrum eines PLL-stabilisierten Kanals (Kanal 1). Phasenrauschen ca.  $-80$  dBc/Hz bei 100 kHz Offset. (b) Spektrum des Basisbandsignals bei Frequenzmodulation. Restliche Kanäle mit einem Abstand von 200 MHz und relativem Abstand von 18 MHz, jeweils im stabilisierten CW-Betrieb.



**Abb. 7.6:** (a) Spektrum der bei gleicher Trägerfrequenz überlagerten Sendesignale aller Kanäle. Phasenrauschen ca.  $-56$  dBc/Hz bei 100 kHz Offset. (b) Spektrum der Basisbandsignale der ersten beiden Kanäle bei gleicher Frequenzmodulation aller Kanäle.

Die Stärke der Störsignale ist abhängig vom Frequenzabstand der HF-Signale. Das HF-Spektrum und die zugehörigen Basisbandsignale sind für den Fall gleicher Trägerfrequenzen, wie sie im bistatischen homodynen und heterodynen Modus auftreten, in Abb. 7.6 dargestellt. Das Phasenrauschen der HF-Signale<sup>2</sup> bei einer Offset-Frequenz von 100 kHz steigt in diesem Fall deutlich auf  $-56$  dBc/Hz an. Entsprechend ist auch der Pegel der Störsignale im Basisband erhöht. Die Basisbandverstärker werden von den Störsignalen übersteuert, so dass eine Auswertung des Nutzsignals nicht mehr möglich ist. An dieser Messung ist zu erkennen, dass die Ursache für die Störung der Basisbandsignale ein deutlich erhöhter Phasen- bzw. Amplitudenrauschpegel der HF-Signale ist, der bei homodyner Empfangsmischung ins Basisband übertragen wird.

Einen wichtigen Hinweis für die Ursache des erhöhten Phasenrauschens liefert das in Abbildung 7.7 dargestellte Ergebnis. Hier wird wie bei der in Abb. 7.5 dargestellten Messung nur ein Kanal untersucht. Die übrigen Sendesignale weisen identische Trägerfrequenzen mit einem Abstand von 200 MHz zu dem betrachteten Signal auf und befinden sich im Dauerstrichbetrieb. Das Phasenrauschen des auf einer separaten



**Abb. 7.7:** (a) Spektrum eines PLL-stabilisierten Kanals. Phasenrauschen ca.  $-75$  dBc/Hz bei 100 kHz Offset. (b) Spektrum des Basisbandsignals bei Frequenzmodulation. Restliche Kanäle mit einem Abstand von 200 MHz auf gleicher Frequenz, jeweils im stabilisierten CW-Betrieb.

Frequenz betriebenen Kanals ist bei 100 kHz Offsetfrequenz auf ca.  $-75$  dBc/Hz erhöht. Für geringere Ablagefrequenzen ist eine noch stärkere Erhöhung des Phasenrauschens zu erkennen, die allerdings aufgrund der gewählten Auflösungsbandbreite des Spektrumanalysators von 10 kHz nicht genau bestimmt werden kann. Der Rauschpegel des Basisbandsignals ist ebenfalls deutlich erhöht und das Nutzsignal bei ca. 6 kHz ist kaum noch zu erkennen.

Der Vergleich mit Abb. 7.5 zeigt, dass der relative Frequenzabstand der sieben übrigen Kanäle untereinander trotz des großen Frequenzabstandes zu dem betrachteten

<sup>2</sup>Gemessen wird hier die Überlagerung der Signale aller Kanäle.

Signal von 200 MHz einen Einfluss auf das Phasenrauschen dieses Signals hat. Daraus kann geschlossen werden, dass die Störungen durch Kopplung im Bereich niedriger Frequenzen zwischen den Phasenregelschleifen der Kanäle verursacht werden. Der kritische Koppelpfad ist die Zuleitung des 15 MHz Quarzoszillators, dessen Signal, wie in Abb. 6.1 in Abschnitt 6.1 dargestellt ist, gleichzeitig auf alle Phasenregelschleifen aufgeteilt wird. Das Signal des 18.6 GHz Referenzoszillators kann als Ursache ausgeschlossen werden, da es unabhängig von der Frequenzstaffelung der Kanäle ein geringes Phasenrauschen von -100 dBc/Hz bei 100 kHz Offset aufweist.

Das Signal des Quarzoszillators wird innerhalb der einzelnen Phasenregel-ASICs mit dem heruntergeteilten Signal eines internen Oszillators mittels eines Phasenkomparators verglichen. Eine Erklärung für die Erhöhung des Phasenrauschens ist, dass dem Referenzsignal innerhalb der Bausteine Störsignale aufmoduliert werden. Dies können die heruntergeteilten internen Oszillatorsignale, aber auch unregelmäßige Signale, wie z.B. am Ausgang der Ladungspumpe der inneren Regelschleife auftretende Signale sein. Die modulierten Quarzoszillatorsignale überlagern sich an den Referenzsignaleingängen aller PLL-Bausteine. Durch die hohen Teilerfaktoren der PLL wird die Leistung in den Seitenbändern des Referenzsignals multipliziert, so dass sich für die HF-Signalquellen ein deutlich erhöhtes Phasenrauschen ergibt.

Um die gegenseitige Störung der Phasenregelschleifen zu vermeiden, ist bei Verwendung eines gemeinsamen Quarz-Referenzoszillators eine aktive Pufferung der einzelnen Zuleitungen erforderlich, um eine hohe Isolation der Eingänge zu erreichen. Weiterhin müssen die Zuleitungen gut abgeschirmt geführt werden, um eine Einkopplung von sonstigen Störsignalen zu vermeiden. Eine alternative PLL-Struktur ist die Verwendung einer direkten digitalen Synthese (*Direct Digital Synthesis*, DDS), bei der die Referenzsignale mittels eines digitalen Bausteins und einem Digital-Analog-Wandler erzeugt werden. Die Verteilung eines gemeinsamen Referenzsignals ist in diesem Fall nicht erforderlich.

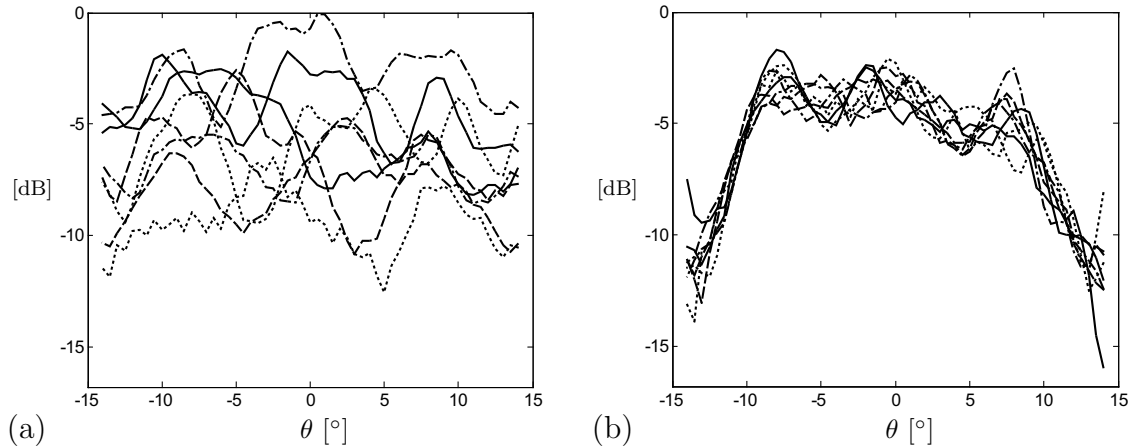
## 7.3 Kalibrierung

Für die Kalibrierung des Sensors wird der Algorithmus nach [74] eingesetzt<sup>3</sup>. Die Eingangsdaten des Kalibrieralgorithmus entsprechen für eine Kalibrierung im monostatischen homodynem Modus den Basisbandsignalen einer Messung der Zwei-Wege-Charakteristik. Die Kalibrierung wird innerhalb des eindeutigen Winkelbereichs des Arrays durchgeführt, da die verwendeten Steuervektoren linear unabhängig sein müssen. Für den im Demonstrator verwendeten Antennenabstand von  $\lambda_0$  ergibt sich im monostatischen homodynem Modus nach Gleichung 5.66 ein Eindeutigkeitsbereich von  $\pm 14.4^\circ$ . Die Basisbandsignale werden daher im Bereich  $-14^\circ \leq 14^\circ$  mit einer Schritt-

---

<sup>3</sup>Siehe auch Abschnitt 4.3.5.4.

weite von  $0.5^\circ$  gemessen. Für die weitere Signalverarbeitung werden die komplexen Amplituden bei der aus den reflektierten Signalen resultierenden Basisbandfrequenz bestimmt.



**Abb. 7.8:** Ausschnitt der Strahlungscharakteristik der 8 Kanäle im eindeutigen Azimut-Winkelbereich von  $-14^\circ \leq \theta \leq 14^\circ$ . (a) Gemessene Strahlungscharakteristik. (b) Strahlungscharakteristik nach Berücksichtigung der Korrekturmatrix.

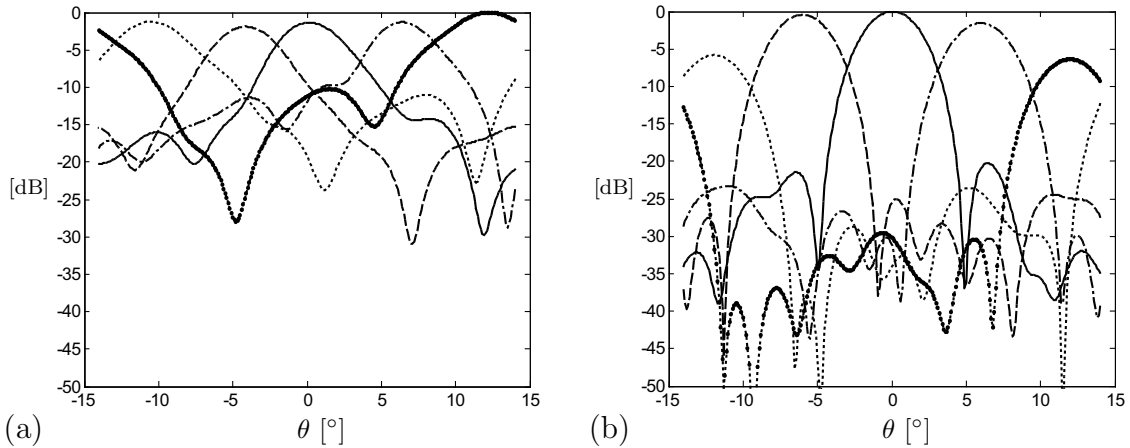
In Abb. 7.8 sind die Beträge dieser Amplituden, die der Zwei-Wege-Strahlungscharakteristik entsprechen, für die acht Sensorkanäle im eindeutigen Winkelbereich des Arrays ohne und mit Berücksichtigung der Korrekturmatrix  $\mathbf{C}^{-1}$  dargestellt. Die Unterschiede der Charakteristiken von bis zu 10 dB werden durch die Kalibrierung auf ca. 2 dB im Winkelbereich  $-12^\circ \leq 12^\circ$  verringert. Außerhalb des Winkelbereiches  $-10^\circ \leq 10^\circ$  werden die Beträge durch die errechneten Korrekturfaktoren zum Teil deutlich reduziert, so dass sich dort ein entsprechend geringerer Array-Gewinn ergibt und die Systemempfindlichkeit reduziert ist<sup>4</sup>.

In Abb. 7.9 sind die Ergebnisse einer einfachen Strahlformung ohne und mit Kalibrierung für fünf feste Einfallsrichtungen dargestellt. Die resultierenden Hauptkeulen sind bereits ohne Kalibrierung zu erkennen. Allerdings stimmen die Winkelablagen der Maxima nicht exakt mit den Einfallsrichtungen überein und die maximalen Nebenkeulen liegen nur etwa -10 dB unterhalb der Hauptmaxima. Nach Kalibrierung ergeben sich symmetrische und mit den Einfallsrichtungen konforme Hauptkeulen. Die maximalen Nebenkeulen liegen je nach Einfallsrichtung zwischen -20 dB und -25 dB. Dieses Niveau ist durch die verbleibenden Amplituden- und Phasenfehler bedingt und kann auch durch Gewichtung der Kanäle nicht weiter verringert werden. Eine weitere Reduktion ist nur durch geringere Abweichungen zwischen den Strahlungscharakteristiken der Kanäle zu erzielen.

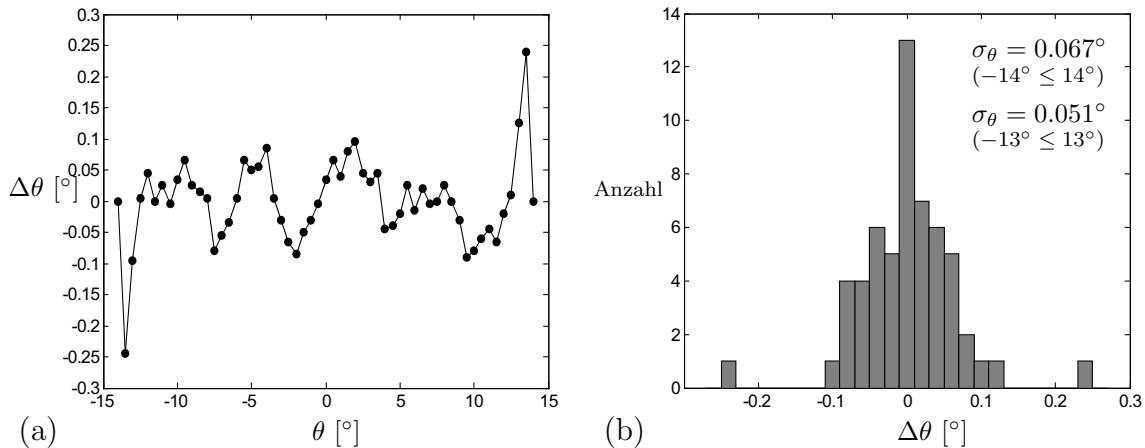
Die nach Kalibrierung resultierenden Winkeldifferenzen zwischen geschätzten und

<sup>4</sup>Daraus ergibt sich für das System kein Nachteil, da für größere Winkelablagen nicht die volle Reichweite erforderlich ist.





**Abb. 7.9:** Ergebnis der Strahlformung für aus den Richtungen  $\pm 12^\circ$ ,  $\pm 6^\circ$  und  $0^\circ$  einfallende Signale ohne (a) und mit Berücksichtigung (b) der Korrekturmatrix. Die Amplituden der Kanäle sind in beiden Fällen mit einer 30-dB Chebyshev-Fensterung gewichtet.



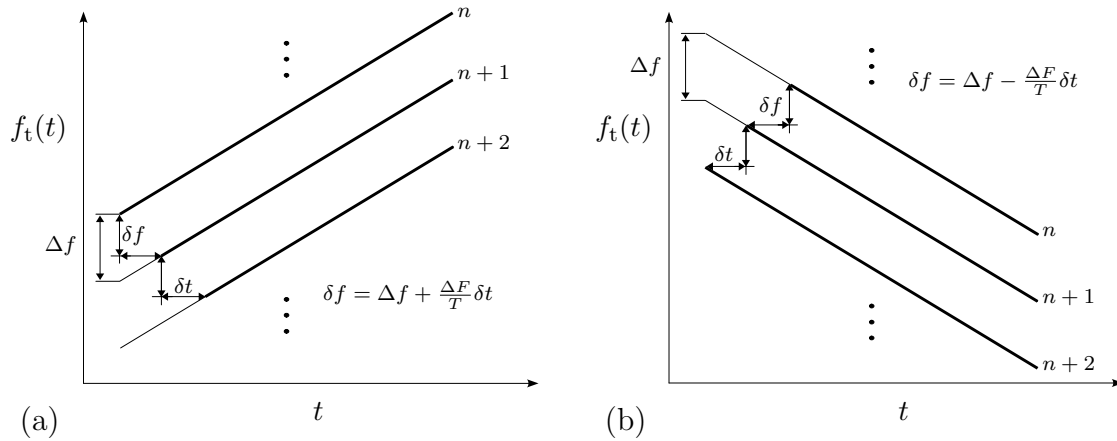
**Abb. 7.10:** Fehler der Winkelschätzung nach Kalibrierung im eindeutigen Azimut-Winkelbereich. (a) Differenz zwischen tatsächlichem und geschätztem Azimutwinkel. (b) Histogramm der Winkeldifferenzen.

tatsächlichen Ablagewinkeln sowie das zugehörige Histogramm sind für die bei der Kalibrierung verwendeten 57 Messungen im eindeutigen Winkelbereich des Arrays in Abb. 7.10 dargestellt. Die Standardabweichung der Winkelschätzung liegt für die zugrunde liegenden Messwerte bei  $\sigma_\theta = 0.051^\circ$  im Winkelbereich  $-13^\circ \leq \theta \leq 13^\circ$ .

## 7.4 Messungen mit monostatischer Signalauswertung

Das Modulations- und Auswertungskonzept zur direkten Entfernung- und Geschwindigkeitsschätzung für ein Array aus FMCW-Sende-/Empfangsmodulen ist in Kapitel 5 beschrieben. Den im folgenden vorgestellten Ergebnissen liegt eine Modulationsfolge aus drei Frequenzrampen entsprechend Abb. 5.6 zugrunde. Der Betrag des Frequenz-

hubs beträgt in allen Fällen  $\Delta F = 200$  MHz, die Rampendauer  $T = 1.3$  ms. Die ersten beiden Rampen werden mit negativem Frequenzhub moduliert und es werden unterschiedliche Frequenzabstände zwischen den Sendesignalen bei zeitgleichem Modulationsbeginn gewählt. Die absoluten Frequenzabstände der Signale benachbarter Kanäle



**Abb. 7.11:** Darstellung der effektiv wirksamen Frequenzmodulation und der effektiven Frequenzabstände benachbarter Rampen im monostatischen homodynen Modus bei Auswertung zeitversetzter Basisbandsignale. (a) steigende Frequenzrampe:  $s_{B,n}(t + n \cdot \delta t)$ ; (b) fallende Frequenzrampe:  $s_{B,n}(t + (N - n) \cdot \delta t)$ .

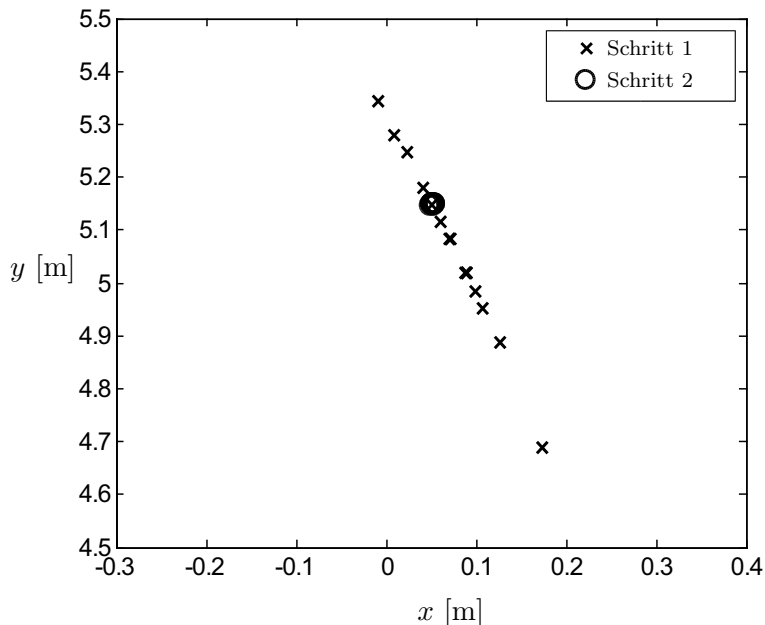
werden für alle Rampen gemäß den Überlegungen in Abschnitt 5.2.1.3 größer als der für die Entkopplung der Kanäle erforderliche Mindestfrequenzabstand gewählt. Der Frequenzabstand der Sendesignale benachbarter Kanäle weist zwischen den ersten beiden mit gleicher Frequenzänderungsrate modulierten Rampen eine Differenz auf. Durch die Auswertung zeitversetzter Ausschnitte der Basisbandsignale können entsprechend Abb. 7.11 unterschiedliche effektive Frequenz- und Zeitabstände für die Sendesignale benachbarter Kanäle eingestellt werden. Damit kann die Genauigkeit und der Eindeutigkeitsbereich der direkten Entfernung- und Geschwindigkeitsschätzung beeinflusst werden. Die möglichen Werte der Zeitverschiebung sind dabei nicht auf die diskreten Abtastzeitpunkte der Basisbandsignale beschränkt, sondern können durch Interpolation prinzipiell beliebig gewählt werden. Der effektive Frequenzversatz zwischen den Sendesignalen benachbarter Kanäle ergibt sich aus dem absoluten Frequenzversatz  $\Delta f$  und dem gewählten Zeitversatz  $\delta t$  zu  $\delta f = \Delta f + \frac{|\Delta F|}{T} \cdot \delta t$ .

### 7.4.1 Genauigkeit der Entfernungs- und Geschwindigkeitsschätzung

Die erreichbare Genauigkeit der direkten Entfernung- und Geschwindigkeitsschätzung aus Basisbandfrequenz- und Ablagewinkel der für die ersten beiden Rampen des oben beschriebenen Modulationszyklus resultierenden Signale wurde in Abschnitt 5.3.3 theoretisch untersucht. Im folgenden werden die Ergebnisse statischer Messungen mit ein-

zelenen Tripelspiegeln als Reflektoren dargestellt. Dabei wird zum einen der Einfluss der Differenz des effektiven Zeit- und Frequenzversatzes der Sendesignale benachbarter Kanäle aus den ersten beiden Rampen untersucht. Zum anderen wird durch Verwendung mehrerer Tripelspiegel mit unterschiedlichen Rückstreuquerschnitten<sup>5</sup> der Einfluss des Signal- zu Rauschverhältnisses der Basisbandsignale berücksichtigt. Die Entfernung der Tripelspiegel zum Sensor beträgt für alle Messungen ca. 5 m. Zur Auswertung werden 15 aufeinander folgende Modulationsfolgen herangezogen.

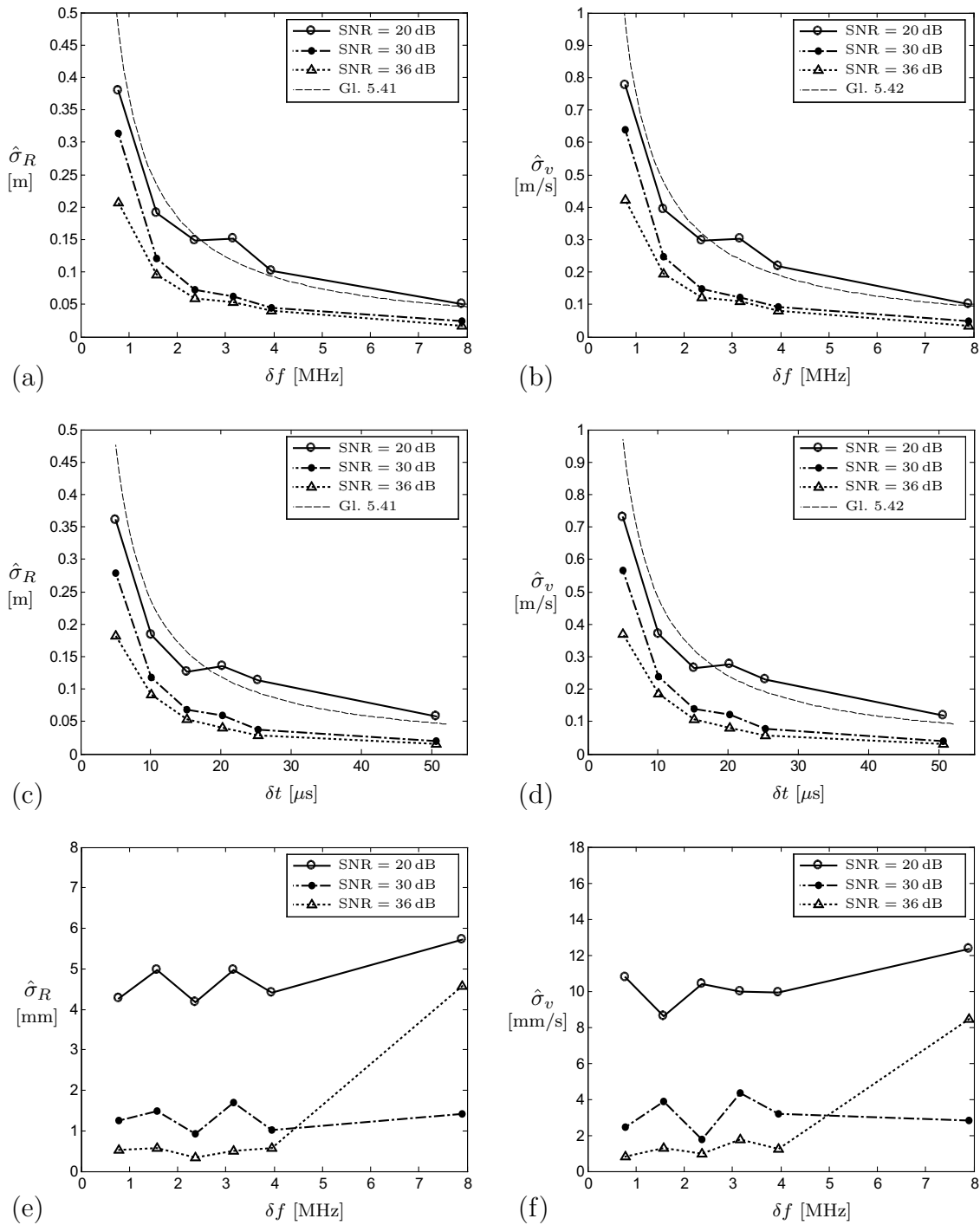
In Abb. 7.12 ist das Ergebnis der Schätzung von lateraler und longitudinaler Entfernung  $x$  bzw.  $y$  für eine Sequenz aus 15 Messungen dargestellt. Dabei ist das Ergebnis der Schätzung aus Winkeldifferenz und Basisbandfrequenz der Signale aus den ersten beiden Rampen (Schritt 1 nach Abschnitt 5.3) sowie der Schätzung aus den unterschiedlichen Basisbandfrequenzen der zweiten und dritten Rampe (Schritt 2) gekennzeichnet. Es ist zu erkennen, dass die Genauigkeit der Schätzung aus zwei Frequenzen



**Abb. 7.12:** Darstellung der geschätzten lateralen ( $x$ ) und longitudinalen ( $y$ ) Position eines Tripelspiegels aus 15 Messungen. Dargestellt ist das Ergebnis der Schätzung aus Winkeldifferenz und Basisbandfrequenz zweier homodyner Rampen entsprechend Gleichungen 5.30 und 5.31 (Schritt 1) sowie aus der Schätzung aus zwei Basisbandfrequenzen (Schritt 2). Der verwendete Modulationszyklus entspricht Abb. 5.6. Parameter:  $\Delta F = 200$  MHz,  $T = 1.3$  ms,  $\delta f = 790$  kHz,  $\delta t = 0$ .

deutlich besser ist als die aus Winkeldifferenz und Frequenz. Für den ersten Schritt der Schätzung ergibt sich in Abhängigkeit von dem Entfernungs- und Geschwindigkeits-Schätzfehler und der Differenz der effektiven Zeit- und Frequenzabstände der Rampen benachbarter Kanäle nach Gleichung 5.8 ein Fehler in der Schätzung des Azimutwinkels von  $\Delta\theta \simeq \arcsin \left[ \frac{1}{d} \cdot \left( v \cdot \delta t + R_0 \cdot \frac{\delta f}{f_0} \right) \right]$ .

<sup>5</sup>Rückstreuquerschnitte bei 77 GHz: 14.4 dBsm, 24.6 dBsm und 36.1 dBsm.



**Abb. 7.13:** Standardabweichungen der Schätzung von  $R$  und  $v$  für unterschiedliche Modulationsparameter und Signal- zu Rauschverhältnisse. (a) und (b): Direkte Entfernungs- und Geschwindigkeitsschätzung nach Gleichungen 5.30 und 5.31 mit reiner Frequenzdifferenz der Rampen. (c) und (d): Schätzung mit reiner Zeitdifferenz der Rampen. (e) und (f): Parameterschätzung aus zwei Basisbandfrequenzen. In den Abb. (a) bis (d) sind zusätzlich die theoretischen Standardabweichungen für  $\sigma_\theta = 0.05^\circ$  und  $\sigma_f = 0.008/T$  dargestellt.

Nach den Betrachtungen in Abschnitt 5.3.3.1 wird die maximale Schätzgenauigkeit bei Berücksichtigung der Randbedingung durch den Eindeutigkeitsbereich der Parameterschätzung entweder bei reinem Frequenzversatz oder reinem Zeitversatz der Rampen erreicht. In Abb. 7.13 sind die gemessenen Standardabweichungen<sup>6</sup> der Entfernung- und Geschwindigkeitsschätzung in Abhängigkeit vom Frequenzabstand  $\delta f$  bei  $\delta t = 0$  sowie vom Zeitabstand  $\delta t$  bei  $\delta f = 0$  für drei unterschiedliche Signal- zu Rauschverhältnisse dargestellt. Weiterhin ist die Genauigkeit der Parameterschätzung aus den Basisbandfrequenzen der zweiten und dritten Rampe in Abhängigkeit von der Frequenzdifferenz dargestellt. Erwartungsgemäß ist dort keine Frequenzabhängigkeit zu erkennen. Die Standardabweichungen bei einem Signal- zu Rauschverhältnis von 36 dB und 8 MHz Frequenzdifferenz sind als Ausreißer zu werten, die durch stärkere Störsignalannteile in den Basisbandsignalen einiger Messungen zu erklären sind. In den Diagrammen (a) bis (d) sind zusätzlich die sich aus den Gleichungen 5.41 und 5.42 ergebenden theoretischen Kurven eingezeichnet. Dabei ist eine Standardabweichung der Winkelschätzung von  $\sigma_\theta = 0.05^\circ$  und eine Standardabweichung der Frequenzschätzung von  $\sigma_f = \frac{0.008}{T} = 6.15 \text{ Hz}$  angenommen<sup>7</sup>.

Die Ergebnisse zeigen die  $\frac{1}{\delta f}$ - bzw.  $\frac{1}{\delta t}$ -Abhängigkeit der Standardabweichungen der Schätzung aus Winkeldifferenz und Frequenz. Gemessen an den maximalen Frequenz- und Zeitversätzen, die sich bei Eindeutigkeitsbereichen von 200 m und 250 km/h zu  $\delta f_{\max} = 375 \text{ kHz}$  und  $\delta t_{\max} = 14 \mu\text{s}$  ergeben<sup>8</sup>, wird bei der Schätzung mit rein zeitversetzten Rampen die größere Schätzgenauigkeit erreicht. Unter den gegebenen Eindeutigkeitsbereichen ist also die Auswertung mit einem Zeitversatz von  $\pm 14 \mu\text{s}$  optimal. Dabei wird für ein Signal- zu Rauschverhältnis von 20 dB eine Standardabweichung der Entfernungsschätzung von  $\hat{\sigma}_R \simeq 15 \text{ cm}$  und der Geschwindigkeitsschätzung von  $\hat{\sigma}_v \simeq 0.3 \text{ m/s}$  erreicht.

Die Genauigkeit der Entfernung- und Geschwindigkeitsschätzung aus zwei unterschiedlichen Basisbandfrequenzen ist, gemessen an den Standardabweichungen, um mehr als eine Größenordnung genauer als die Schätzung aus Winkeldifferenz und Frequenz. Der Grund dafür ist die geringere Standardabweichung der Frequenzschätzung gegenüber der Winkelschätzung. Die Standardabweichung der Entfernungsschätzung liegt z.B. für ein Signal- zu Rauschverhältnis von 20 dB bei ca.  $\hat{\sigma}_R \simeq 4.5 \text{ mm}$ . Um eine hohe Genauigkeit zu erzielen, ist daher der zweite Schritt der Parameterschätzung aus den Basisbandfrequenzen erforderlich.

Die Ergebnisse der Messungen stimmen sehr gut mit den in Abschnitt 5.3.3.2 unter

<sup>6</sup>Unter der Annahme Gaußverteilter Messwerte.

<sup>7</sup>Die angenommene Standardabweichung der Winkelschätzung entspricht der Genauigkeit nach Kalibrierung, die mit dem Sensor erreicht wird; siehe Abb. 7.10. Der Wert für die Standardabweichung der Frequenzschätzung entspricht dem in [57] empirisch bestimmten Wert, der ab einem Signal- zu Rauschverhältnis von ca. 20 dB erreicht wird.

<sup>8</sup>Siehe Abschnitt 5.3.2.

Berücksichtigung praktischer Schätzgenauigkeiten für Winkel und Frequenz abgeleiteten theoretischen Werten überein. Die mit der direkten Schätzung der Objektparameter aus Winkeldifferenz und Frequenz erreichbare Genauigkeit ist bereits so gut, dass eine deutliche Eingrenzung der tatsächlichen Objektparameter erreicht wird, durch die der Aufwand der folgenden Parameterschätzung aus den Basisbandfrequenzen deutlich reduziert wird.

### 7.4.2 Dynamische Objekte

Die für die direkte Entfernungs- und Geschwindigkeitsschätzung relevante Phasenverschiebung der Basisbandsignale zweier aufeinander folgender Rampen wird indirekt über die Winkeldifferenz zusammengehörender Detektionen bestimmt. Dabei wird angenommen, dass die laterale Position des Reflexionspunkts bei beiden Messungen identisch ist und die Winkeldifferenz ausschließlich durch die relativen Frequenz- und Zeitabstände der Rampen sowie durch die Objektentfernung und -geschwindigkeit bestimmt ist. Bei relativ zum Sensor bewegten Objekten können zusätzliche Beiträge zur Winkeldifferenz durch Fluktuation der lateralen Position des Reflexionspunktes oder durch Querbewegungen auftreten.

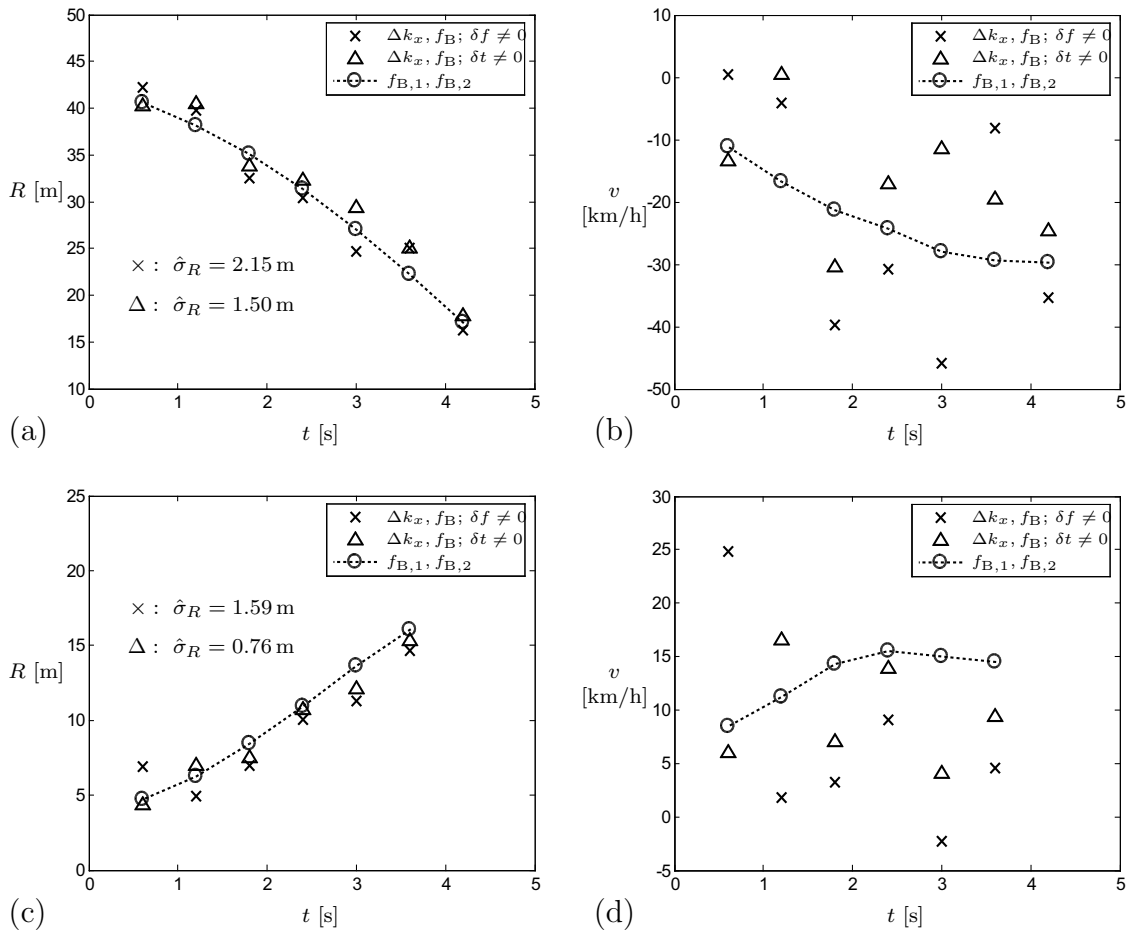
Um die Anwendbarkeit des Auswertungskonzeptes für dynamische Objekte zu überprüfen, wurden Messungen mit einem relativ zum Sensor bewegten Fahrzeug durchgeführt. Um trotz der durch den Sensor bedingten Störsignale<sup>9</sup> ein für die Detektion ausreichendes Signal- zu Rauschverhältnis zu erzielen, musste am Fahrzeug ein Tripel- spiegel befestigt werden. Die Ergebnisse der Entfernungs- und Geschwindigkeitsschätzung für ein auf den Sensor zu fahrendes sowie ein vom Sensor weg bewegtes Fahrzeug sind in Abb. 7.14 dargestellt. Dabei sind die Ergebnisse der direkten Entfernungs- und Geschwindigkeitsschätzung sowie die Schätzung aus zwei Basisbandfrequenzen dargestellt. Das Signal- zu Rauschverhältnis der Basisbandsignale beträgt gemessen an dem durchschnittlichen Rauschpegel je nach Entfernung zwischen 10 dB und 25 dB. Zusätzlich treten allerdings starke Störsignale bei unterschiedlichen diskreten Frequenzen auf.

Wie bei den statischen Messungen ist auch hier zu erkennen, dass die direkte Schätzung mit reinem Zeitversatz der Rampen eine höhere Genauigkeit aufweist als bei reinem Frequenzversatz. Dabei muss auch berücksichtigt werden, dass der Zeitversatz von  $\delta t = 5 \mu\text{s}$  noch innerhalb des für eindeutige Parameterschätzung erforderlichen Bereiches von  $-14 \mu\text{s} \leq \delta t \leq 14 \mu\text{s}$  liegt, während die Frequenzdifferenz von  $\delta f = 790 \text{ kHz}$  bereits über der Grenze des Eindeutigkeitsbereiches von 375 kHz liegt. Nimmt man die Ergebnisse der Schätzung aus den beiden Basisbandfrequenzen als tatsächliche Entfernung bzw. Geschwindigkeit an und bildet für den ersten Schritt der Schätzung die Differenzen zu diesen Werten, so erhält man für die resultierenden Werte die in den

---

<sup>9</sup>Siehe Abschnitt 7.2.

Abbildungen dargestellten Streuungen. Diese Streuungen sind aufgrund der geringen Anzahl zugrunde liegender Messwerte und der variierenden Entfernungen und damit variierender Signalleistungen nicht exakt mit den im vorigen Abschnitt vorgestellten Streuungen vergleichbar. Es kann unter Berücksichtigung des im Mittel geringeren Signal- zu Rauschverhältnisses dennoch festgestellt werden, dass die Schätzgenauigkeit mit der für die statischen Messungen ermittelten Schätzgenauigkeit vergleichbar ist.



**Abb. 7.14:** Entfernungs- und Geschwindigkeitsschätzung für eine Sequenz von Messungen eines bewegten Fahrzeugs. Dargestellt sind jeweils die Ergebnisse der Schätzung aus zwei homodynen Rampen mit reinem Frequenzversatz ( $\delta f = 790$  kHz) bzw. Zeitversatz ( $\delta t = 5 \mu\text{s}$ ) sowie die Schätzung aus zwei unabhängigen Basisbandfrequenzen. (a) und (b): Auf den Sensor zu fahrendes Fahrzeug; (c) und (d): Sich vom Sensor entfernendes Fahrzeug.

Zwischen der Größe der Schätzfehler und der Objektentfernung und damit dem Signal- zu Rauschverhältnis ist allerdings keine Abhängigkeit zu erkennen. Dies deutet darauf hin, dass die Schätzgenauigkeit hier nicht durch die Überlagerung von weißem Rauschen, sondern durch andere Fehlerursachen begrenzt wird. Eine mögliche Ursache sind die in Abschnitt 7.2 beschriebenen Störsignale, deren maximale Amplituden mit höherer Frequenz zunehmen und die sich daher bei den hier vorliegenden höheren Ba-

sisbandfrequenzen der Nutzsingale stärker auswirken als bei den statischen Messungen mit geringen Objektentfernungen. Für die laterale Fluktuation des Reflexionspunktes zwischen den Messungen als Fehlerursache ist eine annähernd lineare Abnahme der Schätzfehler für  $R$  und  $v$  mit zunehmender Entfernung zu erwarten, da sich die resultierende Winkelabweichung zu  $\Delta\theta = \frac{\Delta x}{R_0}$  ergibt<sup>10</sup>. Aufgrund der geringen Anzahl an Messwerten und dem ebenfalls vorhandenen, sich entgegengesetzt auswirkenden Einfluss des mit der Entfernung abnehmenden Signal- zu Rauschverhältnisses kann diese Abhängigkeit nicht aus den Messdaten abgeleitet werden.

Zusammenfassend ist festzustellen, dass die direkte Entfernungs- und Geschwindigkeitsschätzung auch bei dynamischen Objekten mit vergleichbarer Genauigkeit wie im statischen Fall angewendet werden kann. Anzumerken ist, dass durch den für die vorgestellten Messungen am Fahrzeug angebrachten Tripelspiegel ein dominanter Reflektor vorgegeben ist. In Situationen, in denen mehrere vergleichbar große Reflektoren, die nicht im Winkel getrennt werden können, zum Signal beitragen, kann es möglicherweise durch Verschiebung der relativen Phasenlage durch die Fahrzeugbewegung zwischen den beiden aufeinander folgenden Rampen zu stärkeren Fluktuationen der effektiven Reflektorposition und damit zu größeren Fehlern der direkten Entfernungs- und Geschwindigkeitsschätzung kommen.

### 7.4.3 Winkeltrennfähigkeit

Für die Untersuchung der Winkeltrennfähigkeit wurden zwei Tripelspiegel mit einer Kantenlänge von 10 cm und damit einem Rückstreuquerschnitt von 14 dBsm bei einer Frequenz von 76.5 GHz in ca. 5 m Entfernung vor dem Sensor positioniert. Daraus resultiert ein Signal- zu Rauschverhältnis der Basisbandsingale von ca. 20 dB. Der laterale Abstand der Tripelspiegel wurde zwischen 8 cm und 80 cm variiert. Dies entspricht Differenzwinkeln zwischen  $0.95^\circ$  und  $9.4^\circ$ . Bei jeder eingestellten Winkeldifferenz wurde eine Sequenz von 15 Messungen aufgezeichnet. Die Ergebnisse der Winkelschätzung sind für drei verschiedene Algorithmen in Abb. 7.15 dargestellt:

- die einfache (signalunabhängige) Strahlformung nach Abschnitt 4.3.4,
- das *Minimum-Variance* Verfahren (Capon) nach Abschnitt 4.3.5.1 sowie
- das MUSIC Verfahren nach Abschnitt 4.3.5.2<sup>11</sup>.

Dabei ist jeweils auch die Streuung der Winkelschätzung für die 15 Messungen eingezeichnet. Die aus der Reflexion beider Tripelspiegel resultierenden Basisbandsingale besitzen die gleiche Frequenz und können daher eine Korrelation aufweisen<sup>12</sup>. Für die bei-

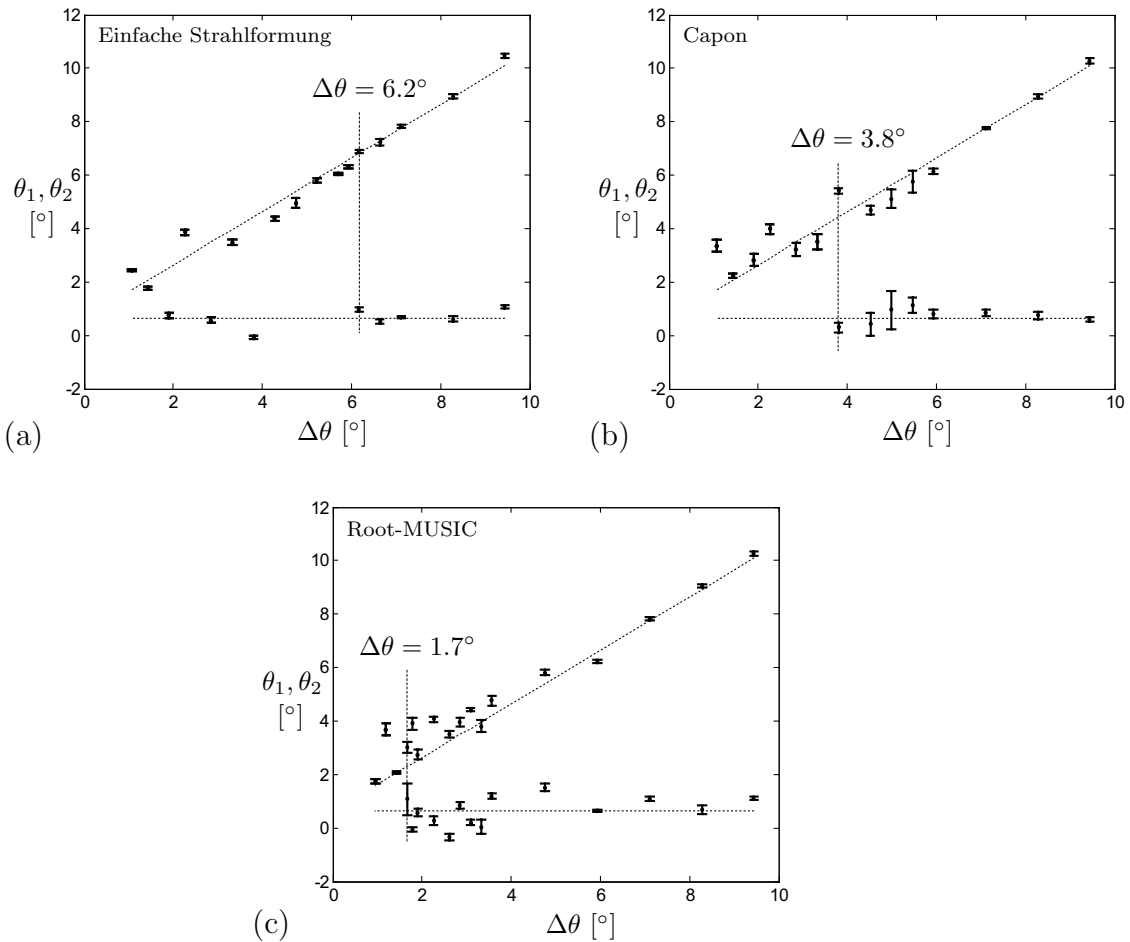
<sup>10</sup>Dabei ist  $\Delta x$  die laterale Differenz der Reflexionspunkte.

<sup>11</sup>Die Maxima des Pseudospektrums werden hier in Form des Root-MUSIC Algorithmus berechnet.

<sup>12</sup>Der normierte Korrelationskoeffizient zweier sinusförmiger Signale ist entsprechend  $\rho_{s,g} = \cos \varphi_{s,g}$  von der Phasendifferenz  $\varphi_{s,g}$  der Signale abhängig und nimmt daher Werte im Bereich  $[-1; 1]$  an.



den adaptiven Verfahren wird daher die Kovarianzmatrix durch Vorwärts-Rückwärts-Mittelung sowie durch räumliche Glättung über zwei Sub-Arrays gemittelt<sup>13</sup>.



**Abb. 7.15:** Schätzung der Ablagewinkel zweier Tripelspiegel aus 15 Messungen. Auswertung mit unterschiedlichen Algorithmen. (a) Einfache Strahlformung; (b) Capon-Strahlformung; (c) Root-MUSIC-Algorithmus. Die tatsächlichen Positionen liegen entlang der gestrichelten Linie.

Bei der Winkelschätzung mit einfacher Strahlformung werden die Reflektoren bei Fensterung der Beiträge der acht Kanäle mit einer 25 dB-Chebyshev-Wichtung ab einer Winkeldifferenz von  $6.2^\circ$  getrennt detektiert, bei Rechteckfensterung ab  $5.8^\circ$ . Für die einfache Array-Apertur von  $7\lambda_0$  und die Chebyshev-Wichtung ergibt sich nach dem Raleigh-Kriterium<sup>14</sup> eine theoretische Trennfähigkeit von  $9.8^\circ$ . Die Trennfähigkeit wird im monostatischen homodynem Modus durch die synthetische Verdopplung der Apertur etwa im gleichen Verhältnis verbessert.

Für Winkeldifferenzen unterhalb der Trennfähigkeitsgrenze variiert der geschätzte Winkel stark. Dies ist durch die vergleichbare Signalamplitude der Beiträge beider

<sup>13</sup>Siehe Abschnitt 4.3.5.3.

<sup>14</sup>Das Raleigh-Kriterium definiert den Ablagewinkel der ersten Nullstelle eines Strahlungsdiagramms als die theoretische Trennfähigkeit (siehe z.B. [38]).

Reflektoren und die positionsabhängig variierende relative Phasenlage bedingt, die zu unterschiedlichen Überlagerungen führt.

Bei den adaptiven Verfahren ist aufgrund der Mittelung der Kovarianzmatrix über zwei Sub-Arrays die einfache Apertur auf  $6\lambda_0$  reduziert und somit eine Apertur von  $12\lambda_0$  wirksam. Die 3-dB-Breite der Hauptkeule bei einfacher Strahlformung liegt damit bei ca.  $5.8^\circ$ . Mit dem Minimum-Variance-Verfahren können die Tripelspiegel ab einer Winkeldifferenz von  $3.8^\circ$  getrennt werden, bei Verwendung des Root-MUSIC-Algorithmus<sup>15</sup> bereits ab  $1.7^\circ$ . Mit den adaptiven Verfahren ist also eine deutliche Verbesserung der Winkeltrennfähigkeit möglich. Es ist allerdings auffällig, dass die Winkelschätzung der adaptiven Verfahren, insbesondere für das Minimum-Variance-Verfahren, unterhalb der Trennfähigkeitsgrenze der einfachen Strahlformung eine deutlich erhöhte Streuung aufweisen. Die zusätzliche Abweichung der Mittelwerte von den tatsächlichen Winkelablagen kann auch bei einfacher Strahlformung beobachtet werden. Eine mögliche Ursache dafür ist die begrenzte Genauigkeit der Kalibrierung aufgrund der starken Unterschiede zwischen den Strahlungscharakteristiken der Kanäle.

---

<sup>15</sup>Das gleiche Ergebnis erhält man auch für den Standard-MUSIC-Algorithmus.



## 8 Zusammenfassung

Die vorliegende Arbeit befasst sich mit einem neuartigen Systemkonzept für mehrkanalige Radarsensoren mit kohärenter Signalauswertung in Form der digitalen Strahlformung im Millimeterwellen-Bereich. Die Erweiterung gegenüber bekannten Systemen besteht in der Verwendung eigenständiger Sende-/Empfangsmodule für die einzelnen Kanäle. Ausgangspunkt für diesen Systemansatz sind die Vorteile, die sich bei einer monolithischen Integration der Sende-/Empfangsmodule ergeben. Dies ist zum einen die Vereinfachung der Aufbau- und Verbindungstechnik gegenüber hybriden Aufbauten, da die Signale im Millimeterwellen-Frequenzbereich ausschließlich auf den integrierten Modulen geführt werden. Damit sind Verbindungen zwischen Chip und Substrat nur in niedrigeren Frequenzbereichen erforderlich und die Anforderungen an das Substrat werden deutlich reduziert. Weitere Vorteile sind die einfachere Prüfbarkeit auf Modulebene gegenüber der Prüfung einzelner Teilschaltungen und die hohe Modularität des Konzeptes durch die Verwendung eines einheitlichen Sende-/Empfangsmoduls.

Die Untersuchung des Konzeptes wird in zwei Aspekte unterteilt. Zum einen werden die grundlegenden Eigenschaften unabhängig von der technologischen Realisierung betrachtet. Zum anderen wird die Möglichkeit der monolithischen Integration im höheren Millimeterwellen-Frequenzbereich anhand der Umsetzung von Schlüsselkomponenten eines Sende-/Empfangsmoduls, Oszillator und Antenne, in aktuellen SiGe-BiCMOS Halbleiterprozessen aufgezeigt.

Als Modulation der Signalquellen wird das FMCW-Verfahren zugrunde gelegt. Ausgehend von den Eigenschaften der FMCW-Modulation bei Verwendung einer einzelnen Signalquelle werden verschiedene Modulationsschemata für die parallele Modulation mehrerer Quellen abgeleitet, die sich bei Anwendung auf eine Gruppenanordnung von Sende-/Empfangsmodulen hinsichtlich der Eigenschaften der Sende- und Empfangscharakteristik der Gruppe unterscheiden. Bei Verwendung synchroner Signale wird im Sendefall ein Summendiagramm gebildet, dessen Charakteristik durch die Anzahl der aktiven Kanäle beeinflusst werden kann. Werden die Sendesignale der Module durch Frequenzmultiplex entkoppelt, so können die Empfangssignale unabhängig voneinander jeweils monostatisch ausgewertet werden. Dies hat zur Folge, dass die physikalische Apertur synthetisch verdoppelt wird und sich entsprechend die Schätzgenauigkeit der Position und die Trennfähigkeit von Objekten in lateraler Richtung verbessert.

Die prinzipielle Kopplung von Entfernung und Geschwindigkeit in der Basisband-

frequenz, die einen wesentlichen Nachteil der FMCW-Modulation darstellt, kann in Verbindung mit der unabhängigen monostatischen Signalauswertung einer Gruppe von Sende-/Empfangsmodulen aufgelöst werden. Ein Zeit- oder Frequenzversatz zwischen den Sendesignalen führt zu einer zusätzlichen Kopplung der Entfernung und Geschwindigkeit in der relativen Phasenlage der Basisbandsignale unterschiedlicher Module. Da die Phasendifferenz benachbarter Module bei der Winkelschätzung mittels digitaler Strahlformung ausgewertet wird, erhält man über den Ablagewinkel eine zusätzliche Information, in der die Entfernung und Geschwindigkeit enthalten sind. Es wird eine geeignete Modulationsfolge und ein zugehöriges Auswerteverfahren vorgestellt, mit dem diese zusätzliche Information genutzt wird, um eine direkte und auch in Mehrziel-situationen eindeutige Berechnung der Objektkoordinaten zu ermöglichen.

Zur experimentellen Untersuchung des Konzeptes wurde ein aus acht Sende-/Empfangsmodulen bestehender Radarsensor im Frequenzbereich 76 - 77 GHz in hybrider Aufbautechnik realisiert. Mit acht Kanälen auf einer physikalischen Apertur von  $7\lambda_0$  wird bei monostatischer Auswertung der Empfangssignale und Winkelschätzung mit einfacher Strahlformung eine Winkeltrennfähigkeit von  $6.2^\circ$  erreicht. Dies entspricht etwa der für die doppelte Apertur zu erwartenden Trennfähigkeit. Durch den Einsatz von adaptiven Signalverarbeitungsverfahren, speziell dem MUSIC-Algorithmus, wird eine Trennfähigkeit von  $1.7^\circ$  erreicht. Die direkte und eindeutige Berechnung von Entfernung und Geschwindigkeit mittels der entworfenen Modulationsfolge wird für statische und dynamische Objekte untersucht. Die erreichbaren Streuungen der Entfernungs- und Geschwindigkeitsschätzung liegen für Signal- zu Rauschverhältnisse größer als 20 dB unterhalb von ca. 20 cm bzw. 2 km/h. Sie können durch anschließende Anwendung des bekannten Auswerteverfahrens unter Verwendung der Basisbandfrequenzen zweier Messungen noch verbessert werden.

Um die Eignung aktueller SiGe-Technologien für die Integration von Sende-/Empfangsmodulen zu bewerten, werden sowohl Signalquellen, als auch ein Antennensystem mit einem monolithisch integrierten Erregerelement für den Frequenzbereich um 122.5 GHz untersucht. Die Oszillatoren wurden in Fundamental- und Push-push-Topologie realisiert und erreichen Ausgangsleistungen von ca. 0 dBm bei geringem Phasenrauschen. Durch die Integration eines Oszillators mit dem Erregerelement des Antennensystems auf einem Chip wird ein einfaches Sende-/Empfangsmodul dargestellt, mit dem das Potential der monolithischen Integration für Anwendungen im höheren Millimeterwellen-Frequenzbereich aufgezeigt wird.

# Anhang

## A Ausbreitung elektromagnetischer Wellen

Die physikalische Grundlage der Radarsensorik bilden die Ausbreitungseigenschaften elektromagnetischer Felder. Der Ausgangspunkt sind die Maxwell'schen Feldgleichungen [102]:

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial(\epsilon\vec{E})}{\partial t} \quad (\text{A.1})$$

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial(\mu\vec{H})}{\partial t} \quad (\text{A.2})$$

$$\nabla \cdot (\epsilon\vec{E}) = \rho \quad (\text{A.3})$$

$$\nabla \cdot (\mu\vec{H}) = 0. \quad (\text{A.4})$$

Dabei sind  $\vec{E}$  und  $\vec{H}$  die Vektoren der elektrischen und magnetischen Feldstärke. Für den freien Raum lassen sich die Feldgleichungen bei Voraussetzung der Quellenfreiheit vereinfachen zu:

$$\nabla \times \vec{H} = \frac{\partial(\epsilon\vec{E})}{\partial t} \quad (\text{A.5})$$

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial(\mu\vec{H})}{\partial t} \quad (\text{A.6})$$

$$\nabla \cdot (\epsilon\vec{E}) = 0 \quad (\text{A.7})$$

$$\nabla \cdot (\mu\vec{H}) = 0. \quad (\text{A.8})$$

Für die Rotation von A.2 erhält man zum einen

$$\nabla \times (\nabla \times \vec{E}) = \nabla(\nabla \cdot \vec{E}) - \nabla^2 \vec{E} = -\nabla^2 \vec{E} \quad (\text{A.9})$$

und weiterhin durch Einsetzen von A.1:

$$\nabla \times (\nabla \times \vec{E}) = -\frac{\partial}{\partial t}(\nabla \times \vec{H}) = -\epsilon\mu \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2}. \quad (\text{A.10})$$

Aus A.9 und A.10 ergibt sich die homogene Wellengleichung für die elektrische Feldstärke<sup>1</sup>:

$$\nabla^2 \vec{E} - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = 0. \quad (\text{A.11})$$

---

<sup>1</sup>Die Gleichung gilt in identischer Form auch für die magnetische Feldstärke.

Dabei ist

$$c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon\mu}} \quad (\text{A.12})$$

die Ausbreitungsgeschwindigkeit der Welle. Sie hängt nur von den Materialkonstanten  $\epsilon$  und  $\mu$  ab und ist daher in homogenen, verlustlosen und dispersionsfreien Medien eine Konstante.

Die vektorielle Wellengleichung A.11 muss von jeder Komponente eines sich ausbreitenden elektrischen Feldes erfüllt werden. Daher kann die Wellengleichung zunächst skalar betrachtet werden:

$$\Delta E - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} E = 0. \quad (\text{A.13})$$

Wegen der Linearität der Wellengleichung und aufgrund der Tatsache, dass nahezu beliebige Zeitsignale durch die Überlagerung rein harmonischer Signale beschrieben werden können<sup>2</sup>, kann Gleichung A.13 ohne Einschränkung der Allgemeingültigkeit mit folgendem Separationsansatz mit harmonischer Zeitabhängigkeit gelöst werden [40]:

$$E(\vec{r}, t) = A \cdot e^{j(\omega t - k_x x - k_y y - k_z z)}. \quad (\text{A.14})$$

Der Vektor  $\vec{k} = x \cdot \vec{e}_x + y \cdot \vec{e}_y + z \cdot \vec{e}_z$  beschreibt die Periodizität der Welle in den Raumkoordinaten und wird als Wellenvektor bezeichnet, der Betrag des Wellenvektors ist die Wellenzahl. Durch Einsetzen von A.14 in A.13 erhält man folgende Bedingung für die Komponenten des Wellenvektors:

$$k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 = \frac{\omega^2}{c^2}. \quad (\text{A.15})$$

Die Nebenbedingung  $\nabla \cdot \vec{E} = 0$  impliziert, dass die Komponenten des Wellenvektors für alle Feldkomponenten von  $\vec{E}$  identisch sind. Damit lautet die vektorielle Lösung der Wellengleichung:

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \vec{E}_0 \cdot e^{j(\omega t - k_x x - k_y y - k_z z)}. \quad (\text{A.16})$$

Wellen dieser Form werden als ebene Wellen bezeichnet, da zu jedem Zeitpunkt  $t_0$  der Wert von  $E_0(x, y, z, t_0)$  entlang einer Ebene den gleichen Wert in Amplitude und Phase annimmt.

Als Randbedingung für die Amplituden der Feldkomponenten ergibt sich aus der Nebenbedingung einer verschwindenden Divergenz von  $\vec{E}$ :

$$\nabla \cdot \vec{E} = -j\vec{k} \cdot \vec{E}_0 \cdot e^{-j\vec{k} \cdot \vec{r}} = 0 \quad \Rightarrow \quad \vec{k} \cdot \vec{E}_0 = 0. \quad (\text{A.17})$$

Ebene Wellen besitzen also nur Feldkomponenten orthogonal zur Ausbreitungsrichtung.

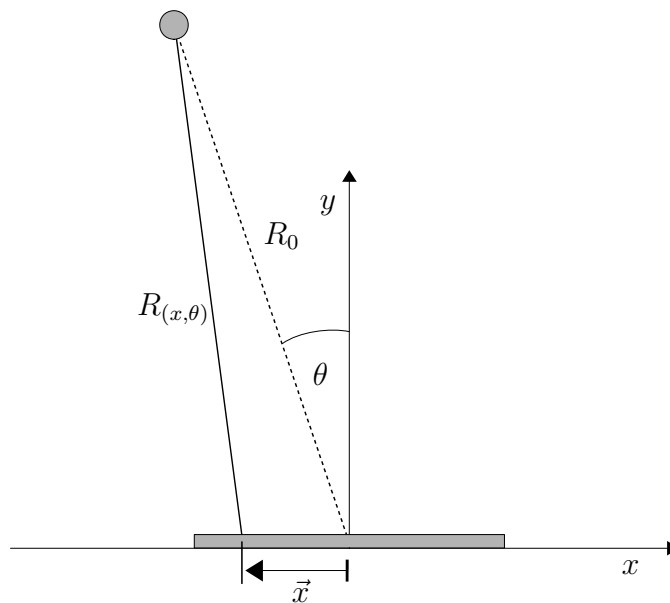
<sup>2</sup>Periodische Zeitsignale können durch eine Summe einzelner harmonischer Signale beschrieben werden (Fourier-Reihe). Bei nichtperiodischen Signalen wird aus der Summierung das Fourier-Integral, das für alle Signale existiert, die die hinreichende Bedingung  $\int_{-\infty}^{\infty} |s(t)| \cdot e^{-b|t|} dt < \infty$  für beliebige reelle  $b > 0$  erfüllen [54].

Eine ebene Welle kann zwar nicht exakt erzeugt werden, das Feld jeder realisierbaren Strahlungsquelle kann aber ausschnittsweise durch eine ebene Welle beschrieben werden, wenn der Abstand zwischen Quelle und Beobachtungsort ausreichend groß ist [102].

Das Strahlungsdiagramm der meisten Quellen kann durch sphärische Wellen beschrieben werden, die sich als Lösung der Wellengleichung in Kugelkoordinaten ergeben<sup>3</sup>. Eine beliebige Komponente einer sphärischen Welle wird durch die folgende Gleichung beschrieben:

$$E(\vec{r}, t) = \frac{A}{r} \cdot e^{j(\omega t - \vec{k} \cdot \vec{r})}. \quad (\text{A.18})$$

Dabei ist  $r$  die Entfernung zwischen der Quelle und dem Beobachtungspunkt und  $k$  die Wellenzahl in Richtung des jeweiligen Beobachtungspunktes. Vereinfachend wird



**Abb. A.1:** Geometrie einer Anordnung aus Signalquelle und linearer Empfangsapertur.

der zweidimensionale Fall angenommen. Diese Vereinfachung entspricht der Geometrie für einen Kfz-Radarsensor, da hier eine Winkelerfassung nur in Azimut-Richtung erforderlich ist. Wählt man die Beobachtungsorte entsprechend Abb. A.1 auf einer linearen Apertur entlang der x-Achse, so ergibt sich für eine Quelle in der mittleren Entfernung  $R_0$  die Feldstärke entlang der Apertur zu:

$$E(R(x, \theta), t) = \frac{A}{R(x, \theta)} \cdot e^{j(\omega t - kR(x, \theta))}. \quad (\text{A.19})$$

Dabei ist

$$R(x, \theta) = \sqrt{(R_0 \cdot \cos \theta)^2 + (R_0 \cdot \sin \theta + x)^2} = R_0 \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{x}{R_0}\right)^2 + \frac{2x}{R_0} \sin \theta}. \quad (\text{A.20})$$

---

<sup>3</sup>Der Lösungsansatz für die Wellengleichung in Kugelkoordinaten erfüllt auch die Wellengleichung in kartesischen Koordinaten.



Durch Reihenentwicklung des Wurzelterms ergibt sich bei Abbruch nach dem quadratischen Glied und mit  $u = \sin \theta$ :

$$R(x, \theta) = R_0 + x \cdot u + \frac{x^2(1 - u^2)}{2R_0}. \quad (\text{A.21})$$

Man erhält einen linear von Position und Einfallswinkel abhängigen Phasenanteil, der dem einer ebenen Welle entspricht sowie einen quadratischen Phasenanteil. Für  $R_0 \gg x$  kann der quadratische Phasenanteil vernachlässigt werden, so dass man den Phasenverlauf einer ebenen Welle erhält. Eine häufig in der Literatur verwendete Bedingung für die Grenze zwischen Nah- und Fernfeld, ab der eine Welle näherungsweise als eben betrachtet werden kann, ist, dass die maximale Phasendifferenz über die Länge der Apertur bei einem Einfallswinkel von  $\theta = 0^\circ$  kleiner als  $\pi/8$  bzw.  $22.5^\circ$  ist [83]. Daraus ergibt sich für eine Aperturgröße  $D$  eine Entfernung zwischen Beobachtungsort und Quelle von

$$R_0 = \frac{2D^2}{\lambda_0}. \quad (\text{A.22})$$

Unter dieser Bedingung erhält man für die Feldstärke entlang der Apertur mit der zusätzlichen Näherung  $R_{(x,\theta)} \approx R_0$  im Nenner des Amplitudenfaktors:

$$E(R, t) = \frac{A}{R_0} \cdot e^{j(\omega t - k \cdot \sin \theta \cdot x)}. \quad (\text{A.23})$$

Zusammenfassend lässt sich festhalten, dass dem in Abschnitt 4.3 dargestellten Array-Signalmodell die Annahme zugrunde liegt, dass das Ausbreitungsmedium linear, homogen, isotrop und dispersionsfrei ist. Aus der Linearität des Mediums folgt die Gültigkeit des Superpositionsprinzips, wodurch eine einfache Signalbeschreibung auch im Fall mehrerer Quellen möglich ist. Mit der Homogenität und Dispersionsfreiheit des Mediums folgt, dass die Ausbreitungsgeschwindigkeit der Signale unabhängig von Frequenz und Ort ist. Diese Voraussetzung ist wichtig für die Schätzung der Einfallrichtung eines Signals aus der entlang der Apertur variierenden Signalphase. Für entfernte Quellen können die einfallenden Signale ab einer Entfernung entsprechend Gleichung A.22 als ebene Welle angenähert werden.

## B FMCW-Basisbandsignal

Ein modulierte Sendesignal kann in komplexer Schreibweise wie folgt dargestellt werden:

$$s_t(t) = A_t \cdot u(t) \cdot e^{j2\pi f_0 t}; \quad u(t) = a(t) \cdot e^{j\psi(t)}. \quad (\text{B.1})$$

Die komplexe Modulationsfunktion  $u(t)$  lautet für ein FMCW-Signal [78]:

$$u(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \cdot e^{j2\pi \frac{\Delta F}{2T} t^2}. \quad (\text{B.2})$$

Nach Abschnitt 4.1.1 entspricht das Empfangssignal dem um die Laufzeit  $\tau = \frac{2R}{c_0}$  verzögerten Sendesignal mit einer für eine Reflexion an einem bewegten Objekt zusätzlich gedehnten Zeitvariablen, die näherungsweise durch eine Dopplerverschiebung des Trägersignals beschrieben werden kann:

$$\begin{aligned} s_r(t) &= \alpha \cdot s_t \left[ (t - \tau) \left( 1 - \frac{2v}{c_0} \right) \right] \\ &\simeq \alpha \cdot A_t \cdot u \left[ (t - \tau) \left( 1 - \frac{2v}{c_0} \right) \right] \cdot e^{j2\pi f_0 (t - \tau) \cdot \left( 1 - \frac{2v}{c_0} \right)}. \end{aligned} \quad (\text{B.3})$$

Für das FMCW-Signal kann der dem Matched-Filter entsprechende Korrelationsempfänger durch Multiplikation des Empfangssignals mit dem aktuellem Sendesignal und anschließender Fouriertransformation realisiert werden [13, 98]. Für das nach Mischung resultierende Basisbandsignal erhält man in komplexer Schreibweise:

$$\begin{aligned} s_{B,+}(t) &= s_r(t) \cdot s_t^*(t) \\ &\simeq \alpha \cdot A_t \cdot \text{rect}\left(\frac{t - \tau}{T}\right) \cdot \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \cdot e^{j2\pi \frac{\Delta F}{2T} (t - \tau)^2 \cdot \left(1 - \frac{2v}{c_0}\right)^2} e^{-j2\pi \frac{\Delta F}{2T} t^2} \\ &\quad \cdot e^{j2\pi f_0 (t - \tau) \cdot \left(1 - \frac{2v}{c_0}\right)} e^{-j2\pi f_0 t} \\ &\simeq \alpha \cdot A_t \cdot e^{j\Phi_B(t)}. \end{aligned} \quad (\text{B.4})$$

Für die Phase des Signals erhält man nach einigen Umformungen:

$$\frac{\Phi_B(t)}{2\pi} = -\frac{\Delta F}{T} \cdot \frac{v}{c_0} \cdot t^2 - \left( \frac{\Delta F}{T} \cdot \frac{2R}{c_0} + \frac{2f_0}{c_0} \cdot v \right) \cdot t - \frac{2R}{c_0} \cdot f_0. \quad (\text{B.5})$$

Da für Objektreflexionen im Kfz-Umfeld  $\tau \ll T$  gilt, können die  $\text{rect}$ -Funktionen in B.4 näherungsweise als vollständig überlappend angenommen werden, so dass sich das reelle Basisbandsignal im Bereich  $0 \leq t \leq T$  zu

$$\begin{aligned} s_B(t) &= \text{Re}\{s_{B,+}(t)\} \\ &= \alpha A_t \cos \left[ 2\pi \left( -\frac{\Delta F}{T} \frac{v}{c_0} \cdot t^2 - \left( \frac{\Delta F}{T} \frac{2R}{c_0} + \frac{2f_0}{c_0} v \right) \cdot t - \frac{2R}{c_0} f_0 \right) \right] \end{aligned} \quad (\text{B.6})$$

ergibt. Der quadratische Phasenterm führt zu einer zeitabhängigen Veränderung der Basisbandfrequenz um  $\frac{2\Delta F}{T} \cdot \frac{v}{c_0} \cdot t$ , die mit  $t \leq T$  einen maximalen Wert von  $2\Delta F \cdot \frac{v}{c_0}$  annehmen kann. Bei typischen Signalbandbreiten und Objektgeschwindigkeiten ist dieser Term deutlich kleiner als die Halbwertsbreite der Einhüllenden des Basisbandsignals  $f_{\text{HWB}} = \frac{1,2}{T}$  und kann daher vernachlässigt werden.

Die obige Herleitung geht von einer homodynen Empfangsmischung aus. Bei heterodyner Mischung mit einer frequenzversetzten Rampe ist das Basisbandsignal in die entsprechende Zwischenfrequenzlage versetzt.

## C Phasen- und Amplitudenrauschen

Das Spektrum eines realen Oszillatorsignals weist Seitenbänder auf, die durch Amplituden- und Phasenmodulation des Trägers durch verschiedene Rauschbeiträge, wie z.B. thermisches weißes Rauschen oder  $1/f$ -Rauschen entstehen. Bei einem kohärenten Empfänger, bei dem Empfangssignal und Lokaloszillatorsignal aus einer gemeinsamen Referenz abgeleitet sind, besteht eine Korrelation der stochastischen Signalanteile. Durch die Multiplikation der beiden Signale im Empfangsmischer werden auch die Seitenbänder zur Zwischenfrequenz bzw. ins Basisband umgesetzt. Dabei wird der Pegel der relativen Seitenbandrauschleistung der durch Phasenmodulation bedingten Seitenbänder aufgrund der Korrelation der Modulation von Empfangs- und LO-Signal reduziert. Die relative Leistung der durch Amplitudenmodulation verursachten Seitenbänder wird dagegen unabhängig von der Zeitverzögerung der beiden Signale ins Basisband umgesetzt [67].

Im folgenden wird das Verhalten des Phasen- und Amplitudenrauschens bei kohärentem Empfang dargestellt. Dabei werden die Unterschiede zwischen der Umsetzung zu einer Zwischenfrequenz und der direkten Umsetzung ins Basisband berücksichtigt. Es werden sinusförmige Trägermodulationen bei diskreten Frequenzen betrachtet. Diese Betrachtung ist hier aus zwei Gründen auch für stochastische Signale mit größerer Bandbreite näherungsweise gültig. Zum einen können Rauschsignale in einer schmalen Bandbreite  $\Delta f$  für einen Zeitraum von  $1/\Delta f$  durch sinusförmige Signale beschrieben werden [67]. Daraus folgt, dass die Ergebnisse der Betrachtung zu jedem beliebigen Zeitpunkt erfüllt sind. Zum anderen können die Ergebnisse für verschiedene Frequenzen überlagert werden, da sich aufgrund der geringen Modulationsindizes ein annähernd linearer Zusammenhang zwischen Modulationsindex und Seitenbandleistung ergibt.

## Phasenrauschen

Ein moduliertes Trägersignal, dessen Phasenmodulation einen Rausch-Anteil besitzt, lässt sich in komplexer Form beschreiben als:

$$s_+(t) = A_0 \cdot u(t) \cdot e^{j(2\pi f_0 t + \phi(t))}. \quad (\text{C.1})$$

Wie oben dargestellt, lassen sich auch durch Zufallsprozesse bedingte Seitenbänder in einer begrenzten Bandbreite durch sinusförmige Modulationssignale beschreiben. Damit ist die modulierte Phase

$$\phi(t) = \phi_0 \sin(2\pi f_m t + \phi_p) \quad (\text{C.2})$$

und die resultierende momentane Frequenzabweichung:

$$\Delta f(t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\phi(t)}{dt} = \Delta f_0 \cos(2\pi f_m t + \phi_p). \quad (\text{C.3})$$

Somit beträgt der Modulationsindex der Phasenmodulation:

$$M = \phi_0 = \frac{\Delta f_0}{f_m}. \quad (\text{C.4})$$

Die Exponentialfunktion aus C.1 lässt sich unter Verwendung des Additionstheorems

$$e^{j(\alpha + x \cdot \sin \beta)} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(x) \cdot e^{j(\alpha + n \cdot \beta)} \quad (\text{C.5})$$

in eine Reihe entwickeln. Dabei ist  $J_n(x)$  die Besselfunktion  $n$ -ter Ordnung. Durch die schmalbandige Phasenmodulation ergeben sich theoretisch unendlich viele Spektralanteile. Für die hier auftretenden kleinen Modulationsindizes  $M \ll 1$  können folgende Näherungen der Besselfunktion angenommen werden:

$$\begin{aligned} J_0(M) &\approx 1 \\ J_1(M) &\approx \frac{M}{2} \\ J_{n \geq 2}(M) &\approx 0. \end{aligned} \quad (\text{C.6})$$

Außerdem gilt für ganzzahlige Ordnungen  $n$ :  $J_{-n}(x) = (-1)^n \cdot J_n(x)$ . Damit erhält man für  $s_+(t)$ <sup>4</sup>:

$$\begin{aligned} s_+(t) &= A_0 \cdot u(t) \cdot \left( 1 + \frac{\phi_0}{2} e^{j(2\pi f_m t + \phi_p)} - \frac{\phi_0}{2} e^{-j(2\pi f_m t + \phi_p)} \right) \cdot e^{j2\pi f_0 t} \\ &= A_0 \cdot u(t) \cdot [1 + j\phi(t)] \cdot e^{j2\pi f_0 t}. \end{aligned} \quad (\text{C.7})$$

---

<sup>4</sup>Die resultierende Näherung ergibt sich auch für nicht-sinusförmige Modulationen, da für  $\phi_0 \ll 1$  die Exponentialfunktion  $e^{j\phi(t)}$  in C.1 als  $e^{j\phi(t)} \approx 1 + j\phi(t)$  genähert werden kann.

Für das Verhältnis der Leistung im verbleibenden Seitenband zur Trägerleistung gilt damit:

$$\frac{P_{\text{ssb}}}{P_c} = \left( \frac{J_1}{J_0} \right)^2 = \frac{M^2}{4} = \frac{\phi_0^2}{4} = \frac{\Delta f_0^2}{4f_m^2}. \quad (\text{C.8})$$

Das Empfangssignal eines Radarsensors entspricht dem zeit- und dopplerverschobenen Sendesignal. Die Dopplerverschiebung wird im folgenden nicht betrachtet, da sie keinen Einfluss auf das Verhalten der rauschbedingten Seitenbänder hat. Das Empfangssignal wird mit dem Lokaloszillatorsignal (LO-Signal) in die Zwischenfrequenzlage gemischt. Es wird vorausgesetzt, dass LO- und Sendesignal von einer oder mehreren gemeinsamen Referenzquellen abgeleitet werden und dass die Phasenrauscheigenschaften im wesentlichen durch diese Quellen bestimmt sind. Dann kann für beide Signale die gleiche rauschbedingte Modulation angenommen werden:

$$s_{\text{LO},+}(t) = u(t) \cdot e^{j(2\pi f_{\text{LO}}t + \phi(t) + \phi_{0,\text{LO}})} \approx u(t) \cdot (1 + j\phi(t)) e^{j2\pi f_{\text{LO}}t + \phi_{0,\text{LO}}}. \quad (\text{C.9})$$

Für das Zwischenfrequenzsignal ergibt sich:

$$\begin{aligned} s_{\text{ZF},+}(t) &= s_+(t - \tau) \cdot s_{\text{LO},+}^*(t) \\ &= A_0 \cdot u(t - \tau) u^*(t) \cdot [1 + j\phi(t - \tau)] \cdot [1 - j\phi(t)] \cdot e^{j2\pi f_0(t - \tau)} \\ &\quad \cdot e^{-j2\pi f_{\text{LO}}t + \phi_{0,\text{LO}}}. \end{aligned} \quad (\text{C.10})$$

Für den Produktterm der Phasenmodulationen erhält man:

$$\begin{aligned} [1 + j\phi(t - \tau)] \cdot [1 - j\phi(t)] &= 1 + j\phi_0 \cdot \left[ 2 \cdot \cos(2\pi f_m t + \phi_p - \pi f_m \tau) \cdot \sin(-\pi f_m \tau) \right. \\ &\quad \left. + \frac{\phi_0}{2} \cdot [\cos(\pi f_m \tau) - \cos(4\pi f_m t + 2\phi_p - 2\pi f_m \tau)] \right] \\ &\cong 1 - j2\phi_0 \sin(\pi f_m \tau) \cos(2\pi f_m t + \phi_p - \pi f_m \tau). \end{aligned} \quad (\text{C.11})$$

Durch den Mischprozess entstehen um die Seitenbänder des Empfangssignals weitere Seitenbänder im Abstand der Modulationsfrequenz  $f_m$ . Der Modulationsindex dieser Seitenbänder ist mit  $\frac{\phi_0^2}{4}$  allerdings sehr gering, so dass sie vernachlässigt werden können. Das Zwischenfrequenzsignal wird damit zu:

$$\begin{aligned} s_{\text{ZF},+}(t) &= A_0 \cdot |u_{\text{ZF}}| \cdot e^{j\varphi_{u,\text{ZF}}} \cdot [1 - j2\phi_0 \cdot \sin(\pi f_m \tau) \cdot \cos(2\pi f_m t + \phi_p - \pi f_m \tau)] \\ &\quad \cdot e^{j(2\pi f_{\text{ZF}}t - \omega_0 \tau - \phi_{0,\text{LO}})}. \end{aligned} \quad (\text{C.12})$$

Dabei ist  $|u_{\text{ZF}}| \cdot e^{j\varphi_{u,\text{ZF}}} = u(t - \tau)u^*(t)$ . Für das reale Zeitsignal erhält man:

$$\begin{aligned} s_{\text{ZF}}(t) &= \text{Re}\{s_{\text{ZF},+}(t)\} \\ &= A_0 \cdot |u_{\text{ZF}}| \cdot \left[ \cos(2\pi f_{\text{ZF}}t + \varphi_{u,\text{ZF}} - \omega_0 \tau - \phi_{0,\text{LO}}) \right. \\ &\quad \left. + \phi_0 \sin(\pi f_m \tau) \sin[2\pi(f_{\text{ZF}} - f_m)t - \omega_0 \tau - \phi_{0,\text{LO}} - \phi_p + \pi f_m \tau] \right. \\ &\quad \left. + \phi_0 \sin(\pi f_m \tau) \sin[2\pi(f_{\text{ZF}} + f_m)t - \omega_0 \tau - \phi_{0,\text{LO}} + \phi_p - \pi f_m \tau] \right]. \end{aligned} \quad (\text{C.13})$$

Die resultierende Phasenmodulation des ZF-Signals hat den Modulationsindex  $M_{ZF} = 2\phi_0 \cdot \sin(\pi f_m \tau)$ , bzw. im Vergleich mit dem Modulationsindex des Sendesignals (Gl. C.4):

$$M_{ZF} = 2M \cdot \sin(\pi f_m \tau). \quad (\text{C.14})$$

Damit gilt für das Verhältnis von Seitenband- zu Trägerleistung des ZF-Signals mit den Näherungen aus C.6:

$$\frac{P_{\text{ssb,ZF}}}{P_c} = \frac{M_{ZF}^2}{4} = M^2 \cdot \sin^2(\pi f_m \tau). \quad (\text{C.15})$$

Mit der durch Phasenmodulation bedingten relativen Einseitenbandrauschleistung des HF-Signals

$$\mathcal{L}(f_m) = \left. \frac{P_{\text{ssb}}}{P_c} \right|_{B=1 \text{ Hz}} \quad (\text{C.16})$$

innerhalb einer 1 Hz-Bandbreite ergibt sich für die relative Einseitenbandleistung des ZF-Signals innerhalb dieser Bandbreite:

$$\frac{P_{\text{ssb,ZF}}}{P_c} = 4 \cdot \sin^2(\pi f_m \tau) \cdot \mathcal{L}(f_m) \cdot \Delta f \quad \text{mit} \quad \Delta f = 1 \text{ Hz}. \quad (\text{C.17})$$

Die relative Seitenbandrauschleistung des ZF-Signals entspricht also der mit dem Faktor  $4 \cdot \sin^2(\pi f_m \tau)$  gewichteten Seitenbandrauschleistung des Oszillatorsignals und ist damit von der Laufzeit des Empfangssignals abhängig.

Ein anderes Verhältnis der relativen Seitenbandleistungen erhält man, wenn das Empfangssignal direkt ins Basisband umgesetzt wird, da sich dort die unteren und oberen Seitenbänder des Signals überlagern. Ausgehend von C.13 erhält man mit  $f_{ZF} = 0$  für das resultierende Seitenband:

$$\begin{aligned} s_B(t) &= \phi_0 \cdot \sin(\pi f_m \tau) \cdot \sin(-2\pi f_m t - \omega_0 \tau - \phi_{0,LO} - \phi_p + \pi f_m \tau) \\ &\quad + \phi_0 \cdot \sin(\pi f_m \tau) \cdot \sin(2\pi f_m t - \omega_0 \tau - \phi_{0,LO} + \phi_p - \pi f_m \tau) \\ &= -2\phi_0 \cdot \sin(\omega_0 \tau + \phi_{0,LO}) \sin(\pi f_m \tau) \cdot \cos(2\pi f_m t + \phi_p - \pi f_m \tau). \end{aligned} \quad (\text{C.18})$$

Die Amplitude des Signals bei der Ablagefrequenz  $f_m$  ist also gegenüber dem Fall  $f_{ZF} > 0$  um den Faktor  $2 \cdot \sin(\omega_0 \tau + \phi_{0,LO})$  erhöht. Die Leistung erhöht sich entsprechend um den Faktor

$$\frac{P_{\text{PN,BB}}}{P_{\text{ssb,ZF}}} = 4 \cdot \sin^2(\omega_0 \tau + \phi_{0,LO}). \quad (\text{C.19})$$

Die Rauschleistung im Basisband kann also maximal um den Faktor 4 höher liegen als bei Abmischung in eine ZF-Lage. Wichtig ist, dass die Leistung nicht von der Phase  $\phi_p$  des Modulationssignals abhängig ist. Daher kann der Faktor aus C.19 auch für ein breitbandigeres Rauschspektrum angenommen werden, wenn man berücksichtigt, dass die hier untersuchten schmalbandigen Rauschseitenbänder bei Gültigkeit der Näherung  $M \ll 1$  linear überlagert werden können.

## Amplitudenrauschen

Für das Amplitudenrauschen des ZF-Signals ergibt sich im Gegensatz zum Phasenrauschen keine laufzeitabhängige Unterdrückung der Rauschseitenbänder des Trägers. Allerdings ergeben sich auch für das Amplitudenrauschen unterschiedliche Rauschpegel bei direkter Mischung in das Basisband und Mischung zu einer Zwischenfrequenz. Ein amplitudenmoduliertes Signal kann in komplexer Form beschrieben werden als:

$$s_+(t) = A_0 \cdot u(t) \cdot [1 + \alpha(t)]e^{j2\pi f_0 t}. \quad (\text{C.20})$$

Betrachtet man wie oben zunächst schmalbandige Signale, dann ist

$$\alpha(t) = \alpha_0 \cdot \cos(2\pi f_m t + \phi_a). \quad (\text{C.21})$$

Dabei ist  $\alpha_0$  der Modulationsindex der Amplitudenmodulation. Durch Umformung ergibt sich:

$$s_+(t) = A_0 \cdot u(t) \cdot \left[ 1 + \frac{\alpha_0}{2} \cdot e^{j(2\pi f_m t + \phi_a)} + \frac{\alpha_0}{2} \cdot e^{-j(2\pi f_m t + \phi_a)} \right] e^{j2\pi f_0 t}. \quad (\text{C.22})$$

Es ergeben sich ebenfalls zwei Seitenbänder bei der Ablagefrequenz  $f_m$ . Das Empfangssignal entspricht  $s_+(t - \tau)$  und wird mit dem LO-Signal in die Zwischenfrequenzlage gemischt. Durch einen symmetrischen Mischer kann das Amplitudenrauschen des LO-Signals wesentlich abgeschwächt werden, so dass hier ein ideales LO-Signal angenommen wird:

$$s_{\text{LO},+}(t) = u(t) \cdot e^{j2\pi f_{\text{LO}} t + \phi_{0,\text{LO}}}. \quad (\text{C.23})$$

Für das Zwischenfrequenzsignal erhält man analog zu Gleichung C.10:

$$\begin{aligned} s_{\text{ZF},+}(t) &= s_+(t - \tau) \cdot s_{\text{LO},+}^*(t) \\ &= A_0 \cdot u(t - \tau) u^*(t) \cdot \left[ 1 + \frac{\alpha}{2} \cdot e^{j(2\pi f_m(t-\tau) + \phi_a)} + \frac{\alpha}{2} \cdot e^{-j(2\pi f_m(t-\tau) + \phi_a)} \right] \\ &\quad \cdot e^{j2\pi f_0(t-\tau)} \cdot e^{-j2\pi f_{\text{LO}} t + \phi_{0,\text{LO}}}. \end{aligned} \quad (\text{C.24})$$

Und für das reale Zeitsignal analog zu C.13:

$$\begin{aligned} s_{\text{ZF}}(t) &= \text{Re}\{s_{\text{ZF},+}(t)\} \\ &= A_0 \cdot |u_{\text{ZF}}| \cdot \left[ \cos(2\pi f_{\text{ZF}} t + \varphi_{u,\text{ZF}} - \omega_0 \tau - \phi_{0,\text{LO}}) \right. \\ &\quad + \frac{\alpha_0}{2} \cdot \cos[2\pi(f_{\text{ZF}} + f_m)t + \phi_a - 2\pi f_m \tau - \omega_0 \tau - \phi_{0,\text{LO}}] \\ &\quad \left. + \frac{\alpha_0}{2} \cdot \cos[2\pi(f_{\text{ZF}} - f_m)t - \phi_a + 2\pi f_m \tau - \omega_0 \tau - \phi_{0,\text{LO}}] \right]. \end{aligned} \quad (\text{C.25})$$

Die relative Seitenbandleistung des ZF-Signals entspricht also der des HF-Signals aus Gleichung C.22.

Andere Verhältnisse ergeben sich für die direkte Umsetzung ins Basisband. Mit  $f_{ZF} = 0$  erhält man für das resultierende Signal bei der Frequenz  $f_m$ :

$$\begin{aligned}
 s_{ZF}(t) &= A_0 \cdot |u_{ZF}| \cdot \left[ \frac{\alpha_0}{2} \cdot \cos(2\pi f_m t + \phi_a - 2\pi f_m \tau - \omega_0 \tau - \phi_{0,LO}) \right. \\
 &\quad \left. + \frac{\alpha_0}{2} \cdot \cos(2\pi f_m t + \phi_a - 2\pi f_m \tau + \omega_0 \tau + \phi_{0,LO}) \right] \\
 &= \alpha_0 \cdot \cos(\omega_0 \tau + \phi_{0,LO}) \cdot \cos(2\pi f_m t + \phi_a - 2\pi f_m \tau). \tag{C.26}
 \end{aligned}$$

Die aus den AM-Seitenbändern resultierende Rauschleistung ist bei Umsetzung ins Basisband um den Faktor

$$\eta_{AM} = \frac{[\alpha_0 \cdot \cos(\omega_0 \tau + \phi_{0,LO})]^2}{(\alpha_0/2)^2} = 4 \cdot \cos^2(\omega_0 \tau + \phi_{0,LO}) \tag{C.27}$$

höher als die resultierende Einseitenbandrauschleistung bei Umsetzung zu einer Zwischenfrequenz.





# Literaturverzeichnis

- [1] Alland, S.W.: *Antenna requirements and architecture tradeoffs for an automotive forward looking radar*. IEEE International Radar Conference, Dallas, pp. 367-372, May 1998.
- [2] Andreasen, M.G.: *Linear arrays with variable interelement spacings*. IRE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. 10, No. 2, pp. 137-143, March 1963.
- [3] Baeyens, Y.; Y.K. Chen: *A monolithic integrated 150 GHz SiGe HBT Push-push VCO with simultaneous differential V-band output*. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest, pp. 877-880, 2003.
- [4] Barabell, A.J.: *Improving the resolution performance of eigenstructure-based direction finding algorithms*. Proc. ICASSP 83, pp. 336-339, 1983.
- [5] Borchert, W.; H. Eggers: *Periodische Binär- und Polyphasenfolgen und ihre Ambiguity-Funktionen*. 7. Radarsymposium DGON, S. 405-418, Ulm, 1989.
- [6] Robert Bosch GmbH: *Adaptive Fahrgeschwindigkeitsregelung ACC*. Gelbe Reihe Kraftfahrzeugtechnik, ISBN-3-7782-2034-9, April 2002.
- [7] Böck, J. et al.: *High-speed SiGe:C bipolar technology*. Tech. Dig. IEEE Int. Elect. Dev. Meeting, pp. 344-347, 2001.
- [8] Budge, M.C.; M.P. Burt: *Range correlation effects in radars*. IEEE National Radar Conference, pp. 212-216, April 1993.
- [9] Bresler, Y; A. Macovski: *On the number of signals resolvable by a uniform linear array*. IEEE Trans. on Acoust., Speech and Signal Processing, Vol. 34, No. 6, pp. 1361-1375, Dec 1986.
- [10] Bronstein, I.N.; K.A. Semendjajew; G. Musiol; H. Mühlig: *Taschenbuch der Mathematik*. Harri Deutsch, Frankfurt, 1995.
- [11] Capon, J.: *High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis*. Proc. IEEE, 57(8), pp. 1408-1418, 1969.

- [12] Carlson, B.B.: *Covariance matrix estimation errors and diagonal loading in adaptive arrays*. IEEE Trans. Aerosp. Electron. Sys., AES-24, pp. 397-401, July 1988.
- [13] Chadwick, R.B.; R.G. Strauch: *Processing of FMCW doppler radar signals from distributed targets*. IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, Vol. AES-15, no. 1, pp. 185-189, 1979.
- [14] Chang, H.-C. et. al.: *Phase noise in coupled oscillators: Theory and experiment*. IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., Vol. 45, No. 5, pp. 604-615, May 1997.
- [15] Churchill, F.E.: *Effect of unequal rise and fall times on the autocorrelation function of a PN sequence*. Electronics Letters, Vol. 26, No. 22, pp. 1838-1840, Oct. 1990.
- [16] Costas, J.P.: *A study of a class of detection waveforms having nearly ideal range-doppler properties*. Proc. of the IEEE, Vol. 72, No. 8, pp. 996-1009, August 1984.
- [17] Cox, H.: *Resolving power and sensitivity to mismatch of optimum array processors*. Journal Acoust. Soc. Amer., vol. 54, No. 3, pp. 771-785, 1973.
- [18] Crawford, J.A.: *Frequency Synthesizer Design Handbook*. Artech House, Norwood, 1994.
- [19] Cressler, J.D.: *Silicon-germanium heterojunction bipolar transistors*. Artech House, Norwood, 2003.
- [20] Curry, N.C.: *Principles and applications of millimeter-wave radar*. Artech House, Norwood, 1987.
- [21] DaimlerChrysler Pressemitteilung: *The new Mercedes-Benz S-Class: Thinking ahead - setting the pace*. April 2005.
- [22] Egan, W.F.: *Frequency synthesis by phase lock*. John Wiley, New York, 1981.
- [23] Elterich, A.: *Vergleich unterschiedlicher mehrzielfähiger Radarverfahren zur Bestimmung von Geschwindigkeit und Entfernung im Nahbereich*. Kleinheubacher Berichte 1989 (1990), S. 731-740.
- [24] Europäische Kommission: *Directive 2004/545/ec*. <http://www.europa.eu.int/eur-lex>.
- [25] Europäische Kommission: *Directive 2005/50/ec*. <http://www.europa.eu.int/eur-lex>.

- 
- [26] Friedlander, B.: *A sensitivity analysis of the MUSIC algorithm*. IEEE Trans. on Acoust., Speech and Signal Processing, Vol. 38, No. 10, pp. 1740-1751, Oct. 1990.
- [27] Friedlander, B.; A.J. Weiss: *Direction finding using spatial smoothing with interpolated arrays*. IEEE Trans. on Aerosp. and Electronic Systems, Vol. 28, No. 2, pp. 574-587, April 1992.
- [28] Friedlander, B.; A.J. Weiss: *Effects of model errors on waveform estimation using the MUSIC algorithm*. IEEE Trans. on Signal Processing, Vol. 42, No. 1, pp. 147-155, Jan. 1994.
- [29] Godara, L.C.: *Application of antenna arrays to mobile communications. Part II: Beam-forming and direction-of-arrival considerations*. Proc. IEEE, Vol. 85, No. 8, pp. 1195-1245, Aug. 1997.
- [30] Golio, M: *RF and Microwave Semiconductor Device Handbook*. CRC Press, Boca Raton, 2003.
- [31] Groll, H.P.; J. Detlefsen: *History of automotive anticollision radars and final experimental results of a MM-wave car radar developed by the Technical University of Munich*. IEEE AES Systems Magazine, Vol. 12, No. 8, pp. 15-19, Aug. 1997.
- [32] Gupta, I.J.; A.A. Ksienski: *Dependence of adaptive array performance on conventional array design*. IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. 30, No. 4, pp. 549-553, July 1982.
- [33] Hammel, R.: *Zur Entfernungsauflösung von Punktzielen mit FMCW-Radarsystemen*. DLR-Forschungsbericht 89-47, 1989.
- [34] Haupt, R.L.: *Thinned arrays using genetic algorithms*. IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. 42, No. 7, pp. 993-999, July 1994.
- [35] Haykin, S.: *Array Signal Processing*. Prentice-Hall, New Jersey, 1985.
- [36] Hoare, E.G; R. Hill: *System requirements for automotive radar antennas*. IEE Colloquium on Antennas for Automotives, pp. 1/1-1/11, March 2000.
- [37] Jasik, H.: *Antenna Engineering Handbook*. McGraw-Hill, 1961.
- [38] Johansson, J.F.: *Millimetre wave imaging - theory and experiments*. Research Report No. 151, Chalmers University, Schweden, 1986.

- [39] Johnson, D.H.: *Improving the resolution of bearing in passive sonar arrays by eigenvalue analysis*. IEEE Trans. on Acoustic, Speech and Signal Processing, Vol. 30, No. 4, pp. 638-647, Aug. 1982.
- [40] Johnson, D.H.; D.E. Dudgeon: *Array Signal Processing: Concepts and Techniques*. Prentice-Hall, New Jersey, 1993.
- [41] Joseph, A.J. et al.: *0.13  $\mu\text{m}$  210 GHz  $f_T$  SiGe HBTs - expanding the horizons of SiGe BiCMOS*. Tech. Dig. IEEE Int. Solid-State Circ. Conf., pp. 180-182, 2002.
- [42] Kay, S.M.: *Modern Spectral Estimation: Theory and Application*. Prentice-Hall, New Jersey, 1988.
- [43] Kees, N.; E. Schmidhammer, J. Detlefsen: *Improvement of angular resolution of a millimeterwave imaging system by transmitter location multiplexing*. IEEE MTT-S Digest, pp. 969-972, May 1995.
- [44] Kemkemian, S.; P. Lacomme: *Method and device for Frequency-Modulated Continuous-Wave radar detection with removal of ambiguity between distance and speed*. United States Patent, US005963163A, 1999.
- [45] King, D.D.; R.F. Packard; R.K. Thomas: *Unequally spaced broad-band antenna arrays*. IRE Trans. on Antennas Propag., AP-8, pp. 380-385, July 1960.
- [46] Kleinhempel, W.; A. Elterich: *Radarrückstreuquerschnittsmessungen von Fahrzeugen bei Mehrwegeausbreitung*. Proceedings 8. Radarsymposium, DGON, Düsseldorf, pp. 308-313, 1993.
- [47] Krim, H.; M. Viberg: *Two decades of array signal processing research: the parametric approach*. IEEE Signal Processing Magazine, pp. 67-94, July 1996.
- [48] Lange, M.: *Millimeterwellen-Sensoren für den Nahbereich*. Dissertation, TU München, 1991.
- [49] Levanon, N.: *Stepped-frequency pulse-train radar signal*. IEE Proc. Radar Sonar Navig. Vol. 149, No. 6, pp. 297-309, 2002.
- [50] Li, H.; H.M. Rein; T. Suttorp; J. Böck: *Fully integrated SiGe VCOs with powerful output buffer for 77-GHz automotive radar systems and applications around 100 GHz*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 39, No. 10., pp. 1650-1658, Okt. 2004.
- [51] Lo, Y.T.: *A mathematical theory of antenna arrays with randomly spaced elements*. IRE Trans. on Antennas Propag., AP-12, pp. 257-268, May 1964.

- 
- [52] Lo, Y.T.: *A study of space-tapered arrays*. IEEE Trans. on Antennas Propag., AP-14, No. 1, pp. 22-30, Jan. 1966.
- [53] Ludloff, A.: *Praxiswissen Radar und Radarsignalverarbeitung*. Vieweg, Wiesbaden, 1998.
- [54] Lüke, H.D.: *Signalübertragung*. Springer, Berlin, 1999.
- [55] Lynch, J.: *Analysis and design of systems of coupled microwave oscillators*. Dissertation, UCSB Santa Barbara, 1995.
- [56] Maas, S.A.: *Microwave Mixers*. Artech House, Norwood, 1993.
- [57] Meinecke, M.M.: *Zum optimierten Sendesignalentwurf für Automobilradare*. Dissertation TU Hamburg-Harburg, Shaker-Verlag Aachen, 2001.
- [58] Mayer, W.; S. Buntz; H. Leier; W. Menzel: *Imaging radar sensor front-end with a large transmit array*. European Radar Conference, pp. 153-156, 2004.
- [59] Morton, M. et. al.: *On the design and implementation of transmission lines in commercial SiGe HBT BiCMOS processes*. Top. Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, pp. 53-56, 2004.
- [60] Odyniec, M.: *RF and Microwave Oscillator Design*. Artech House, Norwood, 2002.
- [61] Paulraj, A.; R. Roy; T. Kailath: *A subspace rotation approach to signal parameter estimation*. Proc. of the IEEE, pp. 1044-1045, July 1986.
- [62] Pensel, K.H.: *Signalverarbeitung für Mobilfunksysteme mit intelligenten Antennen*. Shaker-Verlag, Aachen, 1999.
- [63] Perndl, W. et. al.: *Voltage-controlled oscillators up to 98 GHz in SiGe bipolar technology*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 39, No. 10, pp. 1773-1777, Oct. 2004.
- [64] Pilz, D.; W. Menzel: *Folded reflectarray antenna*. Electronics Letters, Vol. 34, No. 9, pp. 832-833, April 1998.
- [65] Rieh, J.S. et. al.: *SiGe HBTs with cut-off frequency of 350 GHz*. IEEE Int. Electron Devices Meeting Tech. Digest, pp. 771-774, Dez. 2002.
- [66] Rife, D.C.; R.R. Boorstyn: *Single tone parameter estimation from discrete-time observations*. IEEE Trans. Inf. Theory, Vol. 20, pp. 591-598, Sept. 1974.
- [67] Robins, W.P.: *Phase Noise in Signal Sources*. Peter Peregrinus, London, 1982.

- [68] Rogers, J.: *Radio Frequency Integrated Circuit Design*. Artech House, Norwood, 2003.
- [69] Rohling, H.; W. Borchert: *Zum Mismatched-Filter-Entwurf für periodische binärphasencodierte Signale*. ntz-Archiv, Bd. 10, H. 5, S. 111-117, 1988.
- [70] Roy, R.; T. Kailath: *ESPRIT - Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques*. Proc. of the IEEE, pp. 1044-1045, July 1986.
- [71] Schmidt, R.O.: *Multiple emitter location and signal parameter estimation*. IEEE Trans. on Antennas Propag., AP-34, pp. 276-280, 1986.
- [72] Schneider, R.: *Modellierung der Wellenausbreitung für ein bildgebendes Kfz-Radar*. Dissertation Universität Karlsruhe, 1998.
- [73] Schott, M. et. al.: *38 GHz Push-push GaAs-HBT MMIC oscillator*. IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Digest, pp. 839-842, 2002.
- [74] See, C.M.S: *Method for array calibration in high-resolution sensor array processing*. IEEE Proc. Radar, Sonar, Navig., Vol. 142, No. 3, pp. 90-96, June 1995.
- [75] Shan, T.J.; T. Kailath: *Adaptive beamforming for coherent signals and interference*. IEEE Trans. on Acoustic, Speech and Signal Processing, ASSP-33, No. 3, pp. 527-536, June 1985.
- [76] Sheen, D.M.; D. McMakin; T.E. Hall: *Three-dimensional millimeter-wave imaging for concealed weapon detection*. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 49, No. 9, pp. 1581-1592, Sept 2001.
- [77] Skolnik, M.I.: *Dynamic programming applied to unequally spaced arrays*. IEEE Trans. on Antennas Propag., Vol. 12, pp. 35-43, Jan. 1964.
- [78] Skolnik, M.I.: *Radar Handbook*. McGraw-Hill, New York, 1970.
- [79] Sletten, C.S.: *Reflector and Lens Antennas*. Artech House, 1980.
- [80] Soumekh, M.: *Fourier Array Imaging*. Prentice-Hall, New Jersey, 1994.
- [81] Spencer, D.G.: *Novel millimeter ACC antenna feed*. IEE Colloquium on Antennas for Automotives, pp. 4/1-4/9, March 2000.
- [82] Steinberg, B.D.: *Principles of Aperture and Array System Design*. John Wiley, New York, 1976.

- 
- [83] Steinberg, B.D.; H.M. Subbaram: *Microwave Imaging Techniques* John Wiley, New York, 1991.
- [84] Steinhauer, M; M. Thiel, H. Irion; H.-O. Ruoss: *122-GHz SiGe HBT push-push oscillator for large-scale integrated RF- and radar-based sensors* Microw. opt. technol. lett., Vol. 40, No. 6, pp. 443-444, 2004.
- [85] Steinhauer, M; H. Irion; M. Schott; M. Thiel; H.-O. Ruoss; W. Heinrich: *SiGe-based circuits for sensor applications beyond 100 GHz*. IEEE MTTTS Digest, pp. 223-226, 2004.
- [86] Steinhauer, M; H. Irion; K. Voigtländer, W. Menzel: *Vorrichtung und Verfahren zur winkelaufgelösten Entfernung- und Geschwindigkeitsbestimmung eines Objektes*. Patent Nr. DE-10 2004 052 518 A1, Anmeldung: 29.10.2004.
- [87] Stoica, P.; A. Nehorai: *MUSIC, maximum likelihood and Cramer-Rao-bound*. IEEE Trans. on Acoustic, Speech and Signal Processing, Vol. 37, No. 5, pp. 720-741, May 1989.
- [88] Stove, A.G.: *Obstacle detection radar for cars*. Electronics & Comm. Eng. Journal, pp. 232-241, Oct. 1991.
- [89] Stove, A.G.: *Linear FMCW radar techniques*. IEE-Proceedings-F, Vol. 139, No. 5, pp. 343-350, 1992.
- [90] Tokoro, S. et. al.: *Electronically scanned millimeter-wave radar for pre-crash safety and adaptive cruise control system*. Proceedings IEEE Intelligent Vehicles Symposium, pp. 304-309, June 2003.
- [91] Trucco, A.; V. Murino: *Stochastic optimization of linear sparse arrays*. IEEE Journal of Oceanic Engineering, Vol. 24, No 3, pp. 291-299, July 1999.
- [92] United Monolithic Semiconductors: Datenblätter für CHV2244A und CHU3277, 2003.
- [93] van Trees, H.L: *Detection, Estimation and Modulation Theory*. John Wiley, New York, 1968.
- [94] van Veen, B.D.; K.M. Buckley: *Beamforming: A versatile approach to spatial filtering*. IEEE ASSP Magazine, pp. 4-24, 1988.
- [95] Viberg, M; C. Engdahl: *Element position considerations for robust direction finding using sparse arrays*. Proc. 33rd Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, pp. 835-839, 1999.



- [96] Wang, H; M. Kaveh: *Coherent signal-subspace processing for the detection and estimation of angles of arrival of multiple wide-band sources*. IEEE Trans. on Acoustic, Speech and Signal Processing, ASSP-33, No. 4, pp. 823-831, Aug. 1985.
- [97] Wanner, R.; R. Lachner, G.R. Olbrich: *A monolithically integrated 190-GHz SiGe Push-Push-oscillator*. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 15, No. 12, pp. 862-864, Dez. 2005.
- [98] Wehner, D.R.: *High-resolution Radar*. Artech House, Norwood, 1995.
- [99] Wenger, J.: *Automotive MM-wave radar: Status and trends in system design and technology*. Proc. of Automotive Radar and Navigation Techniques Colloquium, pp. 1/1-1/7, Feb. 1998.
- [100] Winkler, W.; B. Heinemann; D. Knoll: *Application of SiGe:C BiCMOS to wireless and radar*. 12th GaAs-Symposium, pp. 259-262, Amsterdam, 2004.
- [101] Wirth, W.D.: *Radar techniques using array antennas*. The Institution of Electrical Engineers, London, 2001.
- [102] Zinke, O.; H. Brunswig: *Hochfrequenztechnik 1*. Springer, Berlin, 2000.

# Lebenslauf

Name, Vorname:	Steinhauer, Ralf <u>Matthias</u>
Geburtsdatum:	10.12.1975
Geburtsort:	Köln
1982 - 1986	Grundschule in Holpe
1986 - 1995	Hollenberg-Gymnasium in Waldbröl Abschluss: Abitur
10/1995 - 07/1996	Grundwehrdienst
10/1996 - 09/1998	Studium der Elektrotechnik an der Universität-GH Siegen Abschluss: Vordiplom
10/1998 - 06/2002	Studium der Elektrotechnik an der RWTH Aachen Vertiefungsrichtung Nachrichtentechnik Abschluss: Diplom-Ingenieur
12/2002 - 11/2005	Doktorand im Bereich Forschung und Vorausbildung bei der Robert Bosch GmbH in Gerlingen
seit 12/2005	Entwicklungsingenieur bei der Robert Bosch GmbH in Ab- statt





