

Statistische Analyse der Performance-Minderung von Kfz-Radaren bei gegenseitiger Interferenz

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

von der KIT-Fakultät für
Elektrotechnik und Informationstechnik
des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT)

genehmigte

DISSERTATION

von

M.Sc. Konstantin Fabian Hahmann

geb. in Lohr am Main

Tag der mündlichen Prüfung:

13.07.2021

Hauptreferent:

Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick

Korreferent:

Prof. Dr.-Ing. Wolfgang Menzel

Zusammenfassung

Radargeräte gelten als robuste Sensoren zur Umgebungserfassung bei Fahrerassistenzsystemen. Mit der zunehmenden Etablierung von aktiven Sicherheitssystemen wächst auch die Marktdurchdringung von Radargeräten. Hierdurch werden gegenseitige Störungen und damit verbundene Performanzeinbußen wahrscheinlicher. Gleichzeitig wachsen die Ansprüche an die Zuverlässigkeit der Radarsensoren infolge hochautomatisierter Fahrfunktionen.

Existierende Methoden zur Modellierung von Interferenz werden der Komplexität und Vielfältigkeit moderner Kfz-Radargeräte häufig nicht mehr gerecht, da die konkreten Übertragungsmuster beteiligter Radargeräte nicht ausreichend in Berechnungen mit eingebunden werden und statistisch zufällige Randbedingungen außer Acht gelassen werden.

In dieser Arbeit wird erstmals ein Modell vorgestellt, das statistische Analysen der Interferenz zwischen Kfz-Radarsensoren unter Beachtung statistisch zufälliger Übertragungszeiträume erlaubt. Der Einfluss der Übertragungsmuster der beteiligten Radargeräte auf die Anzahl und Eigenschaften der Einzelstörungen wird ebenso miteinbezogen wie deren Auswirkung auf die analoge und digitale Signalverarbeitung. Mithilfe dieses Modells werden die Auswirkungen konkreter Sendemuster-Parameter auf die Interferenz isoliert untersucht. In Schlüsselszenarien des automatisierten Fahrens werden in Abhängigkeit von Position und Anzahl der Störer statistische Untersuchungen bezüglich der Interferenzbedingten Performanzeinbußen angestellt.

Abstract

Radar sensors are considered robust sensors for environment perception of driver assistance systems. However, the risk of mutual interference between radar sensors grows with their market penetration while higher demands have to be met in order to enable safe highly automated driving. Existing modelling approaches to mutual interference fall short of the complexity and variety of modern automotive radar sensors since transmission patterns are not sufficiently taken into account and statistically random boundary conditions are widely ignored.

In this thesis, a simulation model will be introduced that enables the statistical analysis of mutual interference between automotive radar sensors, taking into account statistically random transmission periods of all radar sensors involved. The impact of transmission patterns on the number and properties of all single interference incidents will also be taken into consideration, as well as the effects of analogue and digital signal processing in interference. This model will then be applied to identify the effects of specific parameters of transmission pattern on the level of interference. Furthermore, the distribution of the interference related reduction of detection range will be evaluated in key scenarios of today's automated driving systems. In these scenarios, numbers and positions of interfering radars will be systematically varied.

Inhaltsverzeichnis

Zusammenfassung	i
Abstract	iii
Abkürzungen und Symbole	ix
1 Einleitung	1
1.1 Problemstellung	3
1.2 Lösungsansatz	5
2 Interferenz zwischen Kfz-Radaren	9
2.1 Interferenz Grundlagen	9
2.2 Voraussetzungen für Interferenz zwischen Kfz-Radaren	10
2.3 Interferenz zwischen FMCW- bzw. CS-FMCW-Radargeräten	12
2.3.1 Inkohärente Interferenz	13
2.3.2 Nahezu kohärente Interferenz	15
2.4 Wirkung von Interferenz anderer Modulationsarten auf FMCW- bzw. CS-FMCW-Radare	17
2.4.1 PMCW-Radare als Störer	17
2.4.2 OFDM-Radare als Störer	18
2.5 Maßnahmen zur Interferenzvermeidung und -unterdrückung	19
2.6 Zusammenfassung	24
3 Modellierung von Interferenz zwischen Kfz-Radaren	27
3.1 Bewertung von Störungen unter funktionalen Gesichtspunkten	29
3.1.1 Interferenz-zu-Rausch-Verhältnis	29

3.1.2	Reichweitenreduktion	30
3.2	Versuchsaufbauten für Validierungs- und Beispielmessungen	31
3.3	Funkkanal und Analoge Subsysteme	33
3.3.1	Nutzsignal	33
3.3.2	Rauschen	34
3.3.3	Clutter	35
3.3.4	Funkkanal der Interferenz	35
3.3.5	Inkohärente Interferenz durch FMCW-Störer . .	37
3.3.6	Nahezu kohärente Interferenz durch FMCW-Störer	42
3.3.7	Interferenz durch PMCW- und OFDM-Störer . .	44
3.4	Signalverarbeitung einzelner Rampen	47
3.4.1	Nutzsignal und Rauschen	48
3.4.2	Inkohärente Interferenz	52
3.4.3	Nahezu kohärente Interferenz	58
3.5	Signalverarbeitung mehrerer Rampen	59
3.5.1	Nutzsignal und Rauschen	59
3.5.2	Inkohärente Interferenz	60
3.5.3	Nahezu kohärente Interferenz	63
3.6	Detektion von Zielen	64
3.7	Winkelschätzung mit digital beamforming	66
3.7.1	Nutzsignal und Rauschen	68
3.7.2	Interferenz	70
3.8	Winkelschätzung mit Monopulse- und Multibeam-Ansätzen	72
3.9	Statistische Analyse von Interferenz durch einzelne Störer	74
3.9.1	Zufallsvariable ΔT	76
3.9.2	Zufallsvariable φ bei MIMO-Radaren	78
3.10	Statistische Analyse von Interferenz durch mehrere Störer	81
3.10.1	Mehrere unabhängige Störer	82
3.10.2	Mehrere synchronisierte Störer	83
3.11	Zusammenfassung	84
4	Analyse von Interferenz mittels Simulation	85

4.1	Aufbau der Simulation	85
4.2	Einfluss statistischer Größen auf die Interferenzleistung	88
4.2.1	Einfluss von ΔT auf Interferenz	89
4.2.2	Einfluss von $\Delta\varphi$ auf Interferenz	91
4.3	Einfluss mehrerer Störer auf die Interferenzleistung . . .	94
4.4	Einfluss weiterer Rampenparameter auf die Interferenzleistung	97
4.4.1	Einfluss der Rampensteilheit	97
4.4.2	Einfluss des Tastgrads	100
4.4.3	Einfluss Überlappung Frequenzbereiche	102
4.4.4	Einfluss pseudozufälliger Rampenparameter . . .	103
4.5	Zusammenfassung	105
5	Bewertung der Performance-Minderung in ausgesuchten Verkehrsszenarien	107
5.1	Sensor-Eigenschaften	109
5.1.1	Hardware	110
5.1.2	Rampenmuster	112
5.2	Einfluss der Positionen der Störquellen	114
5.3	Einfluss der Anzahl der Störquellen	120
5.4	Einfluss von digital beamforming	124
5.5	Einfluss von Reparaturmaßnahmen	126
6	Schlussfolgerungen und Ausblick	129
A	Anhang	133
A.1	Kennwerte des Radargerätes zur Validierung	133
A.2	Detailauswertung Simulationen	133
A.2.1	Reichweitenreduktion Front-MRR	134
A.2.2	Reichweitenreduktion Heck-MRR	135
	Literaturverzeichnis	137
	Eigene Veröffentlichungen	149

Abkürzungen und Symbole

Abkürzungen

AAF	engl. anti-aliasing filter (Antialiasing-Filter).
ADC	engl. analog-to-digital converter (Analog-Digital-Wandler).
CFAR	engl. constant false alarm rate (konstante Falschalarmlrate).
CS-FMCW	engl. chirp sequence frequency-modulated continuous wave.
DBF	engl. digital beamforming.
DFT	Diskrete Fouriertransformation.
FFT	engl. fast fourier transformation (schnelle Fouriertransformation).
FMCW	engl. frequency-modulated continuous wave (frequenzmoduliertes Dauerstrichradar).
FRR	engl. far-range radar (Fernbereichsradar).
INR	engl. interference-to-noise ratio (Interferenz-zu-Rausch-Verhältnis).
IQ	engl. in-phase and quadrature.
LOS	engl. line of sight (Sichtverbindung).
MIMO	engl. multiple-input and multiple-output (im Radar-Kontext: Radar mit mehreren Sende- und Empfangsantennen).
MRR	engl. mid-range radar (Mittelbereichsradar).
NLOS	engl. non-line-of-sight (Nicht-Sichtverbindung).
OFDM	engl. orthogonal frequency-division multiplexing (orthogonales Frequenzmultiplexverfahren).
PMCW	engl. phase-modulated continuous wave (phasenmoduliertes Dauerstrichradar).
RCS	engl. radar cross-section (Radarquerschnitt).

SIMO	engl. single-input and multiple-output (im Radar-Kontext: Radar mit einer Sende- und mehreren Empfangsantennen).
SIR	engl. signal-to-interference ratio (Signal-Interferenz-Verhältnis).
SNR	engl. signal-to-noise ratio (Signal-Rausch-Verhältnis).
SRR	engl. short-range radar (Nahbereichsradar).

Konstanten

$\vec{1}_{rx}$	Spaltenvektor aus Einsen. Anzahl der Elemente gleich der Anzahl der Empfangsantennen des Radars.
$\vec{1}_{tx}$	Spaltenvektor aus Einsen. Anzahl der Elemente gleich der Anzahl der Sendeantennen des Radars.
k_0	Boltzmann-Konstante, 1.380649E-23 J/K.
k_{IQ}	Konstante abhängig von der Empfängerstruktur.

Lateinische Symbole und Variablen

Kleinbuchstaben

\vec{p}_{rx}	Positionen aller Empfangsantennen relativ zu einer Referenz-Sendeantenne.
\vec{p}_{tx}	Positionen aller Sendeantennen relativ zu einer Referenz-Sendeantenne.
\vec{v}	Gewichtungsvektor.
d_I	Abstand zwischen Störer- und Opfer-Radar.
d_p	Abstand zwischen Radar und Reflexionspunkt.
d_t	Abstand zwischen Radar und Ziel.
f_I	Verteilungsfunktion der Interferenzleistung.
f_{AAF}	Grenzfrequenz des AAF.
f_{sample}	Abtastfrequenz des Analog-Digital-Wandlers.
$f_{\varphi,m}$	Verteilungsfunktion der zufälligen Nullphase einer Empfängergruppe eines MIMO-Radars.
f_c	Trägerfrequenz.
f_{hi}	Durch das AAF festgelegte obere Grenzfrequenz des empfindlichen Bereichs des Opfer-Empfängers um die gesendete Frequenzrampe des Opfer-Radars.
f_{lo}	Durch das AAF festgelegte untere Grenzfrequenz des empfindlichen Bereichs des Opfer-Empfängers um die gesendete Frequenzrampe des Opfer-Radars.
f_{win}	Fensterfunktion.
i_r	Zählvariable der Rampe, in der die Störung auftritt.
j	Imaginäre Zahl.
n_I	Anzahl aller Einzelstörungen.
n_r	Anzahl aller Frequenzrampen eines Kanals.
n_{IS}	Anzahl aller Interferenzquellen in einem Szenario.
$n_{sample,I}$	Anzahl der gestörten Samples.
$n_{sample,r}$	Anzahl der Samples einer Frequenzrampe.
n_{rx}	Anzahl aller Empfänger.
n_{sim}	Anzahl aller Simulationsläufe einer Monte-Carlo-Simulation.
n_{sym}	Anzahl der Symbole eines codierten Signals.
n_{tx}	Anzahl aller Sender.

p_{rx}	Position einer Empfangsantenne relativ zu einer Referenz-Empfangsantenne.
p_{tx}	Position einer Sendeantenne relativ zu einer Referenz-Sendeantenne.
$t_{I,0}$	Zeitpunkt, an dem die Frequenzrampen von Störer- und Opfer-Radar einander schneiden.
t_{start}	Zeitpunkt zum Anfang der Frequenzrampe.
t_{in}	Zeitpunkt, zu dem die Rampe des Störers in die Filterfrequenz des Opfers eintritt.
t_{out}	Zeitpunkt, zu dem die Rampe des Störers die Filterfrequenz des Opfer-Radars verlässt.
x	Zeitsignal der Zwischenfrequenz.
x_C	Zeitsignal des Clutters in der Zwischenfrequenz.
x_I	Zeitsignal der Interferenz in der Zwischenfrequenz.
x_N	Zeitsignal des Rauschens in der Zwischenfrequenz.
x_S	Nutzsignal in der Zwischenfrequenz im Zeitbereich.

Großbuchstaben

B	Bandbreite einer Frequenzrampe.
C	Leistung Clutter.
F	Rauschzahl.
G_{AAF}	Verstärkung der Amplitude einer Einzelstörung infolge der Aufschwungzeit des AAF.
G_{DBF}	Verstärkung des INR infolge des digital beamforming.
G_{rx}	Verstärkung der Empfangsantenne.
G_{tx}	Verstärkung der Sendeantenne.
G_{win}	Verstärkung eines Signals infolge des angewandten Fensters.
I	Interferenzleistung.
I_{θ}	Interferenzleistung in Abhängigkeit des Beobachtungswinkels.
L	Gesamtheit der Verluste eines Signals.
L_I	SNR-Verluste infolge von Interferenz.
L_R	Relative Reduktion der Detektionsreichweite.
L_{int}	Einwege-Verluste infolge der Integration des Radargerätes in Gehäuse und Fahrzeug.

L_{rx}	Verluste durch die Übertragung von der Empfangsantenne zum Empfänger.
L_{tx}	Verluste durch die Übertragung vom Transmitter zur Sendeantenne.
N	Rauschleistung.
P_D	Detektionsrate.
P_N	Rauschleistung des Sensors vor der Signalverarbeitung.
P_{FA}	Falschalarmrate.
$P_{rx,I}$	Leistung der Interferenz am Empfänger.
$P_{rx,S}$	Leistung des Nutzsignals am Empfänger.
$P_{rx,max}$	Maximale Leistung am Empfänger, die durch die Dynamik des Analog-Digital-Wandlers dargestellt werden kann.
P_{tx}	Sendeleistung des Transmitters.
R_{det}	Detektionsreichweite.
\mathbf{R}_x	Geschätzte Kovarianzmatrix des Signals über alle Kanäle.
S	Leistung des Nutzsignals.
SNR_{min}	Adaptive Detektionsschwelle.
S_θ	Leistung des Nutzsignals in Abhängigkeit des Beobachtungswinkels.
S_{xx}	Spektrale Leistungsdichte eines PMCW-Radars.
T	Allg. Zeitraum.
T_0	Rauschtemperatur, bei Kfz-Radaren i.d.R. 100°C.
T_I	Dauer, für die das Störsignal das Filterband des Opfer-Radars schneidet.
T_S	Dauer einer Messung.
T_{chip}	Chip-Dauer eines codierten Signals.
T_{cycle}	Dauer eines Messzyklus.
T_{rand}	Zufällige Abweichung der Dauer eines Messzyklus.
T_{rise}	Aufschwingdauer des AAF.
T_{rg}	Dauer, die ein range gate in der Dimension Zeit beansprucht.
T_{rw}	Wiederholungsrate der Frequenzrampen.
T_r	Dauer einer Frequenzrampe.
X	Signal in der Zwischenfrequenz im Frequenzbereich.

X_C	Clutter-Signal in der Zwischenfrequenz im Frequenzbereich.
X_I	Interferenzsignal in der Zwischenfrequenz im Frequenzbereich.
X_N	Rauschen in der Zwischenfrequenz im Frequenzbereich.
X_S	Nutzsignal in der Zwischenfrequenz im Frequenzbereich.
$ X_{min} $	Minimale Amplitude eines Bins, die zur Detektion als Ziel führt.

Griechische Symbole und Variablen

ΔT	Zeitspanne zwischen den Startzeitpunkten der Messungen von Störer- und Opfer-Radar.
ΔT_{inc}	Schrittweite der Monte-Carlo-Simulation bzgl. der Variation von ΔT .
$\Delta \mu$	Unterschied der Rampensteilheiten von Störer- und Opfer-Radar.
$\Delta \vec{\varphi}$	Differenz der Nullphasen der Interferenz aller Empfängergruppen eines MIMO-Radars.
Δf_I	Zwischenfrequenz einer nahezu kohärenten Störung.
α_{AAF}	Einfluss des AAF auf die Amplitude der Störung.
$\alpha_{IF,S}$	Amplitude des Nutzsignals in der Zwischenfrequenz im Zeitbereich.
ϵ	Dielektrische Leitfähigkeit.
λ	Mittlere Wellenlänge der Trägerfrequenzen.
ϕ_{IF}	Ideale Phase der Zwischenfrequenz.
$\phi_{IF,I}$	Ideale Phase der Interferenz in der Zwischenfrequenz.
$\phi_{err,max}$	Maximaler Winkelfehler des Arguments eines Bins bei dem Monopulse-Verfahren.
σ	Monostatischer Radarquerschnitt.
σ_b	Bistatischer Radarquerschnitt.
σ_I	Standardabweichung des Interferenz-Signals in der Zwischenfrequenz.
σ_N	Standardabweichung des Rauschens.
θ	Allgemeiner Winkel bei der Winkelschätzung.

θ_I	Winkel zur Interferenzquelle in Abweichung zur Hauptstrahlrichtung der Antenne des Opfer-Radars.
θ_p	Winkel zum Reflexionspunkt in Abweichung zur Hauptstrahlrichtung der Antenne des Opfer-Radars.
θ_t	Winkel zum Ziel in Abweichung zur Hauptstrahlrichtung der Antenne des Opfer-Radars.
$\varphi_{0,I}$	Nullphase der Interferenz in der Zwischenfrequenz.
φ_N	Phasenrauschen.
φ_{inc}	Schrittweite der Monte-Carlo-Simulation bzgl. der Variation von $\Delta\varphi_m$.
φ_m	Nullphase der Interferenz einer Empfängergruppe eines MIMO-Radars.
$\vec{\varphi}$	Nullphasen der Interferenz aller Empfängergruppen eines MIMO-Radars.

Operatoren und mathematische Symbole

- Hadamard-Produkt.
- ⊗ Kronecker-Produkt.

Allgemeine Tiefindizes

H	Dem Opfer-Radar zugeordnet.
I	Dem Störer bzw. dem Interferenz-Signal zugeordnet.
S	Dem Nutzsinal zugeordnet.
θ	Auf die Winkel-Verarbeitung beziehend.
d	Auf die Doppler-Verarbeitung beziehend.
k	Zählvariable für einzelne Störungen.
m	Zählvariable für Sendeantennen.
n	Zählvariable für Empfangsantennen.
r	Auf eine einzelne Rampen beziehend.
rd	Auf die Range-Doppler-Verarbeitung beziehend.

1 Einleitung

Fahrassistenzsysteme sollen das Autofahren komfortabler machen und die Sicherheit aller Verkehrsteilnehmer erhöhen. Das geschieht durch an den Fahrer gerichtete Informationen und Warnungen (z.B. Verkehrszeichenerkennung, Spurverlassenswarner), durch eine zeitlich begrenzte Übernahme der Fahrzeugsteuerung bei akuten Gefahren (z.B. Notbremsassistent) oder durch eine andauernde Übernahme der Kontrolle über einzelne Fahrfunktionen oder das gesamte Fahrzeug (z.B. Abstandsregeltempomat) [GSS15].

Zur Beschreibung des Grades der Automatisierung wurde ein fünf- bzw. sechsstufiges Modell etabliert, von Level 0 (ohne Automation) bis Level 4 bzw. 5 (voll-automatisierter Fahrbetrieb). Derzeit stellt die serienreife Entwicklung eines Level-3-Systems eine große Hürde für Kfz-Hersteller dar, da ab diesem Automatisierungsniveau die Verantwortung über das Fahrtgeschehen vom Fahrer auf das Fahrzeug übertragen wird. Zwar muss der Fahrer jederzeit bereit sein, die Kontrolle über das Fahrzeug binnen weniger Sekunden wieder zu übernehmen, das Fahrassistenzsystem muss bis dahin aber fehlerfrei funktionieren und eine eventuell bevorstehende Überforderung frühzeitig erkennen. Aufgrund der Milliarden jährlich zurückgelegten Kilometer muss die Sicherheit eines solchen Systems außerordentlich hoch sein. Die Anforderungen an die Umfelderkennung steigen dementsprechend, weshalb eine Kombination mehrerer Sensoren mit unterschiedlichen Messprinzipien eingesetzt wird. Radarsensoren, Kameras und seltener auch Lidare kommen bei der Erfassung des fließenden Verkehrs zum Einsatz.

Radargeräte, die elektromagnetische Wellen aussenden und anhand der Reflexionen die Umgebung vermessen, gelten als robust, beherrschbar und relativ günstig. Aufgrund der im Vergleich zur Kamera leicht zu implementierenden Detektionsmethoden hat das Radar eine lange Geschichte im automatisierten Fahren [Men16] [Mei14] und so bieten heute fast alle großen Automobilhersteller zumindest einfache Fahrassistenzsysteme mit Radargeräten an.

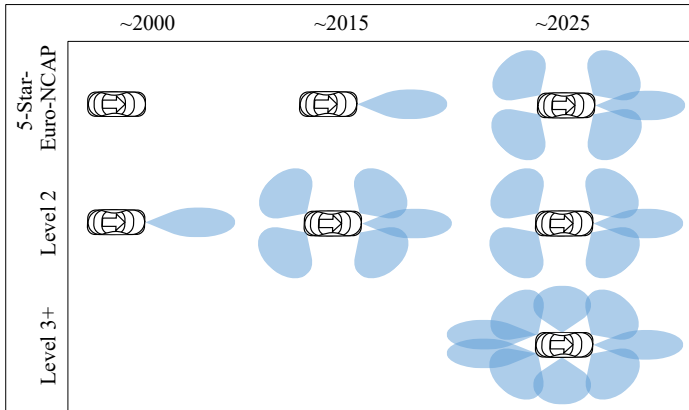


Abb. 1.1: Evolution der Radar-Setups bei Fahrassistenzsystemen.

Grund für die zunehmende Marktdurchdringung sind neben der Nachfrage der Kunden nach Fahrassistenzsystemen vor allem die für viele Käufer wichtigen Rankingsysteme zur Fahrzeugsicherheit, in denen aktive Sicherheitssysteme seit Jahren an Gewicht gewinnen. Im Euro-NCAP Test wurde 2014 der Notbremsassistent mit in die Wertung aufgenommen [Eur15], der seitdem zunehmend komplexere Verkehrssituationen meistern muss [Eur17] und infolgedessen immer umfangreichere Sensor-Setups benötigt. Außerdem dringen Systeme der Level 3 und 4 auf den Markt, die Sensoren zur 360°-Beobachtung der Umgebung benötigen. Der daraus folgende Trend zu mehr Radar-Sensoren in allen Ausstattungsstufen ist in Abbildung 1.1 dargestellt. Die zunehmende Marktdurchdringung von Radarsensoren lässt sich auch an der Nachfrage der Automobilhersteller nach Kfz-Radargeräten in Abbildung 1.2 ablesen. Das Kfz-Radar ist ein aktiver Sensor und so kann es zu Störungen durch Interferenz mit anderen Radargeräten in der Nähe kommen, sofern zeitgleich dasselbe Frequenzband genutzt wird. Diese Störungen haben geringere Detektionsreichweiten der betroffenen Kfz-Radare und seltener eine erhöhte Falsch-Positiv-Rate zur Folge. Geringere Detektionsreichweiten können während der Fahrt zum verspäteten Erkennen von Hindernissen führen, wodurch aktive Sicherheitsfunktionen zu spät ausge-

löst werden und ein sicheres und komfortables hoch-automatisiertes Fahren bei den spezifizierten Geschwindigkeiten nicht dauerhaft möglich ist.

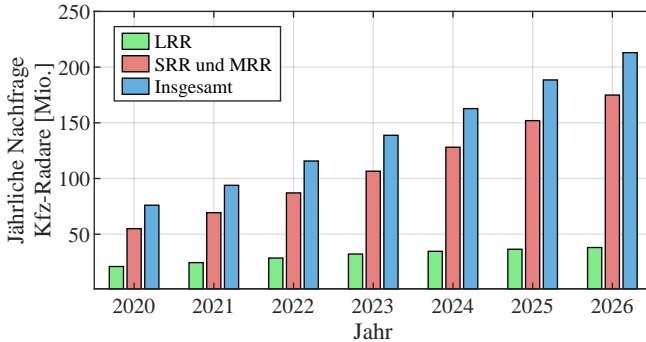


Abb. 1.2: Prognose der jährlichen Nachfrage aller Automobilhersteller zusammen nach KFZ-Radarsensoren [Rit19].

Während in den vergangenen Jahren die Interoperabilität zwischen Radarsensoren in der Praxis eine untergeordnete Rolle gespielt hat, gewinnt dieses Thema aus zwei Gründen an Relevanz: Auf der einen Seite nimmt wie beschrieben die Anzahl der Kfz-Radare auf den Straßen zu, weshalb gegenseitige Störungen wahrscheinlicher werden. Auf der anderen Seite erfordern Fahrassistenzsysteme der Level 3 und höher eine ununterbrochene Verfügbarkeit der Umgebungserfassung, was bei bisherigen Systemen nicht der Fall war.

1.1 Problemstellung

Umfangreiche Untersuchungen zur Interoperabilität von Kfz-Radaren wurden erstmals öffentlich zugänglich im EU-Forschungsprojekt Mosarim („More Safety for All by Radar Interference Mitigation“) durchgeführt [Kun12a]. Dabei wurden unter anderem grundsätzliche Interferenzmechanismen zwischen den damals üblichen Radargeräten untersucht, Gegenmaßnahmen bewertet und Testfälle entwickelt. Hierbei wurde festgestellt, dass die Leistung der Interferenz, die im Empfänger des Opfers auftritt, und somit auch die Ausprägung der Störungen

stark von Anzahl, Positionen und Orientierungen der beteiligten Radare abhängig sind. Kurzfristige Unterbrechungen der Sichtverbindungen, fokussierte Sende- und Empfangsantennen sowie Verfahren zur Winkelschätzung tragen dazu bei, dass bereits geringe Änderungen der örtlichen Gegebenheiten einen großen Einfluss auf das Ausmaß der Störungen haben können. Infolgedessen sind aussagekräftige, reproduzierbare Messungen schwierig durchzuführen und Simulationen zur statistischen Erfassung naheliegend. Statistische Untersuchungen mittels Simulation unter Bezugnahme auf die Anzahl der Sensoren sowie deren Positionen oder Orientierung sind vielfach durchgeführt worden, jeweils mit dem Fokus auf den Funkkanal [Sch+15b] [Sch+15a] [Al+18] [MSP18] [Ter+19].

Jedoch trägt nicht nur der Funkkanal zur starken Varianz der Interferenzleistung bei, sondern auch statistisch zufällige zeitliche Rahmenbedingungen. Schmalbandige Empfänger, Tastgrade unter 50% und Phasen-sensible Auswertungsalgorithmen führen dazu, dass der Umfang einer Störung stark von den jeweiligen Übertragungszeitpunkten und Übertragungsmustern der beteiligten Radargeräte abhängt. Moderne Kfz-Radargeräte nutzen unterschiedlichste Übertragungsmuster aus vielen Frequenzrampen mit wechselnden Parametern, umfangreiche Sende- und Empfangsstrukturen und umfassende Signalverarbeitungsmethoden, weshalb der Ergebnisraum der durch Interferenz verursachten Störungen weit gefächert ist. Eine Bernoulli-Verteilung reicht nicht aus, um die Folgen statistisch zufälliger Übertragungszeitpunkte zu beschreiben, wie in [OH05] und [Bro07] vereinfacht angenommen wird. Stattdessen müssen für unterschiedliche zeitliche Rahmenbedingungen alle Einzelstörungen erkannt und charakterisiert werden.

Verfügbare Modelle zur Quantifizierung der Interferenzleistung anhand von Einzelstörungen nehmen keinen Bezug auf statistisch zufällige zeitliche Rahmenbedingungen und sind nicht für die Anwendung auf aktuelle Radararchitekturen und Signalverarbeitungsalgorithmen ausgelegt [Sch17]. Eine Modellierung des gestörten Signals im Zeitbereich wie in [Fis16] ist aufgrund hoher Laufzeiten für statistische Betrachtungen vieler Störungen ungeeignet. Darüber hinaus beinhalten kritische Szenarien meist deutlich mehr als ein störendes Radargerät, weshalb ein Simulationsmodell auch in der Lage sein muss, die Auswirkungen vieler unabhängiger Störer zu handhaben.

1.2 Lösungsansatz

In dieser Arbeit wird ein Simulationsmodell zur Berechnung der Interferenzleistung vorgestellt, das statistisch zufällige zeitliche Rahmenbedingungen miteinbezieht und somit eine realistischere Abschätzung der durch Interferenz verursachten Störungen und derer Folgen ermöglicht. Im Zentrum dieses Modells steht der Abgleich der Übertragungsmuster von Störer und Opfer zur Identifikation und Charakterisierung der Einzelstörungen für statistisch zufällige Übertragungszeitpunkte.

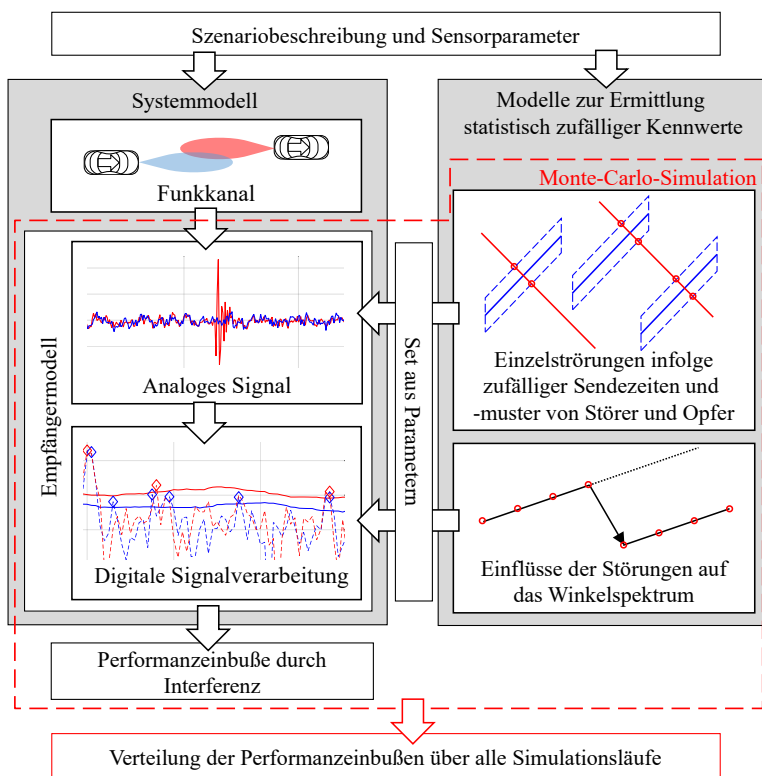


Abb. 1.3: Aufbau des Modells zur statistischen Analyse der Interferenz.

Das Gesamtmodell ist in Abbildung 1.3 in zwei Kategorien gegliedert dargestellt. Zum einen besteht es aus einem Systemmodell, in dem die Interferenzleistung und daraus folgende Performanzeinbußen eines Kfz-Radars für ein festgelegtes Szenario mit konkreten Störmustern ermittelt werden.

Dem gegenüber stehen Modelle zur Ermittlung statistisch zufälliger zeitlicher Rahmenbedingungen, die dem Systemmodell als Eingabe dienen. Durch den Abgleich der Übertragungsmuster von Störer und Opfer erfolgt im ersten Modell eine Identifikation und Charakterisierung der Einzelstörungen für statistisch zufällige Übertragungszeitpunkte. Anzahl, Zeitspannen und Zeitpunkte der Störungen werden an das Systemmodell übergeben, um das analoge Signal der Interferenz zu modellieren. Des Weiteren werden die Einflüsse der Übertragungsmuster und -zeitpunkte von Störer und Opfer auf die Algorithmen der Winkelschätzung bestimmt und an das Systemmodell der Signalverarbeitung übergeben. Für MIMO-Opfer-Radargeräte wird hierfür ein separates Modell zur statistischen Analyse der Interferenz im Winkelspektrum vorgestellt. Um die Performanzeinbußen unter Einbeziehung der statistischen Größen abzubilden, wird das Empfängermodell mit systematisch variierenden Eingangsparametern aus den Modellen zur Ermittlung statistisch zufälliger Parameter viele Male in einer Monte-Carlo-Methode simuliert. Aus den unterschiedlichen Ergebnissen dieser Simulationsläufe wird eine Wahrscheinlichkeitsverteilung erzeugt, die unter statistischen Gesichtspunkten analysiert werden kann. Alle Modelle, die im Zuge der Monte-Carlo-Simulation wiederholt durchlaufen werden, sind auf kurze Rechenzeiten optimiert, sodass viele Rampen, umfangreiche Empfängerstrukturen und eine hohe Anzahl von Störern in die Simulation mit einbezogen werden können.

Nachdem in Kapitel 2 vorerst die Grundlagen der Interferenz zwischen Kfz-Radargeräten geklärt werden, wird das Gesamtmodell aus Abbildung 1.3 einschließlich aller Submodelle in Kapitel 3 umfangreich beschrieben. Die Teilaspekte des Modells werden in diesem Kapitel an gegebenen Stellen systematisch messtechnisch verifiziert. In Kapitel 4 wird kurz die Übersetzung des Gesamtmodells in ein Simulationsmodell erläutert. Anschließend werden durch gezielte Anwendungen des Simulationsmodells die Auswirkung einzelner statistisch zufälliger Parameter, Rampenmuster und Randbedingungen auf die Interferenzleistung und resultierende Performanzeinbußen isoliert untersucht. In Kapitel 5 wird

das Simulationsmodell auf ausgesuchte Verkehrsszenarien angewandt, die im Bezug auf Störungen für Kfz-Radargeräte eine besondere Relevanz haben.

2 Interferenz zwischen Kfz-Radaren

In diesem Kapitel sollen zunächst die Grundlagen der Interferenz zwischen Kfz-Radaren geklärt werden. Es wird erklärt, was Interferenz ist, wie sie zustande kommt, welche Charakteristiken eine Interferenz-Störung im Zeit- und Frequenzbereich von Kfz-Radargeräten annehmen kann und welche Auswirkungen sie auf die Sensorperformance mit sich bringt. Es werden Mechanismen und Auswirkungen von Störungen durch FMCW-, OFDM- und PMCW-Radargeräte untersucht. Die Funktionsprinzipien sowie Vor- und Nachteile dieser Verfahren werden in den jeweiligen Abschnitten kurz erklärt. Da moderne Kfz-Radare fast ausschließlich auf der FMCW-Methode basieren, werden in dieser Arbeit ausschließlich Auswirkungen von Störungen auf Radare dieser Modulation beschrieben. Am Ende des Kapitels wird noch eine kurze Übersicht über Maßnahmen zur Interferenzvermeidung und -unterdrückung gegeben, die für Kfz-Radargeräte in Frage kommen.

2.1 Interferenz Grundlagen

Während man unter Interferenz ganz allgemein die Überlagerung mehrerer Wellen versteht [PS13], wird der Begriff unter Ingenieuren meist im Zusammenhang mit Störungen verwendet, die infolge unerwünschter Überlagerungen mit Signalen anderer Sender entstehen. Signale anderer Sender (Störer) werden aufgenommen, falls diese Systeme den selben Übertragungskanal mit dem gestörten Gerät (Opfer) teilen (Abbildung 2.1).

In der Kommunikationstechnik müssen Störer nicht zwangsläufig andere Kommunikationsmittel sein. So können elektrische Schaltungen auch unbeabsichtigt Strahlung aussenden [Sch94]. Obwohl auch bei Automobilradargeräten Störungen durch unwillkürliche Sender auftreten können, finden diese hier keine Beachtung, da sie durch entsprechende Schirmungen unter Kontrolle gebracht werden können.

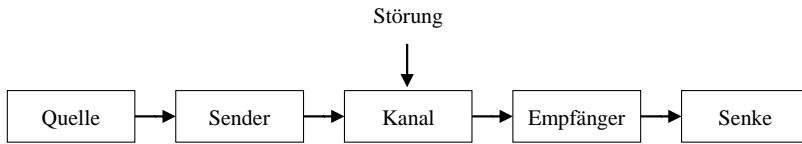


Abb. 2.1: Sender-Empfänger-Modell nach Shannon–Weaver [Sha48].

2.2 Voraussetzungen für Interferenz zwischen Kfz-Radaren

Interferenz tritt auf, sofern die Signale von Störer und Opfer denselben Kanal teilen. Der Kanal von Radargeräten enthält, wie bei der Übertragung elektromagnetischer Wellen im Allgemeinen, die folgenden Dimensionen [Bre59]:

- Raum,
- Frequenz,
- Zeit und
- Polarisierung.

Opfer und Störer teilen sich einen Raum, wenn das ausgesendete Signal des Störers den Empfänger des Opfers erreicht. Dies geschieht entweder auf direktem Wege (LOS: engl. line of sight (Sichtverbindung)) oder indirekt (NLOS: engl. non-line-of-sight (Nicht-Sichtverbindung)) (Abbildung 2.2). LOS-Störungen haben häufig eine höhere Amplitude als das Nutzsignal, da kein Leistungsverlust infolge der Reflexion auftritt (siehe Unterabschnitt 3.3.4).

Die Sendefrequenzen von Kfz-Radargeräten werden weitestgehend durch nationale und internationale Normen und Gesetze bestimmt. Für Kfz-Radare stehen derzeit Frequenzbänder von 24 GHz bis 24.25 GHz sowie von 76 GHz bis 77 GHz und 77 GHz bis 81 GHz zur Verfügung [17a] [17b] [17c]. 24-GHz-Radare werden immer seltener, da die vergleichsweise niedrigen Sendefrequenzen die Radargeräte unnötig groß machen, das Band nicht ausschließlich für Kfz-Radare reserviert ist und die Zulassungen einiger Orte zum 1. Januar 2023 enden [12]. Das Band von 77 GHz

bis 81 GHz ist 2020 international noch nicht allerorts für Kfz-Radare zugelassen und die Sendeleistung ist in manchen Ländern derart eingeschränkt, dass diese Technologie in erster Linie für Parkapplikationen in Betracht kommt. Dementsprechend senden derzeit fast alle erhältlichen Kfz-Radare im Frequenzband zwischen 76 GHz und 77 GHz. Kfz-Radare benötigen Sendebandbreiten zwischen 100 MHz und 1000 MHz um die geforderten Distanzauflösungen und Trennfähigkeiten zu erreichen. Eine Überlappung der Sendebereiche mehrerer Radargeräte in der Frequenz wie in Abbildung 2.3 ist also stets wahrscheinlich.

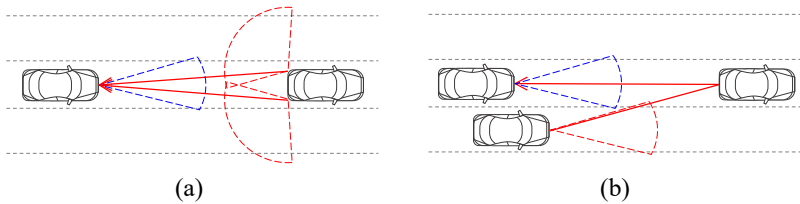


Abb. 2.2: Zwei Szenarien, in denen die räumliche Situation der Radarsensoren Interferenz ermöglicht. (a) Zwei Radar-Geräte strahlen direkt in das Opfer-Radar. (b) Das Radargerät des auf der Nachbarspur fahrenden Fahrzeugs strahlt über eine 2-Wege-Reflexion in das Opfer-Radar.

Eine weitere Voraussetzung für Interferenz ist, dass Störer und Opfer gleichzeitig Übertragungen durchführen (siehe Abbildung 2.3). Die Wahrscheinlichkeit hierfür ist im Allgemeinen vom Tastgrad der Radarsensoren abhängig. Um die Dauer bis zu einer möglichen Kollision gering zu halten sind hohe Messraten der Umgebungserfassungssensoren unerlässlich. Andererseits werden längere Messungen für höhere Reichweiten und bessere Geschwindigkeitsauflösungen benötigt. Aktuell führt das zu Messraten um die 20 Hz und zu Tastgraden von 30% bis 50%. Deutlich höhere Tastgrade sind derzeit aufgrund der Abwärme der HF-Komponenten nicht zu erwarten. Da aktive Kühlsysteme mit Luft oder gar Flüssigkeiten aus Kostengründen nicht vorgesehen sind, wird diese Einschränkung voraussichtlich vorerst Bestand haben.

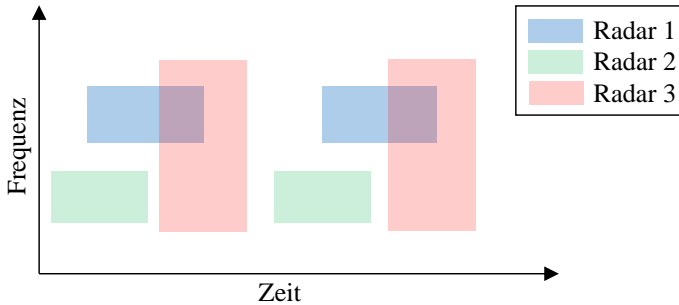


Abb. 2.3: Voraussetzung für Interferenz in Frequenz und Zeit. Die Sendekanäle von Radar 1 und Radar 2 sind über die Frequenz getrennt, Radar 2 und 3 über die Zeit. Radar 1 und 3 teilen Vorübergehend Zeit und Frequenz, wodurch Interferenz möglich wird.

Eine weitere Voraussetzung für Übertragungen sind nicht-orthogonale Polarisierungen von Sende- und Empfangsantennen. Bei LOS-Störungen können exakt um 90° verdrehte linear polarisierte Antennen zwei getrennte Kanäle bilden. Aufgrund von Toleranzen der Sendantennen und NLOS-Ausbreitungen erfolgt in der Realität jedoch kaum eine Trennung der Kanäle durch unterschiedliche Polarisierungen. Somit ist diese Voraussetzung für Interferenz meist erfüllt.

2.3 Interferenz zwischen FMCW- bzw. CS-FMCW-Radargeräten

Im Jahr 2020 funktionierten alle in Serie gebauten Kfz-Radare nach dem FMCW-Prinzip. Auch in den kommenden Jahren ist kein deutlicher Umschwung auf ein anderes Modulationsverfahren abzusehen, da das Groß der etablierten Radar- und RF-Hardware-Hersteller weiterhin auf bewährte FMCW-Verfahren baut. Dementsprechend ist auch die Interferenz zwischen FMCW-Radaren das häufigste und wichtigste Phänomen im Kfz-Bereich.

FMCW steht für frequency-modulated continuous wave, zu deutsch Fre-

quenzmoduliertes Dauerstrichradar. Durch lineare Frequenzmodulation eines für wenige Mikro- bis Millisekunden anhaltenden Signals wird eine lineare Frequenzrampe (engl. chirp) erzeugt und ausgesendet. Die von einem Ziel reflektierte Rampe wird vom Empfänger am Radargerät aufgenommen und mit dem Sendesignal gemischt. Aus der so bestimmten Zwischenfrequenz kann unter Einbezug der Rampensteilheit der Abstand zum Ziel berechnet werden: Je höher die Zwischenfrequenz, desto höher der Abstand.

Durch das Senden mehrerer Rampen und den Vergleich der jeweiligen Zwischenfrequenzen sowie deren Phasen kann zudem die Dopplerfrequenz und somit die radiale Geschwindigkeit eines Ziels bestimmt werden. Bei Kfz-Radaren ist derzeit das Fast-Chirp-Verfahren, auch Chirp-Sequence-Verfahren (CS-FMCW), üblich. Bei dieser Methode handelt es sich um eine Sonderform des FMCW-Prinzips. Es wird eine Sequenz aus vielen Rampen in kurzen Zeitabständen gesendet [Kro14]. Durch eine 2D-DFT wird ein zweidimensionales Spektrum aufgespannt, das Range-Doppler-Spektrum, in dem eine Dimension der Reichweite und die andere der Geschwindigkeit entspricht. Vorteile dieses Verfahrens sind die Möglichkeit simultan Geschwindigkeiten und Abstände zu messen sowie die relativ einfache und somit günstige Hardware [FJ15].

2.3.1 Inkohärente Interferenz

Am häufigsten kommt es zu einer Störung zwischen FMCW-Radaren, wenn deren Frequenzrampen einander schneiden. Das kann passieren falls mehrere Radargeräte mit unterschiedlichen Rampensteilheiten aufeinander treffen, die den gleichen Frequenzbereich nutzen [OH05] [Bro07]. Diese Art der Interferenz wird auch inkohärente Interferenz genannt [Sch17].

Da die Zwischenfrequenz eines FMCW-Radars durch ein Antialiasing-Filter (AAF) begrenzt wird, um Störungen und Mehrdeutigkeiten zu reduzieren, bildet sich um die Opferrampe im Zeit-Frequenz-Diagramm ein schmales Band, in dem das Radar für Störungen empfänglich ist (Abbildung 2.4(a)). Bei inkohärenter Interferenz schneidet die Rampe des Störers dieses Band für eine kurze Dauer T_I , was zu einer linear abnehmenden und anschließend wieder steigenden Zwischenfrequenz führt (Abbildung 2.4(b)). Aufgrund von Nichtlinearitäten infolge des unterschiedlichen Phasenrauschens von Störer und Opfer sowie auf-

grund geringer Abtastraten gleicht die Störung im Zeitsignal einem kurzen zufälligen Rauschen, welches vom Dämpfungsverhalten des Filters überlagert ist (siehe Abbildung 2.5(a)).

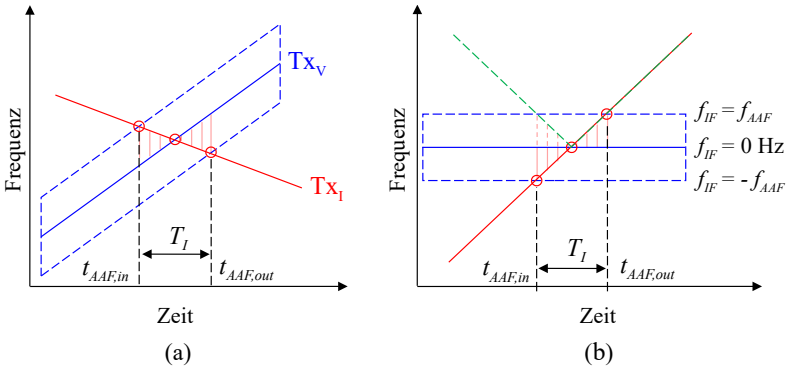


Abb. 2.4: Inkohärente Störung zwischen zwei FMCW-Radaren. (a) Zeit-Frequenz-Diagramm der Trägerfrequenzen. (b) Zeit-Frequenz-Diagramm in der Zwischenfrequenz des Opfers.

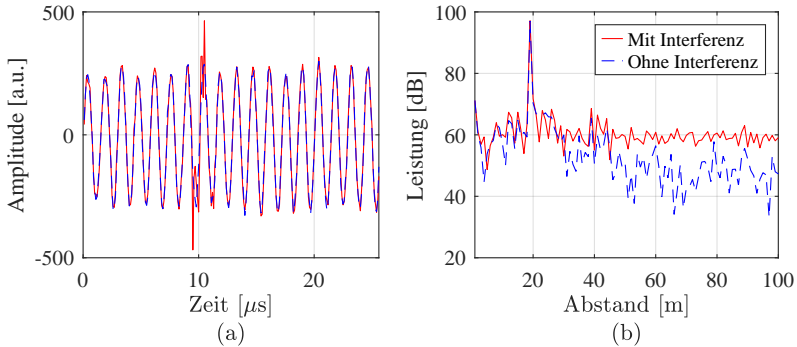


Abb. 2.5: Messung mit einer inkohärenten Störung in der Zwischenfrequenz (a) im Zeitbereich und (b) im Leistungsspektrum der Reichweitenmessung.

Im Frequenzspektrum wird diese Störung als stochastisches breitbandiges Rauschen sichtbar, das zum intrinsischen Rauschen des Signals addiert wird. Diese globale Erhöhung des Rauschwertes resultiert in Detektionsverlusten und somit in geringeren Reichweiten des Sensors (Abbildung 2.5(b)). Bei Sendemustern mit mehreren hundert Rampen, wie sie bei CS-FMCW-Radaren üblich sind, ist es sehr wahrscheinlich, dass viele Einzelstörungen auftreten. Es gilt, dass die Reduktion der Reichweite mit der Dauer und der Anzahl der einzelnen Störungen zunimmt.

2.3.2 Nahezu kohärente Interferenz

Nahezu kohärente Interferenz kann auftreten, falls zwei FMCW-Radare mit gleicher bzw. nahezu gleicher Rampensteilheit aufeinander treffen. Dabei müssen Störer und Opfer nicht nur ein Frequenzband teilen, auch der Zeitversatz zwischen den Sendezyklen der Sensoren muss so sein, dass eine Rampe des Störers in das sensible Band einer Rampe des Opfers fällt (Abbildung 2.6(a)).

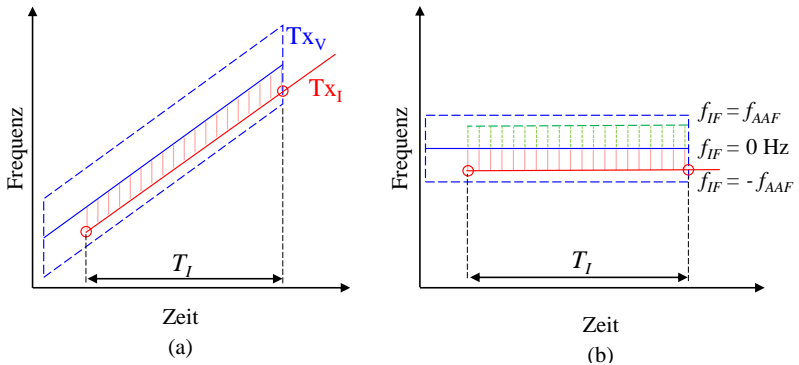


Abb. 2.6: Nahezu kohärente Störung zwischen zwei FMCW-Radaren. (a) Zeit-Frequenz-Diagramm der Trägerfrequenzen. (b) Zeit-Frequenz-Diagramm in der Zwischenfrequenz des Opfers.

Ist das der Fall, entsteht über die Zeit der Störung in der Zwischenfrequenz eine kontinuierliche Frequenz, deren Charakteristik oberflächlich einer Reflexion ähnelt (Abbildung 2.6(b)). Für gewöhnlich entstehen

im Spektrum aber keine deutlichen Peaks. Nicht-korreliertes Phasenrauschen, Linearitätsfehler zwischen den Rampen von Störer und Opfer und geringe Unterschiede der Rampensteigung führen zu breiten Peaks mit deutlicher Skirtbildung [GBM10] (Abbildung 2.7). Breite Peaks bedeuten ein starkes lokales Rauschen und führen somit zu verringerten Detektionsreichweiten im Bereich um die Störung. Des Weiteren können breite Peaks als Ziele fehlinterpretiert werden (Geisterziele). Derartige Falschdetektionen führen zu einer erhöhten Falsch-positiv-Rate.

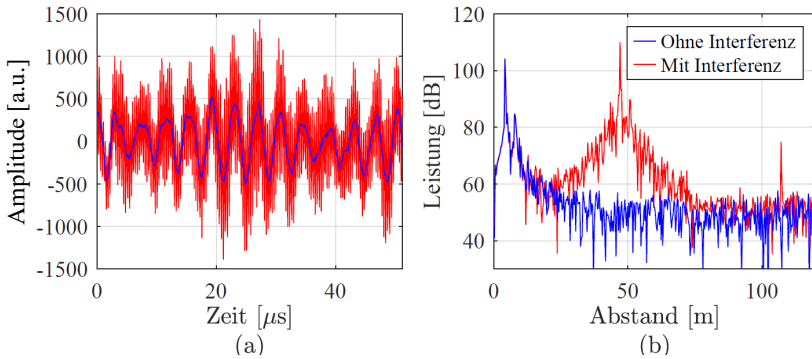


Abb. 2.7: Messung mit einer nahezu kohärenten Störung in der Zwischenfrequenz (a) im Zeitbereich und (b) im Leistungsspektrum der Reichweitenmessung.

Peak-Detektoren von Kfz-Radaren sind so eingestellt, dass Falsch-positiv-Raten von 5% bis 10% zugelassen werden. Weitere Mechanismen in der Signalverarbeitung sorgen dafür, dass aus einer Falschdetektion nur äußerst selten ein für die Fahrfunktion relevantes Objekt erzeugt wird. Die Wahrscheinlichkeit der Bildung eines stabilen Falschobjektes infolge nahezu kohärenter Interferenz ist noch geringer (siehe Unterabschnitt 3.5.3). Einfache Maßnahmen, die bereits in vielen Serien-Kfz-Radaren implementiert sind, verringern diese Wahrscheinlichkeit weiter (siehe Abschnitt 2.5) und Interferenz-bedingte Geisterziele fallen demnach bei den Fahrfunktionen nicht ins Gewicht. Dementsprechend wird dieser Aspekt nahezu kohärenter Interferenz in dieser Arbeit auch nicht

im Detail untersucht. Stattdessen werden die Rauscherhöhung und die damit verbundene Verringerung der Detektionsreichweite betrachtet.

2.4 Wirkung von Interferenz anderer Modulationsarten auf FMCW- bzw. CS-FMCW-Radare

Obwohl derzeit praktisch alle Kfz-Radare auf dem FMCW-Prinzip aufgebaut sind, könnten weitere Modulationsverfahren in der Zukunft eine Rolle spielen. Ein erstes Kfz-Radar mit Phasenmodulation (Phase Modulation Continues Wave = PMCW) ist bereits angekündigt [Hin20] und in der Forschung wird die Wirksamkeit der Umfelderkennung von Radaren mit orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM) untersucht [Stu12].

2.4.1 PMCW-Radare als Störer

Bei dem PMCW-Prinzip werden anstelle von Frequenz-modulierten Rampen frequenz-kontinuierliche Sequenzen mit wechselnden Phasenlagen übertragen. Um Distanzen zu bestimmen, werden die reflektierten Signale von einer Gruppe Korrelatoren bearbeitet, bei der jeder Korrelator einem Abstandsbereich entspricht [Bou+16]. Hierdurch erhält man ein Signal analog zu einem Frequenzspektrum. Um die radialen Geschwindigkeiten zu bestimmen, werden wie bei dem CS-FMCW-Verfahren viele Sequenzen kurz hintereinander gesendet, woraus ein Range-Doppler-Spektrum bestimmt werden kann.

Anstelle der Rampen-Bandbreite hängt die Distanzauflösung beim PMCW-Radar von der sog. Chipweite, der Dauer einer einzelnen Phasenlage, ab. Durch eine Codierung der Phasenlagen, die neben minimaler Autokorrelation auch auf minimale Kreuzkorrelation mit anderen Codes optimiert ist, kann die gegenseitige Störung von PMCW-Radaren minimiert werden [Bor+17]. Diese Minimierung hat jedoch keinen Einfluss auf das Störpotential vom PMCW-Radaren auf FMCW-Radare und umgekehrt [BPB17] [Ste+19]. Der schnelle Wechsel der Phasenlage von einem Chip zum nächsten führt zu einer Verteilung der Sendeleistung über das Frequenzspektrum (Abbildung 2.8). Die Bandbreite

dieses Signals ist abhängig von der Chipweite und somit von der Distanzaufösung. Die Störungen durch PMCW-Radargeräte werden von FMCW-Radaren als breitbandiges Rauschen aufgenommen und sind somit mit inkohärenten Störungen zwischen FMCW-Radaren vergleichbar. Sie führen ebenso zu einer globalen Erhöhung der Rauschleistung und dementsprechend zu einer Reichweitenreduktion.

Im Gegensatz zu den Störungen durch andere FMCW-Radare sind Störungen durch PMCW-Radare kaum zu reparieren, da Störungen nicht für eine kurze Dauer mit starker Intensität, sondern länger und mit geringerer Intensität auftreten (siehe Abschnitt 2.5)).

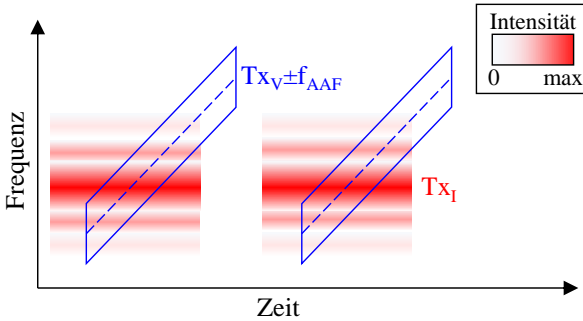


Abb. 2.8: Störung eines FMCW-Radars durch ein PMCW-Radar, dargestellt in einem Zeit-Frequenz-Diagramm.

2.4.2 OFDM-Radare als Störer

OFDM-Radare setzen ein aus der Kommunikationstechnik bekanntes Übertragungskonzept zur Abstandsmessung ein. Dieses bietet den Vorteil, dass neben der Messung der Umgebung simultan mit anderen OFDM-Radaren breitbandig kommuniziert werden kann [FJ15]. Dieser Kommunikationskanal könnte genutzt werden um Informationen über die Umgebung mit anderen Verkehrsteilnehmern zu teilen oder um die Nutzung von Frequenz- und Zeitfenstern mit anderen Radargeräten zur Interferenzvermeidung zu planen.

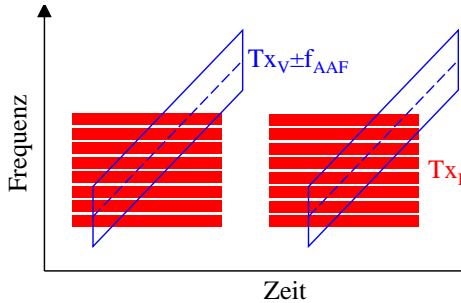


Abb. 2.9: Störung eines FMCW-Radars durch ein OFDM-Radar, dargestellt in einem Zeit-Frequenz-Diagramm.

Das ausgesendete Signal wird beim OFDM-Prinzip aus mehreren codierten, zueinander orthogonalen Subcarriern erzeugt. Jede Code-Sequenz aus beliebig vielen Subcarriern wird als Symbol bezeichnet. Durch die Orthogonalität der Subcarrier wird das Frequenzspektrum maximal ausgenutzt und, wie bereits bei den FMCW- und PMCW-Verfahren bestimmt, am Ende die Bandbreite des Signals die Distanzauflösung der Messung [Stu12]. Die Bestimmung der radialen Geschwindigkeiten erfolgt analog zu FMCW und PMCW durch die sequenzielle Übertragung und Auswertung mehrerer Symbole.

Durch die Codierung der Symbole kann Interferenz zwischen OFDM-Radaren minimiert werden. In der Zwischenfrequenz eines FMCW-Radars erscheint ein OFDM-Signal jedoch als breitbandiger Störer und führt somit zu einer erhöhten Rauschleistung und letztendlich zu reduzierten Detektionsreichweiten. ((Abbildung 2.9)). Auch hier tritt für FMCW-Radare das Problem auf, dass Störungen kaum repariert werden können.

2.5 Maßnahmen zur Interferenzvermeidung und -unterdrückung

Da die gegenseitige Interferenz zwischen Kfz-Radaren schlussendlich nicht auszuschließen ist, gilt es Maßnahmen zur Minderung, Vermeidung und Unterdrückung zu implementieren. Maßnahmen und Richt-

linien zur Interferenzvermeidung können in sechs Kategorien eingeteilt werden [Kun+10]:

- Zeit
- Frequenz
- Polarisierung
- Raum
- Codierung
- Strategische Ansätze

Bei den meisten Maßnahmen steht eine Trennung der Übertragungskanäle von Störer und Opfer im Vordergrund. Strategische Ansätze beinhalten auch die Reparatur der gestörten Signale. Übersichten über Interferenzvermeidungsmaßnahmen sind in [Kun12a] und aktueller in [All+19] zu finden.

Im Bezug auf die Sendezeit gilt im Allgemeinen, dass geringe Tastgrade das eigene Stör-Potenzial mindern. Das gilt sowohl für die Wahrscheinlichkeit einer Störung als auch für deren Intensität. Jedoch führen längere Sendezeiten bei Kfz-Radaren zu Reichweitenerhöhungen infolge längerer Integrationszeiten sowie zu einer besseren Auflösung bei der Geschwindigkeitsmessung. Kürzere Wiederholungsraten der Sendezyklen verringern außerdem bei Notbremssystemen die Dauer bis zu einem Zusammenstoß. Somit stehen kurze Tastgrade im Gegensatz zu für die Fahrfunktionen relevanten Parametern von Kfz-Radargeräten. Analog gilt für die Frequenz, dass geringe Bandbreiten die Anzahl der zur Verfügung stehenden Übertragungskanäle erhöht. Da die Bandbreite eines Signals die Distanzauflösung und Trennfähigkeit eines Radars beeinflusst und nur bestimmte Frequenzbänder genutzt werden dürfen (siehe Abschnitt 2.2) müssen auch hier Kompromisse geschlossen werden.

Die Polarisierung bietet wenig Raum für die Trennung der Übertragungskanäle. Ein Ansatz ist, Antennen mit einer linearen 45° -Polarisierung zu verwenden, um LOS-Störungen zu unterbinden [WS15].

Prinzipiell gilt, dass geringe Öffnungswinkel der Sende- und Empfangsantennen die Wahrscheinlichkeit und Dauer einer Störung bei sich bewegenden Radargeräten verringern können. Damit werden aber auch die Sichtbereiche der Sensoren eingeschränkt. Die Komponente Raum ließe

sich besser nutzen, falls Hersteller die Frequenzbereiche und eventuell auch die Polarisierungen der Kfz-Radare abhängig von der Einbauposition zuteilen würden. So könnten in speziellen Szenarien, die in der Praxis hohe Relevanz besitzen, das Auftreten von LOS-Störungen gemindert werden. Das wäre für Fahrten hinter- oder nebeneinander auf mehrspurigen Straßen der Fall, wenn die Übertragungskanäle über die Einbauposition durch die Frequenz wie in Abbildung 2.10 getrennt wären.

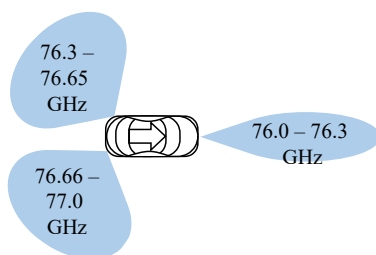


Abb. 2.10: Beispiele für Möglichkeiten zur Aufteilung der Sendefrequenzen nach Verbauposition.

Derartige Lösungen hätten den Nachteil, dass den Entwicklern Flexibilität genommen würde. Außerdem benötigen Nah- und Mittelbereichsradare Bandbreiten zwischen 400 MHz und 1000 MHz, um die Anforderungen bezüglich der Distanzauflösung zu erfüllen. Eine eindeutige Trennung der Signale über die Frequenz wäre dementsprechend im Bereich 76 GHz bis 77 GHz nur unter Einschränkungen möglich.

Eine weitere Möglichkeit, Interferenz zu minimieren ist die Codierung der Übertragungen. Codemultiplexverfahren kommen vorrangig in der Datenübertragung zum Einsatz, sind grundsätzlich für PMCW- und OFDM-Radargeräte, und lassen sich auch auf FMCW-Radargeräte übertragen. Dort kommt eine Codierung der Phasenlagen sowie unterschiedlicher Rampenparameter in Frage (siehe Abbildung 2.11). Die pseudozufälligen Variationen können von einer Messungen zur nächsten, von einer Rampe auf die andere oder teilweise auch während einer Rampe stattfinden und beliebig miteinander kombiniert werden.

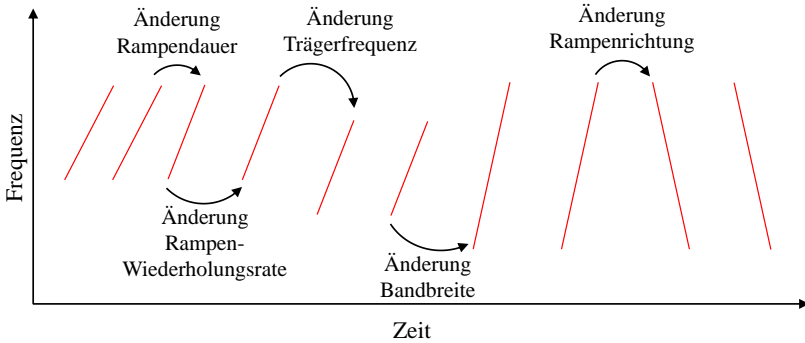


Abb. 2.11: Änderung der Rampenparameter im Zeit- und Frequenzbereich zur Codierung.

Codemultiplexverfahren reduzieren bei FMCW-Radargeräten die Wahrscheinlichkeit kohärenter Interferenzen erheblich. Da Zeit und Frequenz für Kfz-Radare jedoch begrenzte Ressourcen sind, ändert sich der Erwartungswert der Interferenzleistung durch den Einsatz von Codemultiplexverfahren nicht. Leistungsspitzen der Interferenz werden gedämpft, über mehrere Zyklen anhaltende Störungen reduziert und kohärente in inkohärente Störungen gewandelt. Die Häufigkeit geringer Störungen nimmt hingegen zu (siehe Unterabschnitt 4.4.4).

Trägerfrequenzen, Rampendauer und die Pausenzeiten zwischen den Rampen haben außerdem einen direkten Einfluss auf die Bestimmung der Geschwindigkeit, Bandbreiten und Rampensteilheit auf die Bestimmung des Abstands. Daher müssen diesbezügliche Parameterwechsel während eines Messzyklus kompensiert werden, bevor die Rohdaten bearbeitet werden können.

Strategische Maßnahmen zur Interferenzvermeidung oder -unterdrückung lassen sich einteilen in Methoden zum Umgang mit Interferenz und in Methoden, die Kommunikation zwischen den Sensoren nutzen, um Interferenz zu umgehen. Erstere setzen eine Detektion der Störung voraus. Diese kann im Zeitsignal [FGB11], in der komplexen Zwischenfrequenz bei IQ-Empfängerstrukturen [Mur+18] oder bei der Winkelschätzung mittels digital beamforming (DBF) erfolgen [FGB11] [Bec+16]. Falls nur von Interesse ist, ob eine Messung gestört ist, jedoch keine genaueren Informationen über die Störung benötigt werden, reicht auch ein Ver-

gleich der gesamten Leistung einer Messung mit der vorherigen, oder ein Vergleich der Leistung zwischen einzelnen Rampen. Stark schwankende Leistungspegel zwischen den Messzyklen oder den Rampen sind starke Indikatoren für Interferenz.

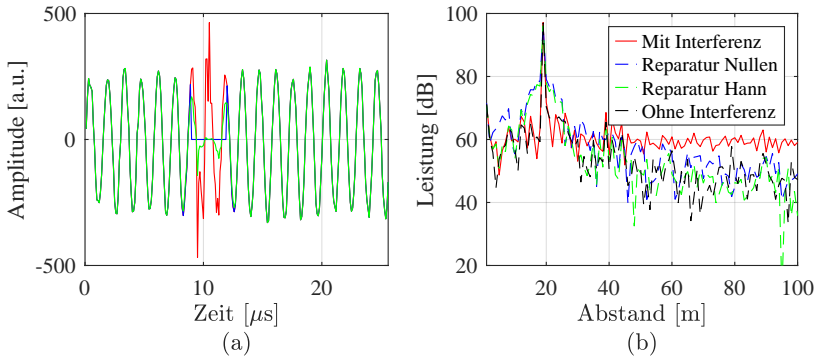


Abb. 2.12: Beispielhafter Vergleich einer gestörten Messung mit einer reparierten Messungen (a) im Zeitbereich und (b) im Leistungsspektrum. Das gestörte Segment wurde durch Multiplikation mit einer Rechteckfunktion (Nullen) und Multiplikation mit einem Hann-Fenster im Zeitbereich repariert.

Wurde eine Störung in einer Messung erkannt, kann man diese im einfachsten Fall für die folgenden Bearbeitungsschritte markieren. Dieser Radarmessung wird dann in der Fusion oder im Tracking eine geringere Konfidenz zugeteilt und sie geht weniger stark in die Auswertung des Gesamtsystems ein. Im extremen Fall wird die gesamte Messung verworfen ("Detect and omit"). Alternativ wird bei einer erkannten Störung der Übertragungskanal gewechselt ("Detect and Avoid"). Das kann zum Beispiel die Trägerfrequenz betreffen, die entweder zufällig oder mit einer Strategie gewechselt wird [BSW16].

„Detect and Avoid“-Ansätze, können auch auf Kommunikation zwischen Radargeräten beruhen. Frequenzbänder und Zeitfenster können gezielt aufgeteilt werden um die Übertragungskanäle bestmöglich zu verteilen. Der dafür nötige Informationsaustausch kann simultan via OFDM- oder FMCW-Radar erfolgen [Stu12] [Ala+19] oder auch über zentrale Car-to-Car-Kommunikationskanäle. Eine einfachere Form der Kommunika-

tion wird bei Listen-before-talk-Methoden angewandt. Die Empfänger der Sensoren werden vor der Übertragung eingeschaltet und prüfen, auf welchen Frequenzkanälen aktuell gesendet wird. Im Anschluss wird dann ein freies Frequenzband für die Radarmessung gewählt. Voraussetzung für diese Verfahren ist die Existenz mehrerer separater Frequenzbänder sowie die Harmonisierung der Kommunikationsstandards zwischen den Radar- und Kfz-Herstellern. Aktuell verfolgen die Teilnehmer des BMBF-Forschungsprojekts IMIKO („Interferenzminimierung durch Kooperation bei Radarsensoren für autonome Elektrofahrzeuge“) die Potentiale einer allgemeinen Harmonisierung der Interferenzvermeidungsalgorithmen und der Kommunikation zwischen Kfz-Radaren zur Interferenzminimierung [Bil18]. In diesem Rahmen werden auch Vorbereitungen für einen möglichen Standard getroffen.

Ein weiterer Ansatz ist die Reparatur gestörter Signale ("Detect and Repair"). Naheliegend ist die Reparatur des Signals im Zeitbereich, da einzelne inkohärente Störungen dort meist nur wenige Samples betreffen und leicht zu erkennen sind (Abbildung 2.12). Die betroffenen Samples werden gelöscht und ersetzt. In den simpelsten Verfahren wird der entsprechende Bereich durch Nullen ersetzt, wodurch jedoch starke Fragmente im Spektrum entstehen. Dieses unerwünschte Verhalten kann durch den Einsatz von Interpolation, Fensterfunktionen [Bar+15], statistischen Verfahren [FGB11] oder auch Machine-Learning-Algorithmen [MKL18] verringert werden. Alternativ ist auch eine Reparatur im Frequenzspektrum möglich [NKY19]. Nachteil von Detect-and-Repair-Verfahren ist, dass die aus Kostengründen knapp gehaltenen Rechen- und Speicherressourcen der Sensorhardware teilweise stark beansprucht werden. Reparaturalgorithmen führen zu einem Informationsverlust in den reparierten Segmenten, da auch das Nutzsignal ersetzt wird. Dieser Verlust spielt jedoch kaum eine Rolle, da die reparierten Segmente im Verhältnis zur gesamten Messdauer gewöhnlich kurz sind.

2.6 Zusammenfassung

Interferenz zwischen Kfz-Radarsensoren ist ein allgegenwärtiges Problem. Die Voraussetzungen sind häufig gegeben, da eine Trennung der Kanäle über Zeit, Frequenz, Raum oder Polarisierung schwierig ist. Das zur Verfügung stehende Frequenzband von 76 GHz bis 77 GHz wird mit

Bandbreiten von 100 MHz bis 1000 MHz genutzt und so stehen nur wenige Kanäle im Frequenzbereich zur Verfügung. Ein Ausweichen auf das 77 GHz bis 81 GHz Frequenzband ist aufgrund der dort zulässigen Leistungspegel derzeit für Radare höherer Reichweiten nicht denkbar. Auch im Zeitbereich ist der Spielraum aufgrund hoher Tastgrade gering.

Es gibt unterschiedliche Mechanismen der Interferenz, die eine Verringerung der Sensorreichweiten oder eine Erhöhung der False-Positive-Raten zur Folge haben. Verringerte Reichweiten spielen eine deutlich größere Rolle, da diese Störungen allgemein wahrscheinlicher auftreten und schwer zu umgehen sind. Bei starken Interferenzleistungen erfüllen Radarsensoren unter Umständen nicht mehr ihre Spezifikation im Bezug auf die Detektionsreichweite und führen somit zu einer Degradation oder dem Ausfall von Fahrautomatisierungssystemen.

Es gibt eine Fülle von Maßnahmen zur Interferenzvermeidung und -unterdrückung, die jedoch stets in ihrer Effektivität beschränkt sind und meist negative Auswirkungen auf die Messergebnisse oder die benötigte Rechenleistung haben.

3 Modellierung von Interferenz zwischen Kfz-Radaren

In diesem Kapitel wird ein Modell vorgestellt, auf dessen Basis der Einfluss von Interferenz auf die funktionale Performance eines Kfz-Radars abgeschätzt werden kann. Im Mittelpunkt dieser Arbeit steht die Analyse von Interferenz unter der Prämisse, dass Störungen und die subsequenten Performance-Einschränkungen der Radargeräte aufgrund statistisch zufälliger zeitlicher Rahmenbedingungen über einen Wertebereich verteilt sind.

Um die Verteilungseigenschaften der Performance-Einschränkungen zu bestimmen wird eine Monte-Carlo-Simulation wie in [HSZ18] angewendet. Die Monte-Carlo-Simulation ist eine Methode zur Schätzung der Verteilung von Zufallsvariablen, bei der ein Simulationsmodell viele Male mit (pseudo-) zufälligen Eingangsparametern berechnet wird. Die Ergebnisse dieser Simulationsläufe werden anschließend in einer Häufigkeitstabelle zusammengefasst, wodurch sich eine empirische Verteilungsfunktion ergibt [FV10].

Im Systemmodell, das in der Monte-Carlo-Simulation wiederholt ausgeführt wird, werden die Parameter, die zur Beschreibung der störungsbedingten Performance-Einschränkungen benötigt werden, für feste zeitliche Rahmenbedingungen berechnet. Das Interferenzsignal wird hierfür in diesem Kapitel vom Funkkanal über das analoge Subsystem des Opfer-Empfängers durch alle relevanten Ebenen der digitalen Signalverarbeitung bis zur Detektion untersucht. Das aus diesen Untersuchungen abgeleitete Systemmodell ist so konzipiert, dass es wenig Rechenleistung pro Simulationslauf benötigt und somit für eine Monte-Carlo-Simulation geeignet ist.

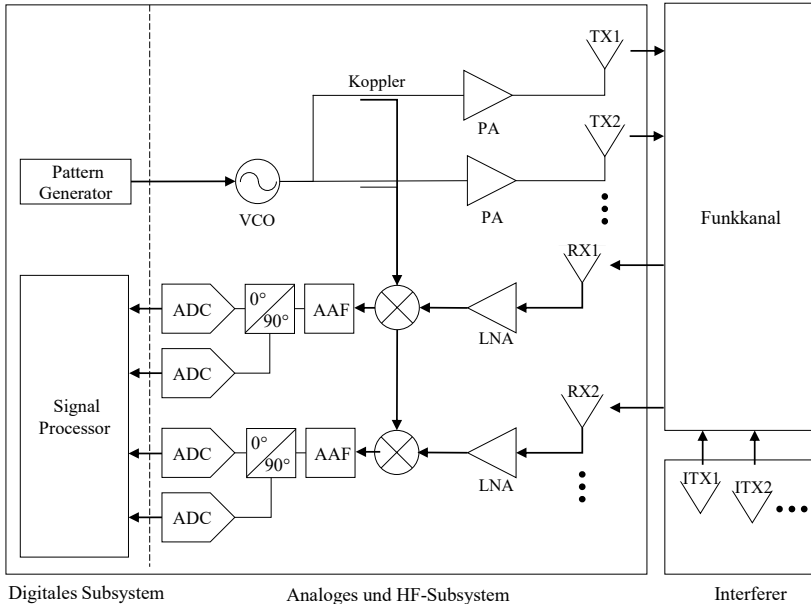


Abb. 3.1: Modell des Gesamtsystems.

Ein Überblick über die in dieser Arbeit modellierten Systeme ist in Abbildung 3.1 dargestellt [Sch17]. Es besteht aus einer beliebigen Anzahl von Störern, den entsprechenden Funkkanälen und dem Empfänger des Opferradars. Das Modell eines Störers bildet nur dessen Sender ab. Das Modell des Opferradars wird in ein analoges und ein digitales Subsystem unterteilt. Im Modell des analogen Subsystems wird rudimentär der Einfluss der Hardwarekomponenten auf die Interferenz nachgestellt und in das Modell des Funkkanals fließen die stark vereinfachten Umgebungsinformationen des Szenarios ein (Abschnitt 3.3). Im Modell des digitalen Subsystems wird die Verarbeitung des gestörten digitalisierten Signals durch den Prozessor betrachtet (Abschnitte 3.4 bis 3.8).

3.1 Bewertung von Störungen unter funktionalen Gesichtspunkten

Die grundlegenden Kenngrößen der funktionalen Performance eines Kfz-Radars lauten:

- Genauigkeit und Präzision der Schätzung von Abstand, Geschwindigkeit und Winkel.
- Auflösung bzw. Trennfähigkeit bezüglich Abstand, Geschwindigkeit und Winkel.
- Eindeutiger Detektionsbereich bezüglich Abstand, Geschwindigkeit und Winkel.
- Detektionsreichweite bzw. Detektionsrate abhängig von Abstand und Winkel und
- Falsch-Positiv-Rate.

Wie in Kapitel 2 bereits erwähnt führen Störungen durch Interferenz bei CS-FMCW-Radargeräten in erster Linie zu einem erhöhten Grundrauschen und somit zu einem geringeren Signal-zu-Rausch-Verhältnis (SNR), wodurch verringerte Detektionsreichweiten zu erwarten sind. Die quantitativen Zusammenhänge werden in diesem Kapitel untersucht.

3.1.1 Interferenz-zu-Rausch-Verhältnis

Detektionen im Spektrum werden in Abhängigkeit von adaptiven Detektionsschwellen, die anhand des Grundrauschens berechnet werden, bestimmt (siehe Abschnitt 3.6). Adaptive Detektionsschwellen finden Anwendung, um Falsch-Positiv-Raten weitestgehend konstant zu halten. Eine Detektion wird also dann ausgelöst, wenn die Leistung eines Bins im Spektrum ein bestimmtes SNR überschreitet. Es wird angegeben mit

$$SNR = \frac{S}{N}. \quad (3.1)$$

S ist die Leistung des Nutzsignals und N die Leistung des Rauschens. Bei Interferenz wird die Leistung des Rauschens um die Leistung der Interferenz I erhöht. Außerdem tritt Lokal auch Clutter C auf (siehe

Unterabschnitt 3.3.3). Es folgt für das Signal-zu-Interferenz-Verhältnis SIR [Sch10]

$$SIR = \frac{S}{N + C + I}. \quad (3.2)$$

Verluste des SNR durch Interferenz werden mit dem Faktor L_I beschrieben:

$$SIR = SNR \cdot L_I. \quad (3.3)$$

$$L_I = 1 + \frac{I}{N + C}. \quad (3.4)$$

Unter der vereinfachenden Annahme, dass $C \ll N$ gilt für den Interferenz Verlustfaktor L_I

$$L_I = 1 + \frac{I}{N}, \quad (3.5)$$

weshalb das Interferenz-zu-Rausch-Verhältnis INR ein guter Wert zur Beschreibung der Ausprägung der Interferenz ist

$$INR = \frac{I}{N}. \quad (3.6)$$

3.1.2 Reichweitenreduktion

Die Detektionsreichweite R_{det} eines Radars wird mit einer speziellen Form der Radargleichung (engl.: radar range equation) beschrieben [Bla04] [Lud08] [Sch10]:

$$R_{det} = \left(\frac{P_{tx} G_{tx}(\theta_t) \sigma G_{rx}(\theta_t) \lambda^2}{(4\pi)^3 L N SNR_{min}} \right)^{0.25}. \quad (3.7)$$

Dabei ist P_{tx} die Sendeleistung des Transmitters und G_{tx} die Verstärkung der Sendeantenne in Abhängigkeit von θ_t , dem Winkel zum Ziel in Abweichung zur Hauptstrahlrichtung der Antenne des Opfer-Radars. G_{rx} ist analog die Verstärkung der Empfangsantenne und σ ist der monostatische Radarquerschnitt (RCS), der die Größe bzw. Reflexivität des zu detektierenden Gegenstandes für einen Radar beschreibt. λ ist

die Mittel- bzw. Trägerfrequenz des ausgesendeten Signals und SNR_{min} ist die adaptive Detektionsschwelle des Radars. L ist die Gesamtheit der Verluste eines Signals im Sender, bei der Übertragung und im Empfänger und enthält darüber hinaus auch den Interferenz Verlustfaktor L_I . Die Detektionsreichweite ist dementsprechend umgekehrt proportional zur vierten Wurzel des Interferenz Verlustfaktors. Die relative Reduktion der Detektionsreichweite des Opfer-Radars L_R kann mit dem Interferenz Verlustfaktor wie folgt in einen Zusammenhang gestellt werden:

$$L_R = \frac{R_{det} - R_{det} L_I^{-0.25}}{R_{det}} = 1 - L_I^{-0.25}. \quad (3.8)$$

Die relative Reichweitenreduktion L_R (im folgenden kurz Reichweitenreduktion genannt) ist ein weiteres praktisches Kriterium für die Auswirkung von Interferenz zwischen Kfz-Radaren. Sie beschreibt unmittelbar den Einfluss der Interferenz auf die Funktionen des Sensors und ist somit leicht verständlich. Aufgrund der vierten Wurzel ist ihre Dynamik stark beschränkt und sie nimmt nur Werte zwischen 0 und 1 an. Stärkere Interferenzleistungen werden zunehmend gedämpft. Die relative Reichweitenreduktion ist außerdem unabhängig vom RCS eines Ziels.

3.2 Versuchsaufbauten für Validierungs- und Beispielmessungen

In den folgenden Abschnitten werden regelmäßig Teilaspekte des Systemmodells anhand ausgesuchter Messreihen verifiziert sowie Vorgehensweisen mittels exemplarischer Messungen verdeutlicht. Die Versuchsaufbauten für diese Messungen werden hier kurz erläutert.

Das Opferradar, das Gegenstand der Untersuchungen ist, ist ein Test-Radargerät mit programmierbaren Rampenmustern, auf dessen digitalisierte Zwischenfrequenzen zugegriffen wird. Relevante Hardwareparameter des Geräts sind in Abschnitt A.1 zu finden. Alle Messungen werden in einer Messkammer für Fahrassistenzsysteme durchgeführt, deren Wände und Decken mit Hochfrequenz-Absorbermaterial ausgestattet sind.

Falls vorgesehen ist, dass bei einer messtechnischen Untersuchung die Übertragungszeitpunkte von Störern und Opfer-Radar voneinander unabhängig sind, wird der Versuchsaufbau aus Abbildung 3.2 benutzt. Bei

den Störern handelt es sich um einzeln aktivierbare Kfz-Eckradare ohne gemeinsame Zeitbasis, die im Heck eines Fahrzeugs entsprechend Abbildung 5.1(a) verbaut sind.

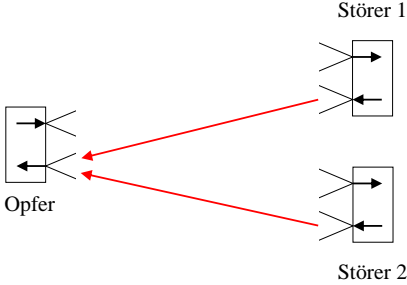


Abb. 3.2: Anordnung der Radargeräte bei Messungen mit einem oder zwei Störern ohne zeitliche Synchronisierung.

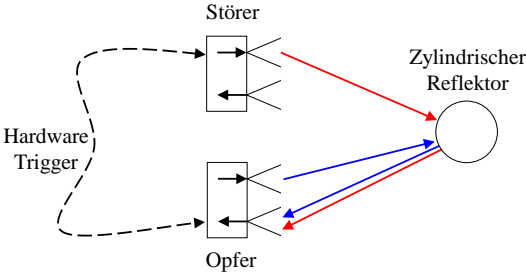


Abb. 3.3: Anordnung der Radargeräte bei zeitlich synchronisierten Messungen.

Für die Validierung des Systemmodells werden jedoch in den meisten Fällen Messungen benötigt, bei denen der Versatz der Startzeitpunkte der Störer- und Opfer-Übertragungen exakt definiert ist. Hier kommt der Versuchsaufbau aus Abbildung 3.3 zum Einsatz. Der Störer ist in diesem Setup baugleich mit dem Opfer-Radar. Die Messungen von Opfer

und Störer starten bei Auslösung durch dasselbe externe Signal. Um das Kabel des Triggers kurz und die Bedienung des Messaufbaus einfach zu halten, erfolgt die Übertragung der Störung nicht direkt, sondern wird über einen zylindrischen Reflektor.

3.3 Funkkanal und Analoge Subsysteme

Bei einer Radarmessung nach dem FMCW-Prinzip wird das Signal des Senders mit dem leicht verzögerten Signal des Empfängers gemischt (siehe Abbildung 3.1). Der niedrigere Frequenzanteil des so entstandenen Signals, die Zwischenfrequenz, wird durch ein Tiefpassfilter, das auch dem Antialiasing dient, zur weiteren Bearbeitung isoliert. Vor der Digitalisierung durch den Analog-Digital-Wandler (ADC) wird das Signal optional geteilt und mit einem 90°-Phasenschieber in ein komplexes Signal zur IQ-Verarbeitung konvertiert. Die analoge Zwischenfrequenz im Zeitbereich x setzt sich zusammen aus

$$x(t) = x_S(t) + x_C(t) + x_N(t) + x_I(t). \quad (3.9)$$

x_S ist das ideale Nutzsinal in der Zwischenfrequenz im Zeitbereich. x_S basiert hier auf einem Punktziel und Mehrwege-Ausbreitungen werden nicht beachtet. x_N ist das intrinsische Rauschen in der Zwischenfrequenz im Zeitbereich. x_C ist das Zeitsignal des Clutters in der Zwischenfrequenz. x_I ist das Zeitsignal der Interferenz in der Zwischenfrequenz.

3.3.1 Nutzsinal

Das Nutzsinal in der Zwischenfrequenz im Zeitbereich x_S kann folgendermaßen dargestellt werden [Rei12]:

$$x_S(t) = \alpha_{IF,S}(t) \cdot \exp(j\phi_{IF,S}(t)). \quad (3.10)$$

Dabei ist j die imaginäre Zahl und ϕ_{IF} die ideale Phase des Signals. $\phi_{IF,I}(t)$ ist eine lineare Funktion, abhängig von der Steilheit der gesendeten Frequenzrampe, dem Abstand des Ziels sowie von der Dopplerfrequenz. Wie die Phasenlage im Modell letztendlich berechnet wird, hängt von Detailreichtum und Zweck des jeweiligen Modells ab. Für das Modell zur Berechnung der Performance-Minderung in dieser Arbeit spielt

die Phase $\phi_{IF,I}(t)$ jedoch keine Rolle.

Die Amplitude des Nutzsignals in der Zwischenfrequenz im Zeitbereich $\alpha_{IF,S}(t)$ wird während des Messvorgangs als konstant angenommen

$$\alpha_{IF,S}(t) = \sqrt{P_{rx,S}}. \quad (3.11)$$

Hierbei ist $P_{rx,S}$ die Leistung des Nutzsignals am Empfänger. Proportionalitätsfaktoren werden vernachlässigt, da diese bei der Berechnung des INR gekürzt werden. Die Berechnung von $P_{rx,S}$ geschieht auf der Basis der monostatischen Radargleichung (siehe Gleichung 3.7):

$$P_{rx,S} = \frac{P_{tx} G_{tx}(\theta_t) \sigma G_{rx}(\theta_t) \lambda^2}{(4\pi)^3 L_{int}^2 L_{tx} L_{rx} d_t^4}. \quad (3.12)$$

L_{int} sind die Einwege-Integrationsverluste, die durch das Radom des Radargeräts in Kombination mit dem Teil des Fahrzeuges, hinter dem das Radar verbaut ist, verursacht werden. L_{tx} sind die Verluste durch die Übertragung vom Transmitter zur Sendeantenne und L_{rx} sind die Verluste durch die Übertragung von der Empfangsantenne zum Empfänger. d_t ist der Abstand zwischen Radar und Ziel.

3.3.2 Rauschen

Das Rauschen beschreibt im Gegensatz zur Interferenz oder dem Clutter solche Störungen, die im Sensor ohne äußeres Zutun auftreten. x_N ist ein normalverteilter stochastisch unabhängiger Zufallsvektor mit der Standardabweichung σ_N [Ric44]

$$\sigma_N = \sqrt{P_N}. \quad (3.13)$$

P_N ist die Rauschleistung des Sensors vor der Signalverarbeitung, die sich wie folgt zusammensetzt:

$$P_N = k_0 T_0 \beta F. \quad (3.14)$$

Die ersten drei Werte beschreiben das thermische Rauschen. k_0 ist die Boltzmann-Konstante und T_0 ist die Rauschtemperatur, also die Temperatur des Radars während der Messung, die bei Kfz-Radaren in der Regel bei 100°C angesetzt wird. β ist die in der Messung betrachte-

te Bandbreite des Signals, hier also die Bandbreite der Zwischenfrequenz nach der Filterung durch das Antialiasing Filter (AAF). F ist die Rauschzahl des Empfängers.

3.3.3 Clutter

Als Clutter (engl. Unordnung) werden bei Radargeräten unerwünschte Reflexionen durch nicht für die Sensorfunktion relevante Ziele bezeichnet [Sko04]. Welche Reflexionen zum Clutter zählen, unterscheidet sich je nach Funktion eines Radarsensors.

Clutter hat dann eine negative Auswirkung auf die Detektionswahrscheinlichkeit, wenn es in unmittelbarer Nähe zu einem relevanten Ziel auftritt. Da bei Chirp-Sequence-Radargeräten die Geschwindigkeit als eigene Dimension angesehen wird (siehe Abschnitt 2.3), muss Clutter im Range-Doppler-Spektrum auch im Bezug auf Geschwindigkeit in einem Bin nahe des relevanten Ziels auftauchen. Bei Kfz-Radargeräten findet man für die Fahrfunktionen relevanten Clutter fast ausschließlich in der unbewegten Umgebung. Der Asphalt der Straße, Randbebauungen sowie über- und unterfahrbare Gegenstände können sehr starke Ziele darstellen. Die Modellierung von Clutter im Zeitbereich x_C erfolgt prinzipiell analog zum Nutzsignal (siehe Unterabschnitt 3.3.1), da es sich im eigentlichen Sinne um Ziele handelt. Zur Berechnung des RCS von großflächigem Clutter existieren viele Modelle aus dem Bereich der Militär-Luftfahrt [Wet04] [Cur10]. Bei Kfz-Radaren wäre Asphalt-Clutter das Äquivalent und ein Modell hierfür ist in [Mol+17] beschreiben. Ein hinreichendes Modell für die Amplitude des Clutters $\alpha_{IF,C}(t)$ durch quasi beliebige Gegenstände in Zielnähe ist jedoch kompliziert. Der Einfluss auf das Detektionsvermögen ist nicht nur von der Position, der Ausdehnung und dem RCS des unerwünschten Ziels abhängig, sondern auch von Radar-spezifischen Eigenschaften wie zum Beispiel der Auflösung, dem Phasenrauschen oder der Implementierung des Detektors. Da Clutter weitestgehend unabhängig von Interferenz ist wird in dieser Arbeit kein derartiger Ansatz verfolgt.

3.3.4 Funkkanal der Interferenz

Die Leistung der Interferenz am Empfänger des Opfer-Radars $P_{rx,I}$ wird über den Funkkanal zwischen Störer und Opfer bestimmt. Ein umfang-

reiches Simulationsmodell zur Berechnung des Interferenz-Funkkanals wird in [Sch17] vorgestellt. Der dort vorgestellte Raytracer kombiniert Modelle zu Mehrwege-Ausbreitung auf Basis von [GW13] und [Mau05] und nimmt 3D-Modelle der simulierten Umgebung als Eingangsparameter. Die Berechnung des Funkkanals ist nicht im Fokus dieser Arbeit, weshalb ein deutlich einfacheres Modell angewendet wird. Zwei Möglichkeiten zur Übertragung werden betrachtet:

- LOS-Übertragung
- NLOS-Übertragung mit einem Reflexionspunkt

Abbildung 2.2 zeigt jeweils ein Szenario für eine LOS-Störung (a) und ein Szenario für eine NLOS-Störung über einen Reflexionspunkt (b). Bei LOS, unter der Annahme einer idealen Ausrichtung der Antennen und Polarisationsanpassung, wird die Leistung der Interferenz am Opfer-Empfänger $P_{rx,I}$ mit der Friis-Übertragungsgleichung bestimmt [Sch17]:

$$P_{rx,I} = \frac{P_{tx,I} G_{tx,I}(\theta_H) G_{rx,H}(\theta_I) \lambda^2}{(4\pi)^2 L_{int,I} L_{int,H} L_{tx,I} L_{rx,H} d_I^2}. \quad (3.15)$$

Die Tiefindizes I und H kennzeichnen jeweils die Zugehörigkeit einer Variable zum Störer oder zum Opfer. d_I ist der Abstand zwischen Störer- und Opfer-Radar.

Bei einer NLOS-Störung wird $P_{tx,I}$ über die bistatische Radargleichung mit verteilten Sende- und Empfangsantennen bestimmt [Wil04]:

$$P_{rx,I} = \frac{P_{tx,I} G_{tx,I}(\theta_p) \sigma_b G_{rx,H}(\theta_p) \lambda^2}{(4\pi)^3 L_{int,I} L_{int,H} L_{tx,I} L_{rx,H} d_{p,I}^2 d_{p,H}^2}. \quad (3.16)$$

θ_p ist der Winkel zum Reflexionspunkt in Abweichung zur Hauptstrahlrichtung der Antenne des Opfer-Radars. σ_b ist der bistatische Radarquerschnitt eines Reflexionspunktes. d_p ist der Abstand zwischen dem jeweiligen Radar (Störer oder Opfer) und dem Reflexionspunkt.

LOS-Störungen können deutlich höhere Amplituden mit sich bringen als das Nutzsignal, da dort $P_{rx,I}$ indirekt proportional zur zweiten Potenz von d_I ist, während $P_{rx,S}$ indirekt proportional zur vierten Potenz von d_t ist. Der Wert für $P_{rx,I}$, der in die Berechnung des SIR eingeht, ist daher maßgeblich durch die Dynamik des Empfängers begrenzt. Bei LOS-

Störungen ist z.B. die Sättigung des Analog-Digital-Wandlers schnell erreicht. Es gilt also

$$P_{rx,I} \leq P_{rx,max}, \quad (3.17)$$

wobei $P_{rx,max}$ die maximale Leistung am Empfänger ist, die durch die Dynamik des Analog-Digital-Wandlers dargestellt werden kann. Für die Dauer der Sättigung werden die Werte des Nutzsignals überschrieben und so ergibt sich zusätzlich ein Signalverlust für diese Zeiträume. Dieser Effekt ist jedoch unter der Voraussetzung vernachlässigbar, dass die Dauer der Störung für gewöhnlich deutlich geringer ausfällt als die Dauer der Messung. Somit hat die Sättigung keinen bedeutenden Einfluss auf die Integration des Nutzsignals entsprechend Gleichung 3.36.

3.3.5 Inkohärente Interferenz durch FMCW-Störer

In diesem Abschnitt wird das Signal einer einzelnen inkohärenten Störung untersucht. Das Zeitsignal der Interferenz in der Zwischenfrequenz x_I wird wie folgt dargestellt:

$$x_I(t) = \alpha_{IF,I}(t) \cdot \exp(j\phi_{IF,I}(t) + \varphi_N(t)). \quad (3.18)$$

Bei inkohärenter Interferenz ist die ideale Phase der Zwischenfrequenz der Interferenz $\phi_{IF,I}(t)$ durch die unterschiedliche Rampensteilheit von Störer- und Empfängersignal eine quadratische Funktion [Sch17]. Sie kann beschrieben werden als

$$\phi_{IF,I}(t) = 2\pi\Delta\mu(t - (t_{I,0} - t_{start,I}))^2 + \varphi_{0,I}. \quad (3.19)$$

In Abbildung 3.4 sind sämtliche Zeitpunkte für die Berechnung der Phase dargestellt. $t_{I,0}$ ist der Zeitpunkt, an dem die Rampen von Störer und Opfer einander schneiden. $\varphi_{0,I}$ ist die Nullphase der Interferenz in der Zwischenfrequenz. $t_{start,I}$ ist der Zeitpunkt zum Anfang der Frequenzrampe des Störers. $\phi_{IF,I}$ gilt für den Bereich

$$t \in [\max(t_{start,I}, t_{start,H}), \min(t_{end,I}, t_{end,H})]. \quad (3.20)$$

$t_{start,H}$ ist der Zeitpunkt zum Beginn der Rampe des Opfers, $t_{end,I}$ und $t_{end,H}$ sind die Zeitpunkte zum Ende der Rampen. $\Delta\mu$ ist der Unterschied der Rampensteilheiten von Störer- und Opfer-Radar

$$\Delta\mu = \left| \frac{T_{r,I}}{B_I} - \frac{T_{r,H}}{B_H} \right|. \quad (3.21)$$

Hierbei ist T_r die Dauer und B die Bandbreite der jeweiligen Rampe des Störers bzw. des Opfers.

φ_N ist das Phasenrauschen des Interferenz-Signals. Da Störer und Opfer unterschiedliche Oszillatoren verwenden, ist das Phasenrauschen deutlich stärker als im Nutzsignal [FHW14].

Die Amplitude der Interferenz $\alpha_{IF,I}$ ist wie in Unterabschnitt 2.3.1 beschrieben nicht konstant, sofern die Rampe des Störers nicht für den gesamten Zeitraum der Störung in dem schmalen empfindlichen Bereich des gestörten Empfängers ist, der durch das AAF bestimmt wird:

$$\alpha_{IF,I}(t) = \alpha_{AAF}(t) \cdot \sqrt{P_{rx,I}}. \quad (3.22)$$

Der Term unter der Wurzel verhält sich analog zu Gleichung 3.11. Die Funktion $\alpha_{AAF}(t)$ beschreibt den Einfluss des AAF auf die Amplitude der Störung. Dieser kann durch die Übertragungsfunktion des Filters bzw. der Filterstruktur bestimmt werden. Die Anwendung der Übertragungsfunktion auf eine Frequenzrampe ist jedoch ohne numerische Simulation nicht trivial. Außerdem haben in der Praxis viele Bausteine im analogen Submodell des Radars beiläufig filternde Eigenschaften, deren Übertragungsfunktionen nicht bekannt sind. Daher wird α_{AAF} radikal vereinfacht:

$$\alpha_{AAF}(t) = \begin{cases} 1, & t_{in} \leq t \leq t_{out} \\ 0, & t < t_{in} \vee t > t_{out}. \end{cases} \quad (3.23)$$

t_{in} und t_{out} sind die Zeitpunkte, zu denen die Rampe des Störers in die 3dB-Filterfrequenz des Opfers eintritt bzw. diese wieder verlässt (siehe Abbildung 3.4).

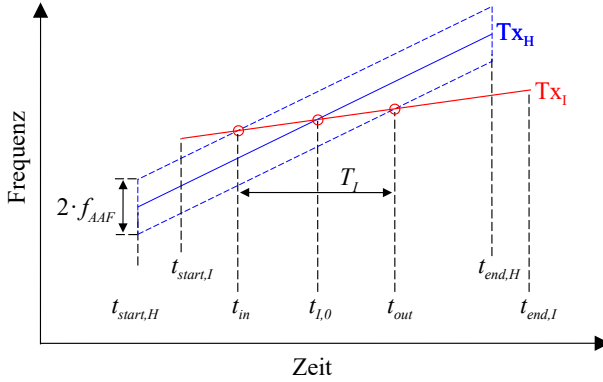


Abb. 3.4: Darstellung einer inkohärenten Störung in einem Zeit-Frequenz-Diagramm.

Sollten die Rampen von Störer und Opfer einander besonders steil schneiden, gewinnt zusätzlich die Aufschwingdauer T_{rise} des AAF an Bedeutung. Vereinfacht lässt sich der Einfluss von T_{rise} auf die Amplitude bei kurzen Störungen wie folgt beschreiben [Sch17]:

$$G_{AAF} = \begin{cases} 1, & T_I \geq T_{rise} \\ \frac{T_I}{T_{rise}}, & T_I < T_{rise} \end{cases} \quad (3.24)$$

T_I , die Dauer einer Interferenz-Störung, ist definiert durch

$$T_I = t_{out} - t_{in}. \quad (3.25)$$

G_{AAF} ist die Verstärkung der Amplitude einer Einzelstörung infolge der Aufschwingzeit des AAF, die mit α_{AAF} multipliziert wird:

$$\alpha'_{AAF}(t) = \alpha_{AAF}(t) G_{AAF}. \quad (3.26)$$

t_{in} , t_{out} und somit auch T_I können durch eine Analyse der Sendemuster von Opfer und Störer bestimmt werden. Die in dieser Arbeit verfolgte Methode formuliert diesen Vorgang als zweidimensionales geometrisches Problem, indem Sendemuster als Polygone oder Geradenabschnitte in der Zeit-Frequenz-Ebene darstellt und Schnittmengen auswertet

werden [HSZ19]. Alle End- und Verbindungspunkte der geometrischen Formationen werden als Vektoren mit einem Zeit- und einem Frequenz-Element beschrieben. t_{in} und t_{out} werden für weitergehende Berechnungen im Modell jeweils im Abhängigkeit des Anfangs der Frequenzrampe des Opfers $t_{start,H}$ angegeben.

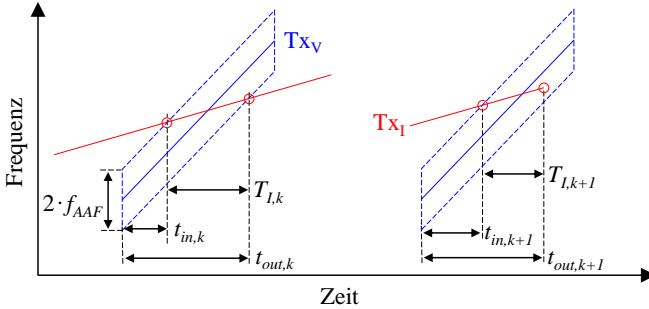


Abb. 3.5: Geometrisches Modell zur Bestimmung der Attribute T_I , t_{out} und t_{in} unterschiedlicher Einzelstörungen. Der Zeitraum der Störung mit dem Index k wird durch zwei Schnittpunkte begrenzt. Das Ende der Störung $k + 1$ durch einem Randpunkt der Störer-Rampe innerhalb des Parallelogramms um die Opferrampe.

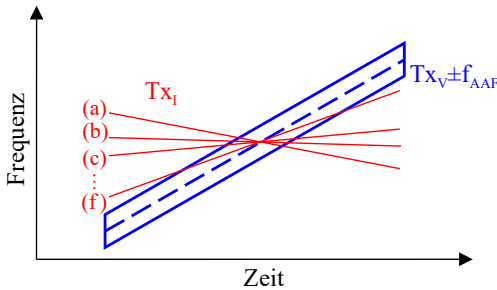


Abb. 3.6: Skizzenhafte Darstellung der Rampenmuster zu den Messungen in Abbildung 3.7 in der Zeit-Frequenz-Ebene.

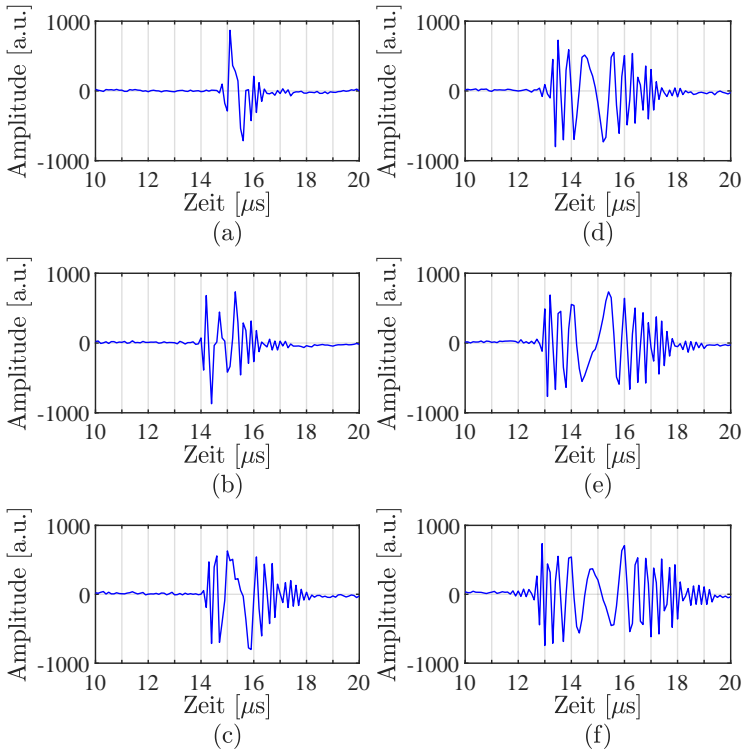


Abb. 3.7: Beispielhafte Messungen für inkohärente Störungen. T_I nimmt von (a) bis (f) Werte von $1 \mu\text{s}$ bis $6 \mu\text{s}$ an.

Die durch das Antialiasing Filter begrenzten Bereiche um die Frequenzrampen eines CW-, FMCW- oder CS-FMCW-Opfers, die für Störungen empfänglich sind, werden jeweils durch ein Parallelogramm dargestellt (Abbildung 3.5). CW-, FMCW- oder CS-FMCW-Störer werden durch Geradenabschnitte repräsentiert. Der Start oder das Ende einer einzelnen Störung entspricht im geometrischen Modell einem der Folgenden Ereignisse:

- Der Schnitt eines Geradenabschnitts mit einem Liniensegment eines Parallelogramms.

- Der Anfangs- oder der Endpunkt eines Geradenabschnitts liegt innerhalb eines Parallelogramms.

t_{in} und t_{out} können jeweils über die Zeitkoordinate des Schnittpunkts bzw. des Randpunktes im Parallelogramm bestimmt werden. Die Berechnung von T_I erfolgt anschließend entsprechend Gleichung 3.25. Dabei ist auf die Wahl von ΔT , die Zeitspanne zwischen den Startzeitpunkten der Messungen von Störer- und Opfer-Radar, zu achten, deren Einfluss in Unterabschnitt 3.9.1 und Kapitel 4 im Detail beschrieben wird.

Beispielhafte Messungen mit dem Versuchsaufbau aus Abbildung 3.3, die Zeitsignale des Opfers bei Störungen mit unterschiedlichen T_I zeigen, sind in Abbildung 3.7 zu sehen. Die Rampenparameter von Opfer und Störer werden in den Beispielmessungen über die Rampensteilheit und Mittelfrequenz so eingestellt, dass T_I entsprechend dem geometrischen Modell dieses Unterabschnitts Werte von $1 \mu\text{s}$ (a) bis $6 \mu\text{s}$ (f) annehmen sollte.

3.3.6 Nahezu kohärente Interferenz durch FMCW-Störer

Wenn mehrere Radargeräte das gleiche Frequenzband nutzen und überdies gilt

$$\Delta\mu \approx 0, \tag{3.27}$$

kann es zu nahezu kohärenten Störungen kommen. Die Störung ähnelt, wenn sie den Empfänger des Opfer-Radars zu einem Zeitpunkt erreicht, sodass sie innerhalb der Filterfrequenz des AAF liegt, einem Nutzsignal (siehe Unterabschnitt 2.3.2).

Wird das Zeitsignal der kohärenten Interferenz in der Zwischenfrequenz x_I wie in Gleichung 3.18 beschrieben, ist dessen ideale Phase $\phi_{IF,I}(t)$ eine lineare Funktion über die Zeit wie die des Nutzsignals in Gleichung 3.10:

$$x_I(t) = \alpha_{IF,I}(t) \cdot \exp(j\phi_{IF,I}(t) + \varphi_N(t)). \tag{3.28}$$

Jedoch unterscheidet sich x_I von x_S durch das stark erhöhte Phasenrauschen φ_N . Beim Nutzsignal entstehen Sende- und Empfangsrampen gleichzeitig im selben Oszillator. Phasenrauschen und Nichtlinearität

ten des gesendeten und des empfangenen Signals sind zwar zeitversetzt, korrelieren aber in der Zwischenfrequenz noch immer deutlich und werden somit teilweise kompensiert [Mel17]. Bei Interferenz hingegen sind Nichtlinearitäten der Senderampen des Opfer-Radars von denen der empfangenen Störer-Rampe entkoppelt, da die Rampen von zwei unabhängigen Oszillatoren erzeugt werden. Diese Effekte treten auch bei der Implementierung multistatischer FMCW-Radare auf [FHW14].

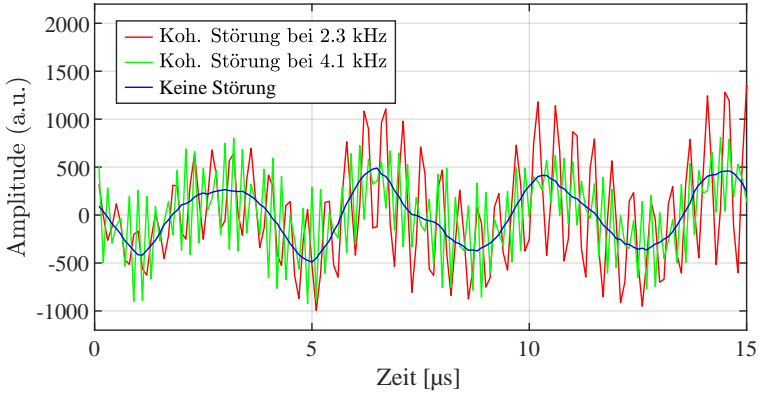


Abb. 3.8: Beispielhafte Messungen für nahezu kohärente Störungen, die in unterschiedlichen Zwischenfrequenzen resultieren.

Die Amplitude in der Zwischenfrequenz $\alpha_{IF,I}$ wird analog zu der einer inkohärenten Störung berechnet:

$$\alpha_{IF,I}(t) = \begin{cases} \sqrt{P_{rx,I}}, & t_{in} \leq t \leq t_{out} \\ 0, & t < t_{in} \vee t > t_{out}. \end{cases} \quad (3.29)$$

t_{in} und t_{out} können auch hier mit dem geometrischen Modell aus Unterabschnitt 3.3.5 in der Zeit-Frequenz-Ebene bestimmt werden (siehe Abbildung 3.9). Außerdem kann mit dieser Methode auch Δf_I , die Zwischenfrequenz der nahezu kohärenten Störung, abgeschätzt werden.

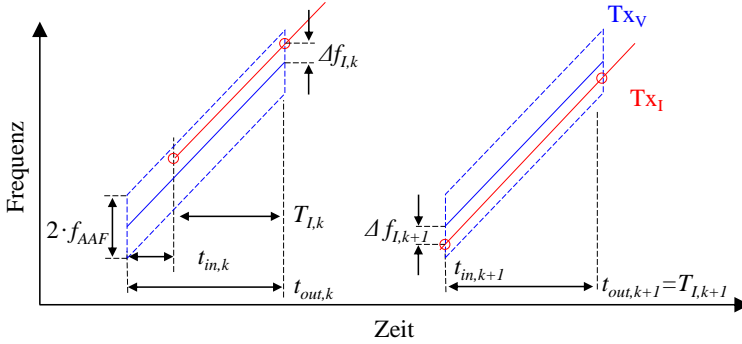


Abb. 3.9: Geometrisches Modell zur Bestimmung der Attribute T_I , f_I , t_{out} und t_{in} von nahezu kohärenten Einzelstörungen.

3.3.7 Interferenz durch PMCW- und OFDM-Störer

Wie bereits in Abschnitt 2.4 erwähnt, erzeugen OFDM- und PMCW-Störer in der Zwischenfrequenz ein breitbandiges stochastisches Rauschen. Die Störung ist zeitinvariant während der Übertragung des Störers und eine systematische Störung ist kaum zu erkennen. Daher ist die Phase des Zeitsignals $\phi_{IF,I}(t)$ ein Zufallsvektor. x_I wird beschrieben mit

$$x_I(t) = \alpha_{IF,I}(t) \cdot \exp(j\phi_{IF,I}(t)). \quad (3.30)$$

Um die Amplitude $\alpha_{IF,I}(t)$ bei Interferenz durch einen PMCW-Störer abzuschätzen, wird vorerst die spektrale Leistungsdichte S_{xx} eines solchen Signals untersucht. Wenn als Modulationsverfahren eine binäre Phasenumtastung mit Rechteck-Pulsen angewandt wird wie in [Ove+19], gilt für S_{xx} [Stü96]

$$S_{xx}(f) = \text{sinc}^2(\pi(f - f_c) T_{chip} \log_2(n_{sym})) \frac{P_{r,x,I} T_{chip} \log_2(n_{sym})}{2}. \quad (3.31)$$

Hierbei ist f_c die Trägerfrequenz des Störers und T_{chip} die Chipweite (siehe Unterabschnitt 2.4.1). Die Anzahl der Symbole eines codierten Signals n_{sym} hat bei binärer Phasenumtastung selbstredend den Wert 2.

Ein Beispiel für eine spektrale Leistungsdichte entsprechend Gleichung 3.31 mit der Leistung $P_{rx,I} = 1$ ist in Abbildung 3.10 dargestellt. Als Trägerfrequenz wurde 76.5 GHz und als Chipweite 10 ns gewählt. Die Parametrisierung entspricht damit einem Fernbereichsradar mit einer Distanzauflösung von ca. 1.5 m, was bei einem FMCW-Radar durch eine Bandbreite von 100 MHz zu erreichen wäre.

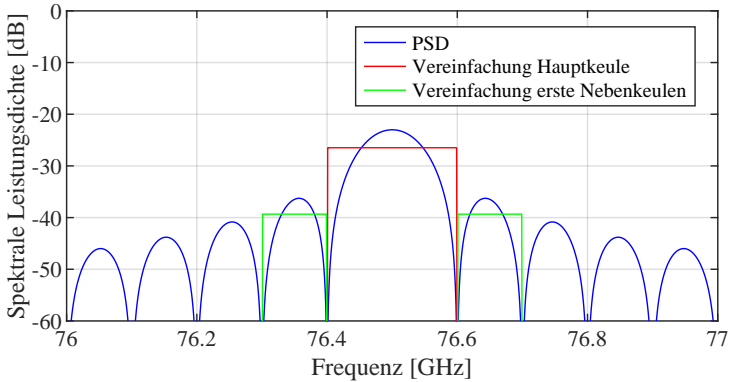


Abb. 3.10: Beispiel für die spektrale Leistungsdichte eines PMCW-Radars mit einer Distanzauflösung von ca. 1.5 m.

Die Amplitude der Störung $\alpha_{IF,I}(t)$, die in die Zwischenfrequenz eines FMCW-Opfers eingehen würde, kann mithilfe eines zweidimensionalen geometrischen Modells in der Zeit-Frequenz-Ebene ähnlich den geometrischen Modellen in den beiden vorherigen Unterabschnitten ermittelt werden. In einer ersten Iteration wäre das FMCW-Opfer als Parallelogramm und der PMCW Störer als Zeit-kontinuierliche Funktion über die Frequenz dargestellt (siehe Abbildung 3.11). Die Formel zur Berechnung von $\alpha_{IF,I}$ wäre

$$\alpha_{IF,I}(t) = \begin{cases} \int_{f_{lo}(t)}^{f_{hi}(t)} S_{xx}(f) df, & t_{in} \leq t \leq t_{out} \\ 0, & t < t_{in} \vee t > t_{out}. \end{cases} \quad (3.32)$$

Die Integrationsgrenzen f_{lo} und f_{hi} sind die durch das AAF festgelegte obere und untere Grenzfrequenz des empfindlichen Bereichs des Opfer-Empfängers um die Senderampe des Opfer-Radars.

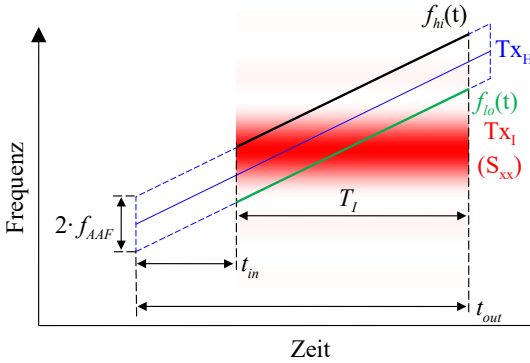


Abb. 3.11: Geometrisches Modell zur Bestimmung der Attribute T_I , t_{out} und t_{in} bei Störungen durch PMCW-Radargeräte.

Da S_{xx} schwer zu integrieren ist und die auszuführenden Berechnungen umständlich sind, wird die spektrale Leistungsdichte des PMCW-Radars vereinfacht. Wenn S_{xx} mit Gleichung 3.31 berechnet wird, ist ungefähr 90% der Leistung in der Hauptkeule des Spektrums enthalten. Dabei ist noch nicht berücksichtigt, dass zusätzlich die Bandbreite der Sendeanenne die Breite der spektralen Leistungsdichte begrenzt und die Amplitude der Nebenkeulen unterdrückt. Deshalb wird nur die Hauptkeule betrachtet. Anstelle der charakteristischen Bögen wird über den Bereich der Hauptkeule eine Rechteckfunktion mit dem Durchschnittswert der Hauptkeule angenommen, wodurch die Integration deutlich vereinfacht wird. f_{lo} und f_{hi} sind zwar in vielen Situationen in verschiedene Abschnitte zu unterteilen (in Abbildung 3.12 zum Beispiel in $f_{hi,1}$ und $f_{hi,2}$), was jedoch einen relativ geringen Mehraufwand bei der Berechnung darstellt.

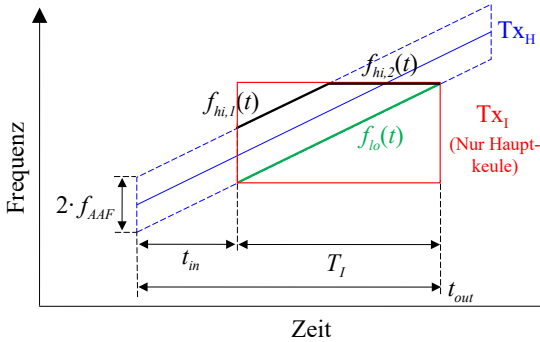


Abb. 3.12: Vereinfachtes geometrisches Modell zur Bestimmung der Attribute T_I , t_{out} und t_{in} bei Störungen durch PMCW-Radargeräte.

Sofern die Störung durch ein OFDM-Radar verursacht wird, erfolgt die Ermittlung von $\alpha_{IF,I}$ analog zum PMCW-Störer. Wie in Unterabschnitt 2.4.2 beschrieben erzeugen auch OFDM-Störer breitbandige zeitinvariante Signale in der Zwischenfrequenz. Die Spektren der Subcarrier sind aber zusätzlich idealerweise orthogonal und können somit hervorragend durch eine Rechteckfunktion angenähert werden.

3.4 Signalverarbeitung einzelner Rampen

Um Positionen und Geschwindigkeiten von Hindernissen aus den Rohdaten zu bestimmen, muss eine Abfolge von Verarbeitungsschritten durchlaufen werden. Dabei gibt es verschiedene Vorgehensweisen (Abbildung 3.13). Die Auswirkungen der geläufigsten Signalverarbeitungsmethoden auf ein gestörtes Signal werden in den folgenden Abschnitten schrittweise bis zur Peak-Detektion untersucht. Die Auswirkungen auf die Erstellung der Cluster, das Tracking und die endgültige Objektbildung werden nicht betrachtet, da die Algorithmen dort zu vielfältig sind für allgemeine Aussagen. Außerdem gibt es in der Automobilindustrie den Trend, Radarmessdaten als Peak- bzw. Clusterliste an ein zentrales Steuergerät zur Fusion mit den anderen Sensoren einzuspeisen, um In-

formationsverluste zu minimieren, weshalb das Tracking ausschließlich auf Basis der Radarcluster an Bedeutung verliert.

Bei Kfz-Radargeräten stehen die Frequenzrampen eines FMCW-Radars als elementarste Einheit am Anfang der Signalverarbeitungskette. Durch die Transformation der digitalisierten Zwischenfrequenzen der Rampen vom Zeit in den Frequenzbereich, üblicherweise mittels digitaler Fouriertransformation (DFT), erhält man ein diskretes Frequenzspektrum $X[f]$, in dem die Frequenzen des Nutzsignals radialen Abständen zugeordnet werden können: Je höher die Leistung in einem Frequenz-Bin, desto stärker die Reflexionen in dem entsprechenden Abstand

$$X[f] = \mathcal{F}(x[t]). \quad (3.33)$$

Aufgrund der Linearität der Fouriertransformation können Nutzsingal, Clutter, Rauschen und Interferenz auch nach der Transformation noch getrennt betrachtet werden (vergleiche Gleichung 3.9):

$$X = X_S + X_C + X_N + X_I. \quad (3.34)$$

X_S , X_C , X_N und X_I im Frequenzbereich sind die Fourier-Transformierten von x_S , x_C , x_N und x_I .

3.4.1 Nutzsingal und Rauschen

Das Nutzsingal im Frequenzbereich kann beschrieben werden mit

$$X_S = \alpha_S \cdot \exp(j\phi_{IF,S}). \quad (3.35)$$

Durch den Integrationsgewinn bei der Transformation eines kohärenten Signals vom Zeit in den Frequenzbereich ergibt sich für die Amplitude des Nutzsingals im Spektrum α_S [Ric10a]

$$\alpha_S = n_{sample,r} k_{iq} \alpha_{IF,S}. \quad (3.36)$$

$n_{sample,r}$, die Anzahl der Samples einer Frequenzrampe, wird durch die Dauer einer Frequenzrampe T_r und die Abtastrate des ADC f_{sample} bestimmt:

$$n_{sample,r} = T_r \cdot f_{sample}. \quad (3.37)$$

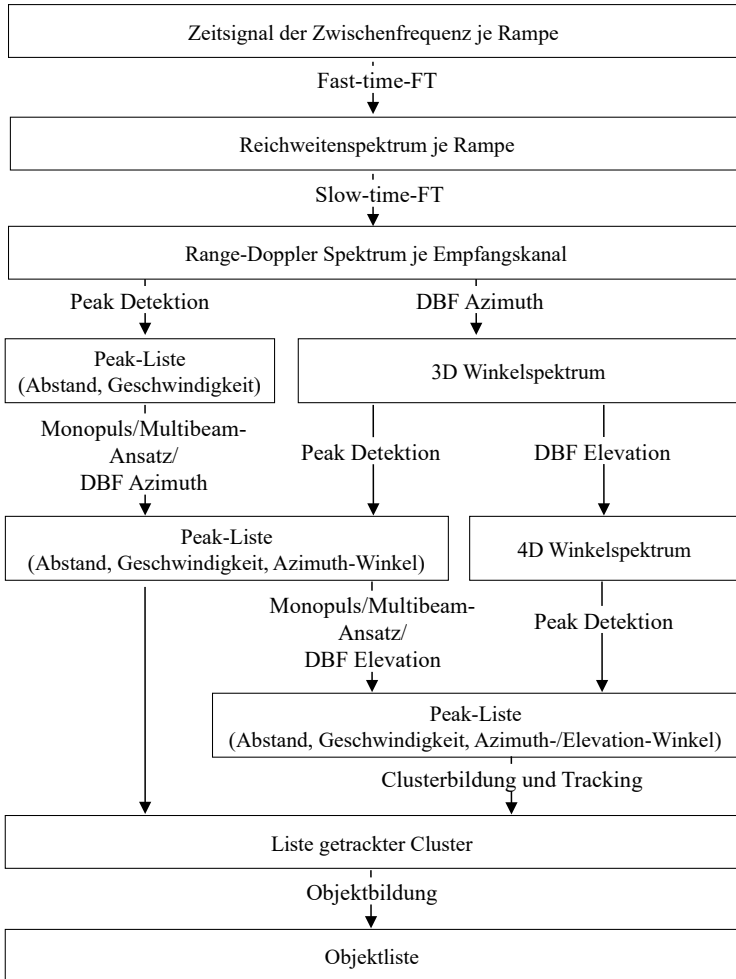


Abb. 3.13: Modell der Signalverarbeitung.

Der Wert von k_{IQ} hängt davon ab, ob ein IQ-Empfänger vorliegt. Bei einem idealen IQ-Mischer wird die Leistung in einem Bin konzentriert. Bei einem reellem Zeitsignal hingegen ergibt sich eine gleichmäßige Verteilung der Leistung auf zwei Bins entsprechend dem Nyquist-Kriterium. k_{IQ} kann mit der Faustformel aus [Sch17] bestimmt werden:

$$k_{IQ} = \begin{cases} 1, & \text{IQ-Prozessierung,} \\ 0.5, & \text{ohne IQ-Prozessierung.} \end{cases} \quad (3.38)$$

Im weiteren Verlauf der Arbeit wird stets von einem IQ-Empfänger des Opfer-Radars ausgegangen und k_{IQ} wird nicht weiter beachtet. Welchen Effekt das Fehlen einer IQ-Empfängerstruktur auf die Auswirkungen der Interferenz hat, ist in [Sch17] und [BRW17] beschrieben.

X_C wird analog zum Nutzsignal X_S bestimmt, jedoch auf Basis von x_C . Das Rauschsignal x_N ist ein normalverteilter stochastisch unabhängiger Zufallsvektor, weshalb die entsprechende transformierte X_N ein Rayleigh-verteilter Zufallsvektor ist [Bar04]. Der Integrationsgewinn des Rauschens nimmt mit der Wurzel der Anzahl der Samples zu [Ric10a]. Für den Erwartungswert von X_N ergibt sich

$$E(|X_N|) = \sqrt{n_{sample,r}} \sigma_N. \quad (3.39)$$

Die Leistung des Nutzsignals S wird bestimmt, indem die Amplituden der Signale quadriert werden. Damit ist

$$S = |\alpha_S|^2 \quad (3.40)$$

$$= n_{sample,r}^2 \alpha_{IF,S}^2. \quad (3.41)$$

N wird in dieser Arbeit mit dem Erwartungswert beschrieben:

$$N = E(|X_N|)^2 \quad (3.42)$$

$$= n_{sample,r} \sigma_N^2. \quad (3.43)$$

Das SNR einer einzelnen Frequenzrampe SNR_r wird somit beschrieben mit

$$SNR_r = \frac{n_{sample,r}^2 \alpha_{IF,S}^2}{n_{sample,r} \sigma_N^2} \quad (3.44)$$

$$= \frac{n_{sample,r} P_{rx,S}}{P_N}. \quad (3.45)$$

Da die Fensterfunktionen f_{win} mitunter einen starken Einfluss auf die Interferenzleistung I ausüben (siehe Unterabschnitt 3.4.2), werden im Folgenden deren Auswirkungen auf Nutzsignal und Rauschen einer Rampe beschrieben. Fensterfunktionen kommen in der Radarsignalverarbeitung zur Reduzierung der Nebenkeulen und des Straddle-Loss zum Einsatz. Die damit einhergehende unerwünschte Verbreiterung des Peaks und der SNR-Verlust werden hierfür in Kauf genommen, da die positiven Effekte überwiegen. Unterschiedliche Fensterfunktionen reduzieren die Rausch- und Signalamplitude im Leistungsspektrum unterschiedlich stark. Eine umfassende Evaluation unterschiedlicher Fensterfunktionen ist in [Har78] zu finden. Tabelle 3.1 zeigt die Werte für die geläufigsten Fensterfunktionen aus [Har78], die um Werte aus [Ric10a] ergänzt wurden.

Tabelle 3.1: Einfluss der Fensterfunktion auf Verluste

Fenster	SNR-Verlust [dB]	S-Verlust [dB]	N-Verlust [dB]	Durchschn. Straddle Loss [dB]
Rechteck	0	0	0	-1.10
Von Hann	-1.90	-6.3	-4.4	-0.46
Hamming	-1.44	-5.6	-4.16	-0.55

G_{win_r} beschreibt im Folgenden die Minderung eines Signals infolge des auf die Rampe angewandten Fensters. $G_{win_r,S}$ ist die Minderung der Leistung des Nutzsignals einschließlich Straddle-Loss. $G_{win_r,N}$ ist analog der Wert für die Rauschleistung. Für das SNR einer Rampe ergibt sich unter Einbeziehung der Fensterverluste

$$SNR_r = \frac{n_{sample,r} P_{rx,S} G_{win_r,S}}{P_N G_{win_r,N}}. \quad (3.46)$$

3.4.2 Inkohärente Interferenz

Dieser Unterabschnitt beschäftigt sich mit dem Einfluss inkohärenter Störungen auf das SIR einzelner Rampen. Erst wird die Auswirkung einer einzelnen Störung behandelt, dann die Auswirkungen mehrerer Störungen.

Wie bereits in Unterabschnitt 3.3.5 beschrieben, manifestiert sich eine einzelne Störung infolge inkohärenter Interferenz in der Zwischenfrequenz als stark verrauschtes breitbandiges Signal. Zusätzlich gilt bei kurzen Störungen durch hohe $\Delta\mu$, dass x_I unter-abgetastet ist und der Frequenzrampen-Charakter der Störung in der Zwischenfrequenz kaum noch zu erkennen ist. Deswegen wird x_I infolge inkohärenter Interferenz als normalverteilter Zufallsvektor über die Dauer der Störung T_I angenähert. Für dessen Standardabweichung σ_I gilt

$$\sigma_I = \sqrt{P_{rx,I}} G_{AAF}. \quad (3.47)$$

Für den Betrag der entsprechenden Transformierten im Spektrum X_I gilt analog zum Rauschen (Gleichung 3.39)

$$E(|X_I|) = \sqrt{n_{sample,I}} \sigma_I. \quad (3.48)$$

$n_{sample,I}$ ist dabei die Anzahl der gestörten Samples, wobei

$$n_{sample,I} = T_I \cdot f_{sample} \quad (3.49)$$

gilt. Der Erwartungswert der Rauschleistung durch inkohärente Interferenz wird berechnet durch

$$\begin{aligned} I &= E(|X_I|)^2 \\ &= n_{sample,I} \sigma_I^2. \end{aligned} \quad (3.50)$$

Dass I sich direkt proportional zu T_I verhält, kann auch anhand beispielhafter Messungen in Abbildung 3.14 nachvollzogen werden.

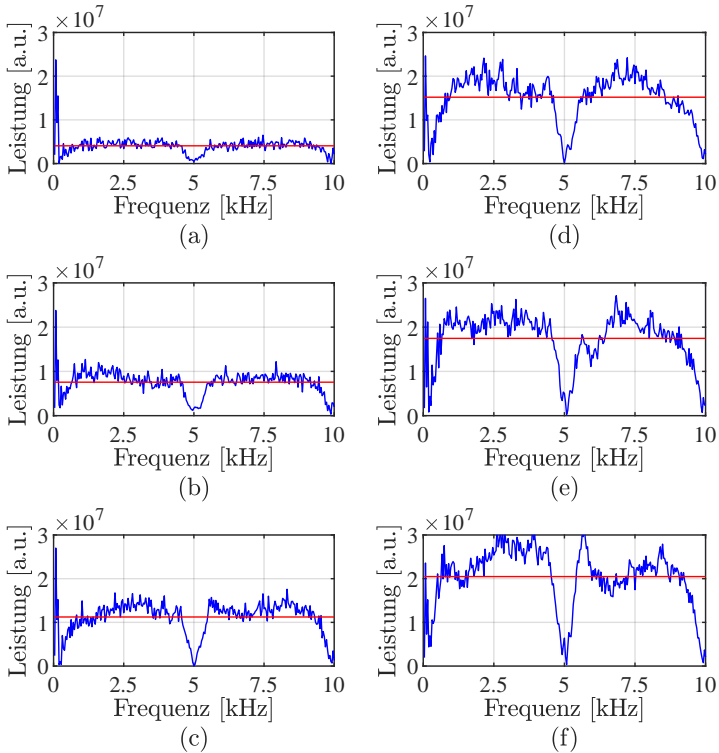


Abb. 3.14: Leistungsspektren entsprechend den gemessenen Zeitsignalen aus Abbildung 3.7. T_I nimmt von (a) bis (f) Werte von $1 \mu\text{s}$ bis $6 \mu\text{s}$ an. Darstellung des Leistungsspektrums (blau) und der entsprechende Durchschnittswert (rot) erfolgt mit linearer Skala.

Die Spektren in der Abbildung sind die Fourier-Transformierten der Zeitsignale aus Abbildung 3.7. Die direkte Proportionalität von T_I und I wurde auch in einer Reihe aus 1024 Messungen je T_I bestätigt, bei der die durchschnittliche Leistung der Spektren abhängig von der Dauer der Störung berechnet wurde (Abbildung 3.15). Eine Beschreibung des Messsetups ist in Abbildung 3.3 dargestellt. T_I wurde mit Rampenmustern gemäß Abbildung 3.6 eingestellt.

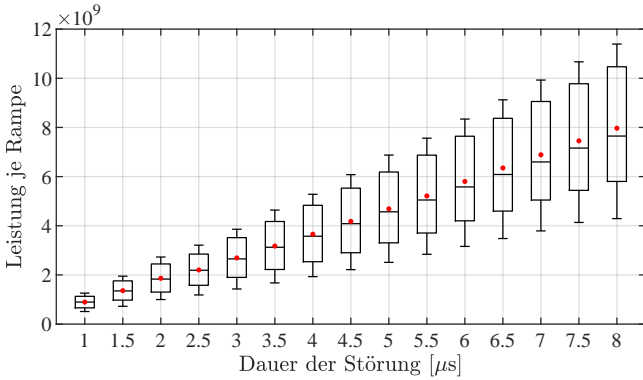


Abb. 3.15: Verteilung des Mittelwerts der Leistung gestörter Rampen in Abhängigkeit der Interferenz-Dauer basierend auf 1024 Messungen je Störungsdauer. Der rote Punkt markiert das arithmetische Mittel aller Messungen gleicher Störungsdauer, der schwarze Strich den Median, die Box den Bereich zwischen den Perzentilen P25 und dem P75, die Wiskers den Bereich zwischen P5 und P95.

Das SIR wird durch Einsetzen von Gleichung 3.41, Gleichung 3.43 und Gleichung 3.50 in Gleichung 3.3 unter der Annahme $C \ll N$ berechnet

$$SIR_r = \frac{n_{sample,r} P_{rx,S}}{P_N + P_{rx,I} G_{AAF}^2 \frac{n_{sample,I}}{n_{sample,r}}}. \quad (3.51)$$

Wie bereits in Unterabschnitt 3.4.1 erwähnt, können Fensterfunktionen einen starken Einfluss auf I haben. Gängige Fensterfunktionen, mit Ausnahme der Rechteckfunktion, minimieren die Amplitude der Zwischenfrequenz am Anfang und am Ende der Rampe, um Nebenkeulen zu unterdrücken. Wenn eine zeitlich begrenzte Störung am Ende oder am Anfang der Frequenzrampe des Opfers auftritt, wird sie also deutlich stärker unterdrückt, als wenn sie in der Mitte der Rampe auftritt. Ein Beispiel hierfür ist in [Sch17] zu finden. Fensterverluste bezüglich der Interferenz $G_{win,I}$ müssen also für jede einzelne Störung individuell bestimmt werden, da diese von t_{in} und t_{out} abhängen. Für $G_{win,r,I}$ gilt

$$G_{win_r,I} = \left(\int_{t_{in}}^{t_{out}} \frac{f_{win}(t)}{T_I} dt \right)^2. \quad (3.52)$$

Für das SIR einer Rampe mit einer einzelnen Störung ergibt sich somit

$$SIR_r = \frac{n_{sample,r} P_{rx,S} G_{win_r,S}}{P_N G_{win_r,N} + P_{rx,I} G_{win_r,I} G_{AAF}^2} \frac{n_{sample,I}}{n_{sample,r}} \quad (3.53)$$

und für das INR

$$INR_r = \frac{n_{sample,I} P_{rx,I} G_{win_r,I} G_{AAF}^2}{n_{sample,r} P_N G_{win_r,N}}. \quad (3.54)$$

Durch unterschiedliche Rampensteilheiten und Rampenwiederholungsraten von Opfer und Störer, aber auch durch mehrere Störer, ist es sehr wahrscheinlich, dass einzelne Rampen mitunter mehrfach gestört werden. Da die Fouriertransformation eine lineare Transformation ist, können die Interferenzleistungen einzelner Störungen addiert werden, um die gesamte Störleistung zu bestimmen:

$$I = \sum_{k=1}^{n_I} I_k \quad (3.55)$$

$$= P_{rx,I} \sum_{k=1}^{n_I} n_{sample,I_k} G_{win_r,I_k} G_{AAF,k}^2. \quad (3.56)$$

n_I ist hierbei die Anzahl aller Einzelstörungen und k der Laufindex, der die jeweilige Störung betitelt.

Beispielhafte Messungen zu mehreren Einzelstörungen in einer Rampe sind in Abbildung 3.16 zu sehen. Der in Gleichung 3.55 beschriebene lineare Zusammenhang zwischen der Anzahl der Einzelstörungen in einer Rampe und der resultierenden Leistung I wurde in einer Messreihe aus 256 Messungen je n_I nachgewiesen (siehe Abbildung 3.18). Aufgrund technischer Beschränkungen der Validierungshardware wurden nur bis zu vier Störungen in einer Rampe untersucht. Die hierfür verwendeten Rampenmuster sind skizzenhaft in Abbildung 3.17 dargestellt.

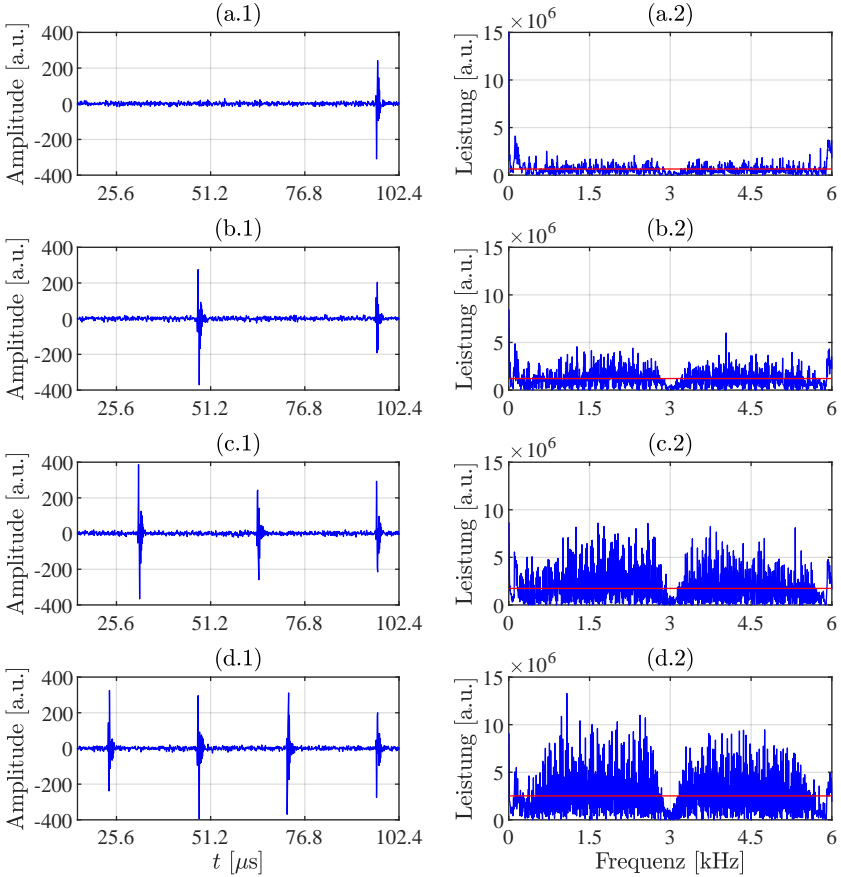


Abb. 3.16: Vier beispielhafte Messungen mit einer steigenden Anzahl inkohärenter Einzelstörungen in einer Opferrampe. Links (.1): Ausschnitt der Zwischenfrequenz einer einzelnen Rampe im Zeitbereich. Rechts (.2): Entsprechendes Leistungsspektrum mit linearer Skala (blau) und der entsprechende Durchschnittswert (rot).

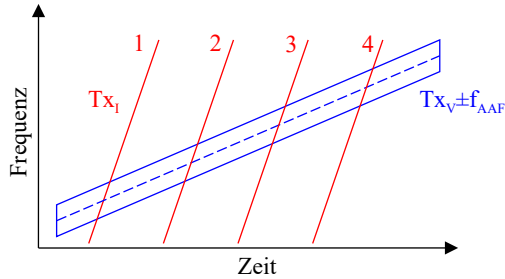


Abb. 3.17: Skizzenhafte Darstellung der Rampenmuster von Störer und Opfer zu den Messungen in Abbildung 3.16 in der Zeit-Frequenz-Ebene. Die Anzahl der Störer-Rampen wird mit jeder Messung um eins erhöht.

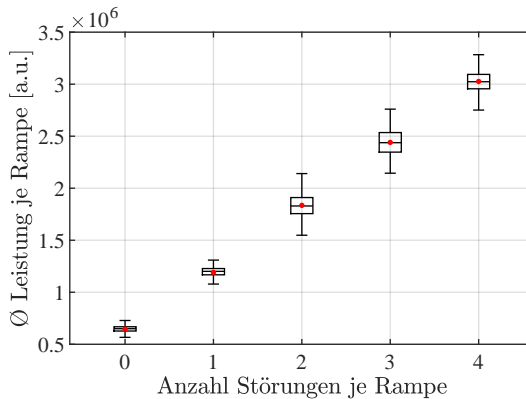


Abb. 3.18: Verteilung des Mittelwerts der Leistung gestörter Rampen in Abhängigkeit der Anzahl der Störungen. Werte basieren auf 256 Messungen für jede Anzahl. Der rote Punkt markiert das arithmetische Mittel aller Messungen gleicher Störungsdauer, der schwarze Strich den Median, die Box den Bereich zwischen den Perzentilen P25 und dem P75, die Whiskers den Bereich zwischen P5 und P95.

Voraussetzung für die Gültigkeit von Gleichung 3.55 bei mehreren gleichzeitigen Störungen ist, dass Clipping infolge der Addition mehrerer gleichzeitiger Einzelstörungen nicht beachtet wird. Diese Annahme kann getroffen werden, da außer in Ausnahmefällen $T_I \ll T_r$ gilt.

3.4.3 Nahezu kohärente Interferenz

Wie bereits in Unterabschnitt 3.3.6 erwähnt unterscheiden sich nahezu kohärente Störungen von Nutzsignalen durch ein höheres Phasenrauschen und geringfügig unterschiedliche Rampensteilheiten. Diese Eigenschaften führen im Spektrum der Zwischenfrequenz einer Rampe zu verstärkter Skirtbildung um die Interferenz-Peaks. Die Amplitude dieser Peaks ist verringert und die lokale Rauscherhöhung im Bereich des Peaks stark erhöht (siehe Abbildung 3.19). Prinzipiell können nahezu kohärente Störungen also zu lokal verringerten Detektionsreichweiten und Falsch-positiv-Detektionen führen.

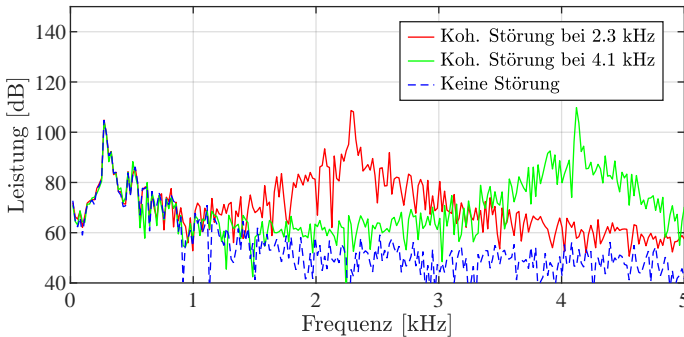


Abb. 3.19: Leistungsspektren von Messungen bei nahezu kohärenten Störungen entsprechend den Zeitsignalen in Abbildung 3.8.

Betrachtet man nahezu kohärente Interferenz als lokale Rauscherhöhung, ist eine Modellierung des Abklingverhaltens verrauschter Signale im Spektrum vorzunehmen. Ansätze sind z.B. in [Raz96] [HL98] und [DMR00] zu finden, die $1/f$ -Rauschen oder Cauchy-Lorentz-Verteilungen vorschlagen. Diese sind jedoch nicht bei einer Modellierung des gesamten diskreten Spektrums anwendbar, da $1/f$ -Rauschen eine Singularität

im Nullpunkt vorweist und Cauchy-Lorentz-Verteilungen kontinuierlich und nicht diskret sind. Überdies ist eine allgemeingültige Modellierung der Auswirkungen von nahezu kohärenten Störungen auf die Falsch-positiv-Rate schwierig, da diese von der Art und Implementierung des Peak-Detektors abhängt.

Aufgrund von Effekten, die im Range-Doppler-Spektrum bei nahezu kohärenter Interferenz auftreten und in Unterabschnitt 3.5.3 genauer untersucht werden, sind Falsch-positiv-Detektionen infolge kohärenter Störungen aber ohnehin selten und so wird von einer Modellierung als eigenständiges Phänomen abgesehen.

3.5 Signalverarbeitung mehrerer Rampen

Kfz-Radare nutzen die Phasen der Zwischenfrequenzen mehrerer aufeinanderfolgender Rampen, um die radialen Geschwindigkeiten von Zielen zu berechnen. Indem man die Werte der diskreten Spektren aufeinanderfolgender Rampen nacheinander in die Spalten einer Matrix einträgt und diese anschließend zeilenweise mittels DFT transformiert (slow-time-fourier-transformation), erhält man ein 2D-Spektrum, das sog. Range-Doppler-Spektrum (RD-Spektrum). Im RD-Spektrum entspricht eine Dimension den radialen Abständen der Ziele und die andere deren radialen Geschwindigkeiten.

Im Bezug auf das SIR treten bei der Range-Doppler-Verarbeitung prinzipiell die gleichen Effekte auf wie bei der Verarbeitung einzelner Rampen in Abschnitt 3.4. Die Integration der Signale erfolgt nun über alle Rampen und eine weitere Fensterfunktion kommt vor der slow-time-fourier-transformation hinzu. Die Leistung des Clutters wird wie bei der Verarbeitung einzelner Rampen analog zum Nutzsignal berechnet.

3.5.1 Nutzsignal und Rauschen

Da im RD-Spektrum die Signale über alle Rampen integriert werden, ergibt sich für das SNR der Range-Doppler-Ebene [Ric10a]

$$SNR_{rd} = \frac{n_r n_{sample,r} P_{rx,S}}{P_N}. \quad (3.57)$$

Dabei gibt n_r die Anzahl aller Frequenzrampen eines Kanals an. Da eine zweite DFT in Doppler-Richtung durchgeführt wird, fällt auch eine weitere Fensterfunktion an. Die Verluste durch diese Fensterfunktion werden mit $G_{win_d,S}$ und $G_{win_d,N}$ bezeichnet. Für das erweiterte SNR gilt

$$SNR_{rd} = \frac{n_r n_{sample,r} P_{rx,S} G_{win_r,S} G_{win_d,S}}{P_N G_{win_r,N} G_{win_d,N}}. \quad (3.58)$$

3.5.2 Inkohärente Interferenz

Analog zu Gleichung 3.51 wird das SIR über die Range-Doppler-Ebene berechnet mit

$$SIR_{rd} = \frac{n_r n_{sample,r} P_{rx,S}}{P_N + P_{rx,I} G_{AAF}^2} \frac{n_{sample,I}}{n_r n_{sample,r}}. \quad (3.59)$$

Der Verstärkungsfaktor des zweiten Fensters bezüglich I ist abhängig von i_r , der Zählvariable der Rampe, in der die Störung auftritt:

$$G_{win_d,I} = f_{win}(i_r). \quad (3.60)$$

Somit gilt für das SIR des RD-Spektrums unter Einbeziehung des Fenstergewinns

$$SIR_{rd} = \frac{n_r n_{sample,r} P_{rx,S} G_{win_r,S} G_{win_d,S}}{P_N G_{win_r,N} G_{win_d,N} + P_{rx,I} \frac{n_{sample,I}}{n_r n_{sample,r}} G_{win_r,I} G_{win_d,I} G_{AAF}^2}. \quad (3.61)$$

Für das INR gilt

$$INR_{rd} = \frac{n_{sample,I} P_{rx,I} G_{win_r,I} G_{win_d,I} G_{AAF}^2}{n_r n_{sample,r} P_N G_{win_r,N} G_{win_d,N}}. \quad (3.62)$$

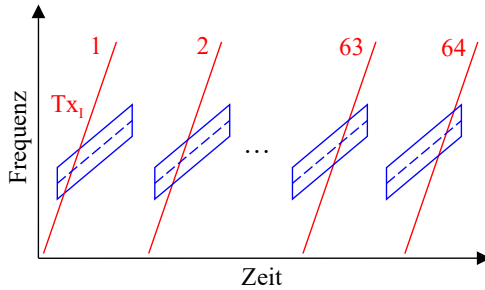


Abb. 3.20: Skizzenhafte Darstellung der Rampenmuster von Störer und Opfer zu den Messungen in Abbildung 3.21 in der Zeit-frequenz-Ebene.

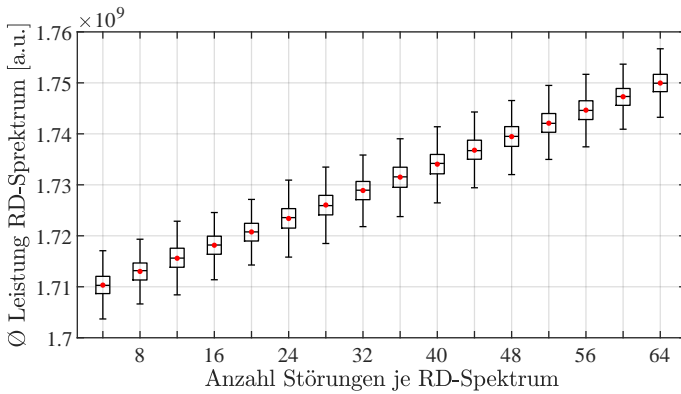


Abb. 3.21: Verteilung des Mittelwerts der Leistung jeweils eines RD-Spektrums in Abhängigkeit der Anzahl der Störungen. Die Werte basieren auf 100 Messungen für jede Anzahl. Der rote Punkt markiert das arithmetische Mittel aller Messungen gleicher Störungsdauer, der schwarze Strich den Median, die Box den Bereich zwischen den Perzentilen P25 und dem P75, die Wiskers den Bereich zwischen P5 und P95.

Die Annahme aus Gleichung 3.55 gilt auch für den Fall, dass einzelne Störungen in unterschiedlichen Rampen auftreten:

$$I = \sum_{k=1}^{n_I} I_k \quad (3.63)$$

$$= P_{rx,I} \sum_{k=1}^{n_I} n_{sample,I_k} G_{win_r,I_k} G_{win_d,I_k} G_{AAF_k}^2. \quad (3.64)$$

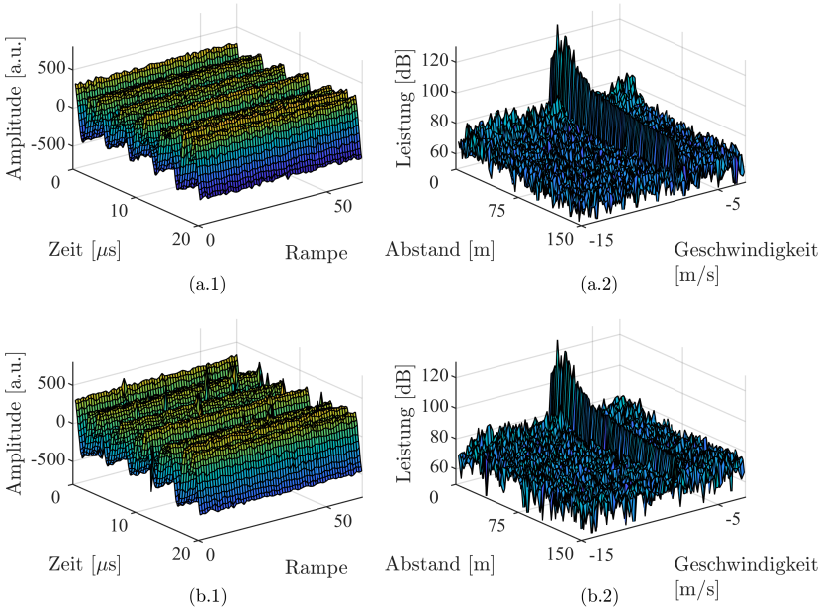


Abb. 3.22: Zwei beispielhafte Messungen (a) ohne Störungen und (b) mit einer Störung in jeder einzelnen Rampe. Links (.1) die Zwischenfrequenzen der Rampen im Zeitbereich und rechts (.2) die zugehörigen RD-Spektren.

Zur Validierung wurden entsprechende Messreihen durchgeführt. Beginnend mit ungestörten Messungen werden mit jeder weiteren Messreihe aus jeweils 100 Messungen vier weitere Störer-Rampen hinzugefügt, bis alle 64 Rampen des Opferradars gestört sind (siehe Abbildung 3.20).

In jeder Rampe ist maximal eine Störung und die Zeitpunkte der Störungen in den Rampen werden zufällig bestimmt. Alle Störungen haben die gleiche Dauer und Amplitude am Empfänger. Die Verteilung der Leistungen in Abhängigkeit von der Anzahl der Störungen ist in Abbildung 3.21 dargestellt. Die Zeitdaten und das RD-Spektrum zweier beispielhafter Messungen, eine ohne Störungen, eine mit Störungen in jeder Rampe, sind in Abbildung 3.22 zu sehen.

3.5.3 Nahezu kohärente Interferenz

Einzelne nahezu kohärente Störungen erzeugen im RD-Spektrum konstante Anteile in Doppler-Richtung, da die Störung in einer Rampe ein Impuls für die DFT in Doppler-Richtung ist (siehe Messung in Abbildung 3.23 (a) und (b)). Es entsteht also kein eindeutiger Peak und die Störung ähnelt keinem plausiblen Nutzsignal. Als Ziel interpretiert wären solche Störungen Objekte, die sich mit allen Geschwindigkeiten (positiv wie negativ) gleichzeitig bewegen.

Mehrere nahezu kohärente Störungen im gleichen range gate verschiedener Frequenzrampen könnten zu einem oder mehreren Peaks führen. Diese sind in der Praxis aber sehr unwahrscheinlich, da die Dauer eines range gates T_{rg} im Zeit-Frequenz-Diagramm in der Dimension „Zeit“ sehr kurz ist:

$$T_{rg} = \frac{f_{sample} T_r}{BW n_{sample,r}}. \quad (3.65)$$

Somit ergibt sich zum Beispiel für ein MRR oder ein FRR mit den Parametern $f_{sample} = 10 \text{ MHz}$, $T_r = 25.6 \mu\text{s}$, $BW = 100 \text{ MHz}$ und $n_{sample,r} = 256$ ein T_{rg} von gerade einmal 10 ns. Schon bei minimalen Abweichungen der Rampenparameter von Störer und Opfer befinden sich also die kohärenten Störungen in unterschiedlichen range gates. Moderne Radargeräte nutzen diesen Effekt zur Vermeidung von Geisterzielen, z.B. durch minimal variierende Rampen-Wiederholungsraten und Taktzyklen. Stabile Störungen sind somit sehr unwahrscheinlich, wie auch anhand eines beispielhaften Simulationsexperiments in Unterabschnitt 4.4.4 gezeigt wird.

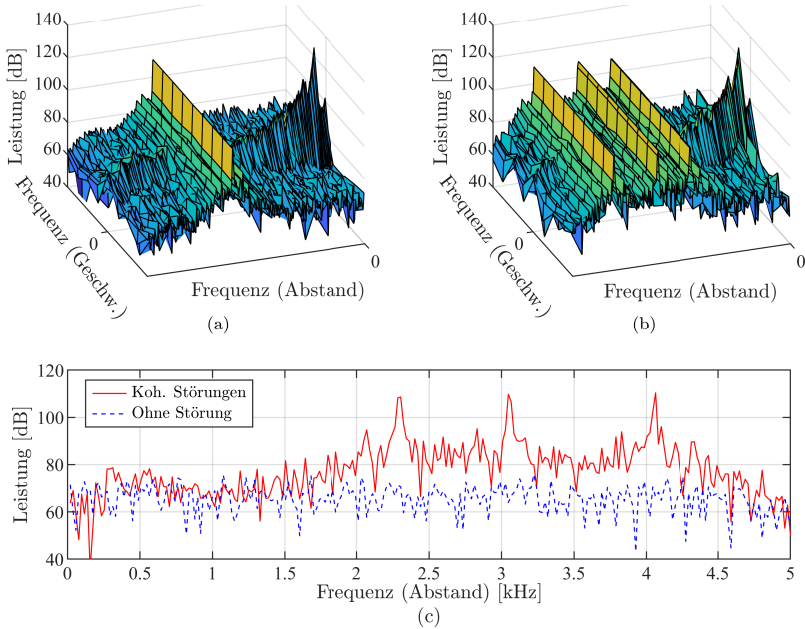


Abb. 3.23: RD-Spektren von Messungen mit (a) einer und (b) drei nahezu kohärenten Störungen. (c) zeigt ein Reichweitenspektrum mit drei Störungen und das entsprechende störungsfreie Referenzsignal

Bei mehreren Störungen in unterschiedlichen range gates überlagern sich die Skirts der Störungen im Spektrum, was einen breitbandigen Rauschanstieg zur Folge hat (Abbildung 3.23(c)). Die resultierenden Reichweitenreduktionen sind bedeutender als mögliche Falsch-Positiv-Detektionen. Nahezu kohärente Interferenz wird daher in diesem Modell bei Radaren mit vielen Rampen wie inkohärente Interferenz behandelt.

3.6 Detektion von Zielen

Die Zieldetektion findet je nach Signalverarbeitung im RD-Spektrum oder nach dem digital beamforming statt (Abbildung 3.13). Sie entspricht auf Signalebene der Detektion eines Signals im Rauschen [Ric10b].

Ein Detektor muss die Entscheidung treffen, ob für einen Bin die Nullhypothese H_0 oder die Alternativhypothese H_1 gilt:

- H_0 : Frequenzbin enthält nur Rauschen
- H_1 : Frequenzbin enthält ein Ziel und Rauschen

Rauschen im Spektrum wird als der Betrag einer normalverteilten Zufallszahl, also als Rayleigh-Verteilung angenommen. Bei Interferenz erhöht sich die Varianz der Zufallszahl und somit der Erwartungswert der Rayleigh-Verteilung.

Nicht-fluktuierende Ziele wie Clutter oder das Nutzsinal addieren einen konstanten Wert auf die Zufallszahl des Rauschens. Der Betrag einer normalverteilten Zufallszahl mit einem Erwartungswert >0 resultiert in einer Rice-Verteilung.

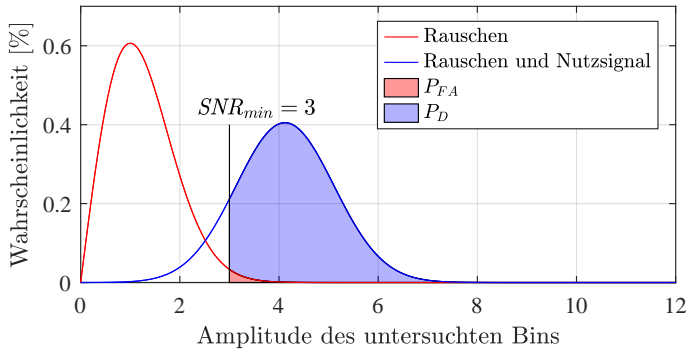


Abb. 3.24: Ideale Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion der Amplitude eines Bins ohne Ziel und eines Bins mit Ziel. P_{FA} und P_D entsprechen den jeweiligen kumulierten Wahrscheinlichkeitsdichten rechts der Detektionsschwelle.

Die Entscheidung des Detektors erfolgt anhand der Amplitude des untersuchten Bins. Da I und C bei Kfz-Radaren unbekannt sind, wird wie in Abschnitt 3.1 erwähnt eine adaptive Detektionsschwelle SNR_{min} eingeführt, die anhand der Amplituden benachbarter Bins berechnet wird:

$$S > SNR_{min} \cdot (C + N + I). \quad (3.66)$$

Theoretisch ergibt sich hierdurch eine konstante Falschalarmrate P_{FA} , weshalb derartige Algorithmen Constant-False-Alarm-Rate-Detektoren (CFAR) genannt werden [Fin66]. Bei Kfz-Radaren ist die AC-CFAR-Methode die geläufigste [Kee10] [Tay04]. Je höher SNR_{min} angesetzt wird, desto geringer sind Falschalarm-, aber auch Detektionsraten P_D . Abbildung 3.24 zeigt dies anhand eines Beispiels mit einem $SNR_{min} = 3$ und einem Nutzsignal mit $SNR = 4$. Bei idealen Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen ergibt sich eine $P_{FA} = 1.2\%$ und eine $P_D = 87.9\%$.

3.7 Winkelschätzung mit digital beamforming

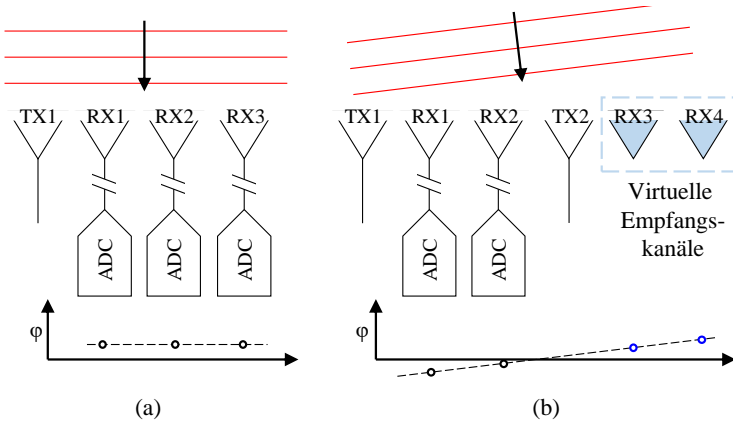


Abb. 3.25: Modell eines Radarempfängers mit digital beamforming. (a) Radar mit SIMO-Struktur und empfangenes Signal bei $\theta_t = 0^\circ$, (b) Radar mit MIMO-Struktur und empfangenes Signal bei $\theta_t \neq 0^\circ$.

Zur Winkelschätzung eines Zieles, nutzen Kfz-Radargeräte den Phasenunterschied der Signale bei räumlich verteilten Empfängern. Wenn Wellen unter Fernfeld-Bedingungen mit einem Winkel von 0° auf ein Radars treffen, hat das empfangene Signal bei richtiger Kalibrierung in allen Kanälen wie in Abbildung 3.25(a) die gleiche Phase. Bei anderen Winkeln ist hingegen aufgrund der minimal unterschiedlichen Abstände

zum Reflexionspunkt eine Änderung der Phasen zu erkennen, die abhängig vom Winkel der Wellenfront und der Geometrie der Sende- und Empfangsantennen ist (Abbildung 3.25(b)). Größere Aperturen führen zu einer besseren Auflösung des Winkels. Eindeutige Winkelschätzungen sind aber nur möglich, wenn die Abstände der Empfangsantennen $\lambda/2$ nicht überschreiten.

Digitale Signalverarbeitungsmethoden zur Winkelschätzung bei Antennenarrays, welche die Phasen der unterschiedlichen Kanäle nutzen und die digitalisierten Signale durch konstruktive Interferenz integrieren, werden digital beamforming (DBF) genannt. Die Ergebnisse des DBF lassen sich in einem Winkelspektrum analog zum Reichweitespektrum einzelner Rampen darstellen. Bei CS-FMCW-Radaren ergibt sich somit ein 3D-Spektrum bei Azimut-Winkelschätzung durch DBF bzw. ein 4D-Spektrum bei zusätzlicher Elevation-Winkelschätzung. Eine Sammlung geläufiger DBF-Methoden ist in [KV96] zu finden. Die wichtigsten Algorithmen im Kfz-Bereich lauten:

- DFT,
- Conventional beamformer [Bar48],
- Capon [Cap69],
- MUSIC [BK80] und
- ESPRIT [PRK86].

Capon, MUSIC und ESPRIT erlauben eine bessere Winkeltrennung als eine DFT oder der conventional beamformer, sind derzeit aber ungeeignet für die Anwendung über das gesamte RD-Spektrum eines Kfz-Radars, da sie hohe Rechenleistung in Anspruch nehmen und schwer zu beherrschen sind. MUSIC und ESPRIT setzen die Lösung des Eigenwertproblems der Kovarianz-Matrix des Antennenarrays voraus, während bei Capon dieselbe Kovarianz-Matrix invertiert werden muss. Diese Algorithmen kommen daher nur in wenigen Systemen vereinzelt zum Einsatz, z.B wenn der Verdacht vorliegt, dass die DFT oder der conventional beamformer mehrere Ziele nicht voneinander trennen konnten. Deswegen werden im Folgenden nur die DFT und der conventional beamformer betrachtet.

Beim Design der Antennenarrays bieten sich zwei Strukturen an, um den Phasenunterschied am Empfänger zu nutzen. Die erste Variante

ist das SIMO-Radar (Abbildung 3.25(a)). Derartige Radargeräte verfügen über einen Sender und beliebig viele Empfänger. Jedem Empfänger wird ein Kanal zugewiesen und durch den Vergleich der Phasen kann der Winkel geschätzt werden. MIMO-Radare verfügen hingegen auch über mehrere Sender. Durch die verteilten Positionen der Sender unterscheiden sich die Phasen der reflektierten Signale am Empfänger auch in Abhängigkeit der Position des Senders. Durch geschickte räumliche Anordnung können virtuelle Empfangsantennen und die zugehörigen Kanäle erzeugt werden, deren Anzahl maximal der Anzahl der Sendekanäle n_{tx} multipliziert mit der Anzahl der Empfangskanäle n_{rx} entspricht (Abbildung 3.25(b)). Um aus den physikalischen Kanälen die virtuellen Kanäle zu bestimmen, müssen die Signale der verschiedenen Sender getrennt sein, zum Beispiel über die Sendefrequenz (Frequenzmultiplexverfahren), codierte Phasen (Phasenmultiplexverfahren) oder die Sendezeit (Zeitmultiplexverfahren). Gruppen virtueller Kanäle, die dem gleichen Sender zugeordnet sind, werden in dieser Arbeit Empfängergruppe genannt.

3.7.1 Nutzsignal und Rauschen

Das Nutzsignal eines Empfangskanals eines SIMO-Radars wird bei einem planaren, eindimensionalen Antennenarray aufbauend auf Gleichung 3.35 beschrieben als

$$X_{S,n} = \sqrt{S} \exp\left(\frac{2\pi j}{\lambda} p_{rx,n} \sin \theta_t\right), \quad (3.67)$$

wobei das tiefgestellte n der Index des Empfängers und p_{rx} dessen Position relativ zu der Sendeantenne ist. θ_t ist die Richtung des Ziels. Das Nutzsignal eines virtuellen Kanals eines MIMO-Radars lautet bei unbewegten Zielen hingegen

$$X_{S,m,n} = \sqrt{S} \exp\left(\frac{2\pi j}{\lambda} (p_{tx,m} + p_{rx,n}) \sin \theta_t\right). \quad (3.68)$$

Das tiefgestellte m ist der Index des zugehörigen Senders und p_{tx} dessen Position relativ zu der Referenz-Sendeantenne mit dem Index 1. Das

Nutzsignal über alle virtuellen Kanäle kann unter Fernfeldbedingungen mit folgendem Vektor dargestellt werden:

$$\vec{X}_S = \sqrt{S} \exp \left(\frac{2\pi j}{\lambda} (\vec{p}_{tx} \otimes \vec{1}_{rx} + \vec{1}_{tx} \otimes \vec{p}_{rx}) \sin \theta_t \right). \quad (3.69)$$

\otimes ist das Kronecker-Produkt. \vec{p}_{tx} bzw. \vec{p}_{rx} sind Vektoren mit den Positionen aller Sende- bzw. Empfangsantennen relativ zu der Referenz-Sendeantenne. $\vec{1}_{tx}$ und $\vec{1}_{rx}$ sind Spaltenvektoren aus Einsen, deren Größen jeweils gleich der Anzahl der Sende- bzw. Empfangsantennen des Radars sind.

Durch eine DFT über alle Elemente des Vektors \vec{X}_S kann das Winkelspektrum bestimmt werden:

$$\vec{X}_{S,DFT} = \mathcal{F}(\vec{X}_S). \quad (3.70)$$

Optional wird hier wie bei der Reichweiten- und Dopplerverarbeitung eine diskrete Fensterfunktion hinzugefügt:

$$\vec{X}_{S,DFT} = \mathcal{F}(\vec{f}_{win\theta} \circ \vec{X}_S). \quad (3.71)$$

\circ ist das Symbol für das Hadamard-Produkt. Durch Zeropadding oder Interpolation kann die Leistung in einem bestimmten Winkel θ bestimmt werden. Für $S(\theta)$ ergibt sich

$$S(\theta) = |X_{S,DFT}(\theta)|^2. \quad (3.72)$$

Kommt alternativ der conventional beamformer zum Einsatz, wird das Winkelspektrum des Nutzsignals bestimmt mit

$$S(\theta) = \vec{v}(\theta)^T \mathbf{R}_{x,S} \vec{v}(\theta). \quad (3.73)$$

$\mathbf{R}_{x,S}$ ist die geschätzte Kovarianzmatrix von \vec{X}_S , \vec{v} ist der Gewichtsvektor zum Winkel θ

$$\vec{v}(\theta) = \exp \left(\frac{2\pi j}{\lambda} (\vec{p}_{tx} \otimes \vec{1}_{rx} + \vec{1}_{tx} \otimes \vec{p}_{rx}) \sin \theta \right). \quad (3.74)$$

In der Realität weicht die Phasenlage der einzelnen Kanäle von dieser idealen Betrachtung ab, weshalb \vec{v} dem Phasenfehler angepasst werden

muss.

Durch DBF nimmt der Integrationsgewinn in Richtung des Ziels zu. Bei der DFT-Methode verhält sich der Gewinn analog zur DFT bei der Rampen- bzw. Dopplerverarbeitung: Quadratisch bei Nutzsignal und Clutter bzw. linear bei Rauschen. Zusätzlich sind eventuelle Fenster-Verluste zu beachten. Beim conventional beamformer verhält sich die Integration ähnlich. Je nach Methode zur Schätzung der Kovarianzmatrix ergibt sich ein zusätzlicher Faktor. Für das SNR in Richtung des Ziels ergibt sich abzüglich eventuell anfallender Fensterverluste

$$SNR_{\theta} = \frac{n_{tx} n_{rx} n_r n_{sample,r} P_{rx,S}}{P_N}. \quad (3.75)$$

3.7.2 Interferenz

Interferenz konzentriert sich im Winkelspektrum von DBF-Radaren prinzipiell in Richtung des Störers. Die Charakteristik der Störung im Winkelspektrum eines SIMO-Radars ist vergleichbar mit der eines Punktziels [Fis+15] [FGB11]. Bei einem MIMO-Radar ist hingegen eine Abweichung von der Richtung des Störers wahrscheinlich [Bec+16] [BRW17].

Das Interferenzsignal eines Empfangskanals wird bei SIMO-Radargeräten angegeben mit

$$X_{I,n} = \sqrt{I} \exp\left(\frac{2\pi j}{\lambda} p_{rx,n} \sin \theta_I\right). \quad (3.76)$$

θ_I ist der Winkel zur Interferenzquelle in Abweichung zur Hauptstrahlrichtung der Antenne des Opfer-Radars.

Bei MIMO-Radargeräten ist die Phase der Interferenz in einem virtuellen Kanal $X_{I,m,n}$ im Gegensatz zur Phase des Nutzsignals $X_{S,m,n}$ nicht von der Position der Sendeantennen \vec{p}_{tx} abhängig. Da bei MIMO-Radargeräten mit Zeit- oder Frequenzmultiplexmethode Einzelstörungen stets nur eine Empfängergruppe betreffen, sind die Nullphasen der Interferenz unterschiedlicher Empfängergruppen entkoppelt. Außerdem können die Interferenzleistungen der unterschiedlichen Empfängergrup-

pen variieren [Bec+16]. Für das Signal eines virtuellen Kanals ergibt sich dementsprechend

$$X_{I,m,n} = \sqrt{I_m} \exp\left(\frac{2\pi j}{\lambda} p_{rx,n} \sin \theta_I + j \varphi_m\right), \quad (3.77)$$

wobei φ_m die Nullphase der Interferenz einer Empfängergruppe m ist. Das Interferenzsignal aller Kanäle als Vektor lautet

$$\vec{X}_I = \left(\sqrt{\vec{I}} \otimes \vec{1}_{rx}\right) \circ \exp\left(\frac{2\pi j}{\lambda} \vec{1}_{tx} \otimes \vec{p}_{rx} \sin \theta_I + j \vec{\varphi} \otimes \vec{1}_{rx}\right). \quad (3.78)$$

$\vec{\varphi}$ ist der Vektor über alle Empfängergruppen entsprechend φ_m . I_θ wird analog zu S_θ entsprechend Gleichung 3.72 oder Gleichung 3.73 bestimmt mit

$$I(\theta) = |X_{I,DFT}(\theta)|^2. \quad (3.79)$$

$$I(\theta) = \vec{v}(\theta)^T \mathbf{R}_{x,I} \vec{v}(\theta). \quad (3.80)$$

Der Integrationsgewinn der Interferenzleistung durch DBF in Richtung des Störers wird bei SIMO-Geräten analog zum Nutzsignal berechnet. Der Boxplot in Abbildung 3.26 zeigt die Ergebnisse einer Messreihe, bei der ein Störer auf 20° in 64 Messzyklen inkohärent stört. Die Startzeitpunkte der Übertragungen von Störer und Opfer sind synchronisiert, um ΔT und somit \vec{I} über alle Messzyklen möglichst konstant zu halten. Auf der y-Achse der Grafiken wird der Durchschnitt der Leistungen aller RD-Gates eines Messzyklus angegeben. Von links nach rechts werden zwei, drei und vier Empfangskanäle mittels DFT ausgewertet. Durch den Einsatz von Zeropadding werden Stützstellen in 10° -Abständen erzeugt. Die zunehmende Konzentration im Winkelspektrum und die quadratische Zunahme der Interferenzleistung um θ_I ist deutlich zu erkennen. Die Auswirkungen von $\vec{\varphi}$ werden in Unterabschnitt 3.9.2 und Unterabschnitt 4.2.2 genauer untersucht.

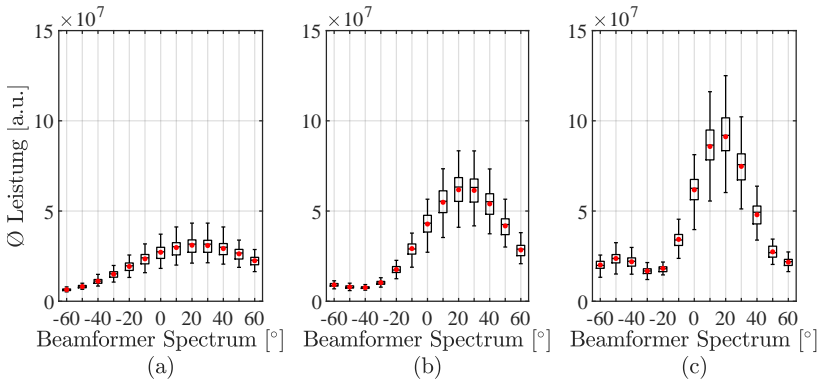


Abb. 3.26: Verteilung der mittleren Leistungen des DBF-Spektrums eines SIMO-Radars über jeweils 64 Messungen. Es gilt (a) $n_{tx} = 2$, (b) $n_{tx} = 3$ und (c) $n_{tx} = 4$. Der rote Punkt markiert den Durchschnitt über alle 64 Messungen, der schwarze Strich den Median, die Box den Bereich zwischen den Perzentilen P25 und dem P75, die Wiskers den Bereich zwischen P5 und P95.

3.8 Winkelschätzung mit Monopulse- und Multibeam-Ansätzen

MIMO mittels Zeitmultiplexverfahren ist aufgrund der relativ geringen Anforderungen an die Hardware bei Automobilaradargeräten weit verbreitet. Die Sendeantennen werden hier über die Zeit abwechselnd aktiviert, was jedoch bei bewegten Zielen im DBF-Winkelspektrum zu Unschärfe führt [ASS11]. Dementsprechend müssen ausgeprägte Bewegungen vor dem DBF kompensiert werden [Sch+12] [ZZ15]. In der Praxis gestaltet sich die Implementierung der Kompensation schwierig, weshalb in günstigen Kfz-Radargeräten oft Monopulse- und Multibeam-Ansätze zum Einsatz kommen. Diese sind unkomplizierte Wege einem detektierten Ziel einen Winkel zuzuweisen. Der Vorteil von Monopulse- und Multibeam-Ansätzen ist, dass Winkel mit geringem Rechen- und Speicheraufwand präzise geschätzt werden [Nic06]. Von Nachteil ist, dass

anders als bei DBF-Methoden keine Winkeltrennung möglich ist und kein Integrationsgewinn entsteht.

Um den Integrationsgewinn mehrerer Empfangskanäle trotzdem zu nutzen, wird oft vor der Detektion eine einfache Art des digital beamforming angewendet, bei dem die RD-Spektren der einzelnen Kanäle addiert werden. Bei einer Addition ohne weitere Veränderung der Daten wird das resultierende RD-Spektrum in einem Winkel von 0° verstärkt. Durch eine schrittweise Drehung der Phase aller Werte von einem Kanal zum anderen kann die Verstärkung des RD-Spektrums in andere Richtungen gedreht werden, ähnlich dem Vorgehen bei Gleichung 3.74. Gewöhnlich werden nur wenige ausgesuchte Richtungen auf diese Weise untersucht, um Ressourcen zu sparen. Die Interferenzleistung in diesen Richtungen kann auf die gleiche Weise bestimmt werden wie in Unterabschnitt 3.7.2. Wenn die Spektren nicht addiert werden, gilt für das SIR Gleichung 3.61.

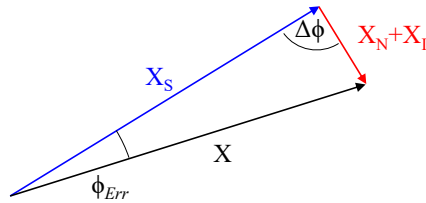


Abb. 3.27: Winkelfehler des Monopulse-Verfahrens bei Interferenz.

Der durch Interferenz verursachte Winkelfehler bei Monopulse- und Multibeam-Ansätzen ist abhängig von den Verhältnissen S zu $I+N$ sowie von I zu N . Der maximale Winkelfehler wird maßgeblich durch SNR_{min} bestimmt:

$$|X_{min}| = SNR_{min} \cdot |X_N + X_I|. \quad (3.81)$$

$|X_{min}|$ ist die minimale Amplitude eines Bins, die zur Detektion als Ziel führt. Im ungünstigsten Fall stehen die Argumente von X_S und

$X_N + X_I$ im rechten Winkel zueinander. Dann gilt für den maximalen Winkelfehler $\phi_{err,max}$ entsprechend Abbildung 3.27

$$\phi_{err,max} = \arcsin\left(\frac{1}{SNR_{min}}\right). \quad (3.82)$$

Der Einfluss der Interferenz auf den Phasenfehler wird nun durch das Verhältnis von I zu N bestimmt.

3.9 Statistische Analyse von Interferenz durch einzelne Störer

Bei Interferenz zwischen Kfz-Radargeräten sind statistisch zufällige Umgebungsbedingungen von ausschlaggebender Bedeutung für das Ausmaß der Störung. Ein wichtiger Aspekt, der in Veröffentlichungen anderer Autoren bereits umfangreich untersucht wurde, ist hierbei die räumliche Anordnung der Radargeräte. Grund hierfür sind Winkel- und Positionsabhängige Parameter, die bei der Berechnung des Funkkanals einen bedeutenden Einfluss haben, z.B. der Antennengewinn oder der Abstands zwischen Störer und Opfer. Außerdem reagieren DBF-Methoden bei großen Aperturen empfindlich auf Winkeländerungen und auch die plötzliche Verdeckung eines Störers durch andere Verkehrsteilnehmer ist eine Ursache. Die Auswirkungen statistisch verteilter Verkehrsteilnehmer in Szenarien mit unterschiedlich vielen Störern wurden in [Sch+15b] [Sch+15a] [Al+18] [MSP18] [Ter+19], jeweils mit dem Fokus auf den Funkkanal, untersucht.

Ein anderer bisher wenig beleuchteter Aspekt, der bedeutend zur Varianz der Interferenzleistung beiträgt, betrifft die zeitlichen Randbedingungen. Abbildung 3.28 zeigt den Durchschnitt der Leistung aller Bins eines RD-Spektrums in zwei Messreihen mit jeweils 250 Messungen. Die erste Messreihe wurde in Anwesenheit eines Störers durchgeführt, die zweite ohne aktivierten Störer (Messsetup entsprechend Abbildung 3.2). Obwohl die räumliche Anordnung der Sensoren während der gesamten Messreihe unverändert bleibt, schwankt die Leistung der gestörten Messungen sichtlich. Zudem ist häufig keine deutliche Leistungserhöhung im Vergleich zu den ungestörten Messungen zu erkennen.

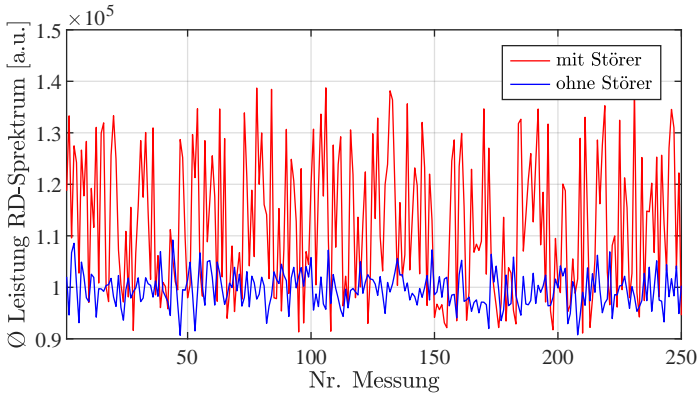


Abb. 3.28: Leistung des RD-Spektrums in 250 aufeinanderfolgenden Messungen bei unveränderter Umgebung.

Die Ursache dieser Schwankung sind schmalbandige Empfängerstrukturen, Tastgrade unter 50% und vielfältige Übertragungsmuster. Diese Faktoren führen zu einer starken Abhängigkeit der Interferenzleistung von den Zeitpunkten der Übertragungen. Eine einfache Bestimmung der Interferenz-Wahrscheinlichkeit in Abhängigkeit der Übertragungszeiträume von Störer und Opfer wurde in [OH05] und [Bro07] vorgestellt. Eine Beschreibung der Störung jenseits von „existiert“ und „existiert nicht“ erfolgt dort jedoch nicht. Untersuchungen bezüglich der Auswirkungen von Code-Multiplexing für Chirp-Sequence-Radargeräte sind in [LWC13] und [Axe07] zu finden, jedoch ohne genauere statistische Analyse.

Die Parameter des Systemmodells, die als Zufallsvariablen begriffen werden, sind einschließlich entsprechender Abhängigkeiten in Abbildung 3.29 dargestellt. ΔT , die Zeitspanne zwischen den Startzeitpunkten der Messungen von Störer und Opfer nimmt dabei eine zentrale Rolle ein [HSZ18] [HSZ19]. Deren direkter und indirekter Einfluss auf die Interferenzleistung wird in den Unterabschnitten 3.9.1 und 4.2.1 genauer beschrieben. Der Beitrag von φ wird in den Unterabschnitten 3.9.2 und 4.2.2 erörtert. N wird in dieser Arbeit aufgrund der vergleichsweise geringen Varianz nicht als Zufallsvariable behandelt. Stattdessen

wird bei der statistischen Betrachtung mit dem Erwartungswert von N gearbeitet (siehe Unterabschnitt 3.3.2).

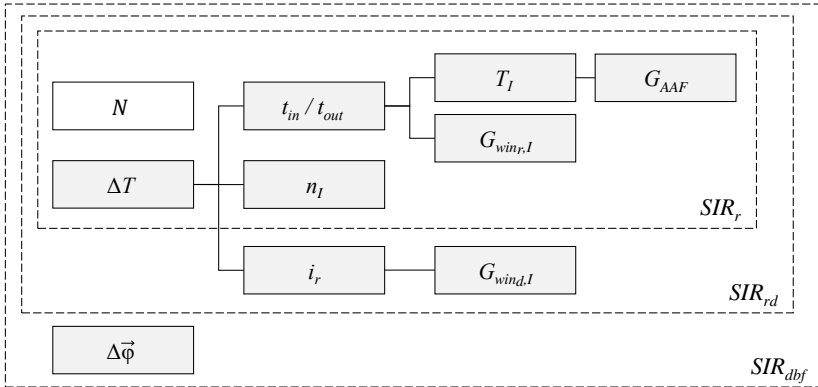


Abb. 3.29: Parameter des Systemmodells, die als Zufallsvariablen verstanden werden.

In dieser Arbeit wird ein Modell zur Bewertung von Störungen durch gegenseitige Interferenz vorgestellt, das statistisch zufällige zeitliche Bedingungen miteinbezieht.

3.9.1 Zufallsvariable ΔT

Wie in Abbildung 3.29 zu sehen ist, bestimmt ΔT die Anzahl n_I sowie die Zeitpunkte der Einzelstörungen t_{in} , t_{out} und i_r . Infolge dessen werden auch die Zeitspannen der einzelnen Störungen T_I sowie Verluste durch Fensterfunktionen $G_{win,I}$ und Aufschwingszeiten des Signals G_{AAF} beeinflusst.

Wie bereits geringe Änderung von ΔT die Anzahl und Zeitpunkte der Einzelstörungen beeinflusst, ist in Abbildung 3.30 zu erkennen. Die Darstellung der Abbildung nutzt das geometrische Modell aus Unterabschnitt 3.3.5, das Störungen anhand der Schnittmengen von Polygonen (Opfer) oder Geradenabschnitte (Störer) in der Zeit-Frequenz-Ebene identifiziert.

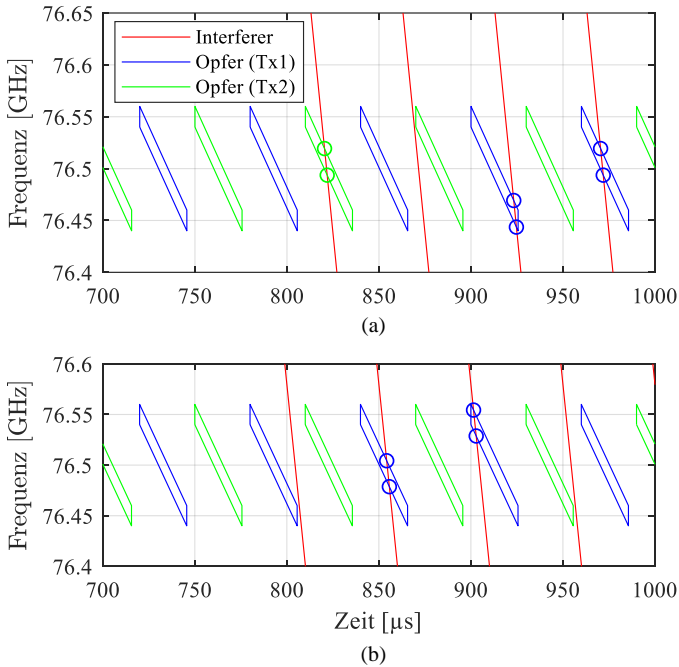


Abb. 3.30: Darstellung der Stör-Ereignisse zwischen zwei Radargeräten in einem Zeit-Frequenz-Diagramm. Von (a) zu (b) wurde ΔT um $17 \mu\text{s}$ erhöht.

Sofern die Quelle einer Störung nicht ein anderes Radargerät desselben Fahrzeugs ist, haben Störer und Opfer derzeit keine synchronisierten Übertragungszeiten. ΔT_1 , das ΔT zu Beginn der Untersuchung, wird daher bei einer Störung durch externe Radargeräte als gleichverteilte Zufallsvariable begriffen

$$f_{\Delta T_1}(x) = \text{unif}(0, \min(T_{\text{cycle},I}, T_{\text{cycle},H})). \quad (3.83)$$

Da die Radarsensoren zyklisch messen, sind die Störungen bei Wertebereichen von ΔT innerhalb der Dauer dieser Messzyklen T_{cycle} eindeutig definiert. Falls gilt $\Delta T > \min(T_{\text{cycle},I}, T_{\text{cycle},H})$ wiederholen sich die Schnittmuster der Rampen und somit auch die Charakteristiken der

Störungen.

Ausgehend von ΔT_1 ändert sich ΔT mit jedem Messzyklus j des Opfers nach dem folgenden Schema:

$$\Delta T_{j+1} = \Delta T_j + (T_{cycle,I} + T_{rand,I}) - (T_{cycle,H} + T_{rand,H}). \quad (3.84)$$

T_{rand} ist die zufällige Abweichung der Dauer eines Messzyklus. Sie setzt sich zusammen aus unerwünschten Abweichungen infolge von Genauigkeitsschwankungen des Taktsignals und absichtlich eingefügten pseudozufälligen Zeitspannen zur Unterdrückung anhaltender Störungen. Hierdurch ergibt sich für jede Messung ein neues, zufälliges ΔT .

Um die Auswirkungen eines statistisch zufälligen ΔT zu analysieren, wird das geometrische Modell aus Unterabschnitt 3.3.5 in einer Monte-Carlo-Simulation eingesetzt. Der Abgleich der Rampenmuster von Störer und Opfer wird viele Male mit unterschiedlichen Werten für ΔT wiederholt. Die anhand der Simulationsläufe berechneten Werte für die Interferenz werden in einer Häufigkeitstabelle zusammengefasst, wodurch sich eine empirische Verteilungsfunktion ergibt. Die Verteilungseigenschaften der Interferenz für unterschiedlichste Übertragungsmuster können so geschätzt werden.

Da ΔT_1 normalverteilt ist, werden in der Monte-Carlo-Simulation keine zufälligen Werte für ΔT eingesetzt. Stattdessen wird ΔT von einem Simulationslauf zum nächsten von 0 bis $\min(T_{cycle,I}, T_{cycle,H})$ inkrementell erhöht. Die Schrittweite ΔT_{inc} ist bedeutend für die Genauigkeit und die Laufzeit der Simulation.

Explizit ergeben sich aus der Monte-Carlo-Simulation empirische Verteilungen für alle von ΔT abhängigen Parameter (siehe Abbildung 3.29). Diese können in Verteilungsfunktion der Interferenzleistung der Kanalspezifischen Interferenzleistung f_{I_m} überführt werden.

Simulationsläufe für beispielhafte Radargeräte, in denen die Zusammenhänge von ΔT und INR bzw. L_R verdeutlicht werden, sind in Unterabschnitt 4.2.1 zu finden.

3.9.2 Zufallsvariable $\vec{\varphi}$ bei MIMO-Radaren

Bei Kfz-Radargeräten mit MIMO-Strukturen, die Zeit- oder Frequenzmultiplexverfahren zur Trennung der virtuellen Kanäle nutzen, hat die Störung jeder Empfängergruppe einen eigenen Nullphasenwinkel φ_m in

der Zwischenfrequenz. Diese hängt maßgeblich von den Zeitpunkten $t_{I,0}$ ab, an denen die Frequenzrampen von Störer und Opfer einander schneiden. Aufgrund hoher Bandbreiten reagiert φ_m sehr sensibel auf Änderungen von $t_{I,0}$, sodass φ_m sich selbst bei zeitlich synchronisierten Radargeräten mit getrennten lokalen Oszillatoren statistisch zufällig verhält. Die Verteilungsfunktion $f_{\varphi,m}$ wird in der Praxis als Gleichverteilung angenommen

$$f_{\varphi_m}(x) = \text{unif}(0, 2\pi). \quad (3.85)$$

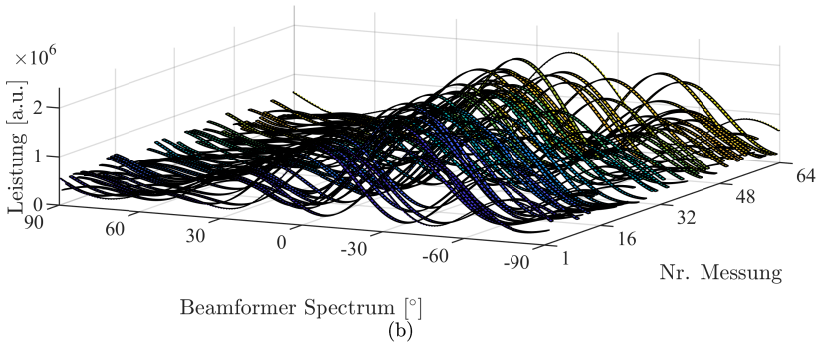
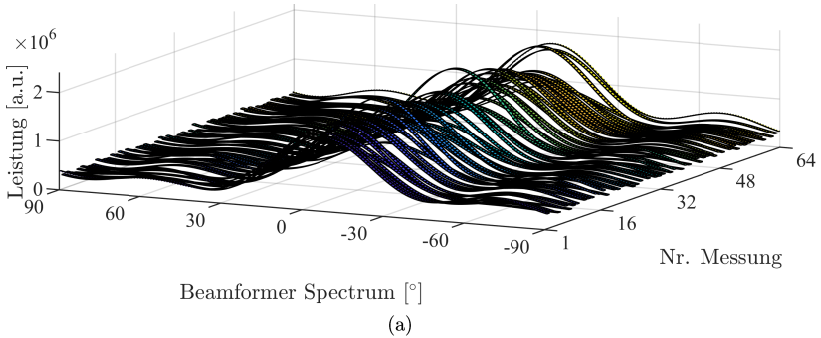


Abb. 3.31: DBF-Spektren von 64 Messungen. (a) SIMO-Radar mit $n_{tx} = 1$ und $n_{rx} = 4$. (b) MIMO-Radar mit $n_{tx} = 2$ und $n_{rx} = 2$.

Die Sprünge in den Phasenverläufen von \vec{X}_I zwischen den verschiedenen Empfängergruppen, die durch statistisch zufällige φ_m wahrscheinlich sind, führen im Winkelspektrum zu Verschiebungen und Aufspaltungen des Interferenz-bedingten Rauschens.

Ein experimenteller Vergleich zwischen den durchschnittlichen Interferenzleistungen im Winkelspektrum bei SIMO- und MIMO-Systemen ist in Abbildung 3.31 zu sehen. In diesem Experiment stört ein Radar in einem Winkel von 20° über 64 Messungen ein Opfer-Radar mit $n_{tx} = 2$ und $n_{rx} = 4$. Die Übertragungszeiten von Störer und Opfer sind synchronisiert und das Messsetup bleibt während der Messungen unverändert (siehe Abbildung 3.3).

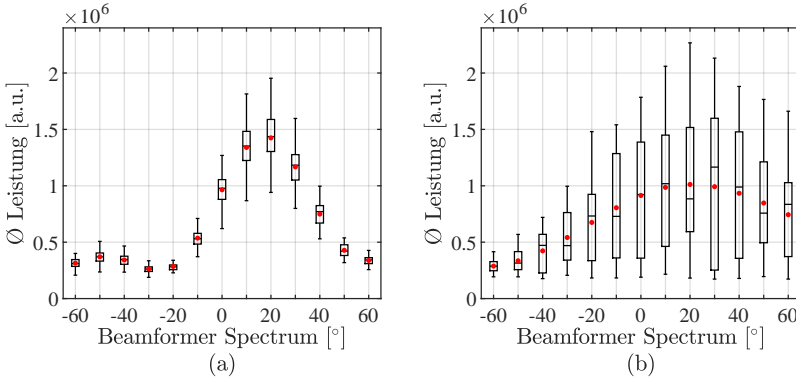


Abb. 3.32: Verteilung der mittleren Leistungen des DBF-Spektrums über 64 Messungen. (a) $n_{tx} = 1$, $n_{rx} = 4$ und (b) $n_{tx} = 2$, $n_{rx} = 2$. Der rote Punkt markiert den Durchschnitt über alle 64 Messungen, der schwarze Strich den Median, die Box den Bereich zwischen den Perzentilen P25 und dem P75, die Wiskers den Bereich zwischen P5 und P95.

In Abbildung 3.31(a) wurde die Winkelschätzung mittels DBF auf die virtuellen Kanäle $X_{I,1,1}$ bis $X_{I,1,4}$ angewandt, womit das Opfer-Radar einem SIMO-Radar mit 4 Empfangskanälen entspricht. In 3.31(b) wurden die Kanäle $X_{I,1,1}$, $X_{I,1,2}$, $X_{I,2,1}$ und $X_{I,2,1}$ auf dieselbe Art ausgewertet, womit das Opfer-Radar einem MIMO-Radar mit $n_{tx} = 2$ und $n_{rx} = 2$ entspricht. Die Positionen der virtuellen Empfangsantennen Die

unregelmäßige, von einer Messung zur anderen schwankenden Verteilung der Interferenzleistung im Winkelspektrum infolge der MIMO-Struktur wird in 3.31(b) deutlich sichtbar.

Die Verteilung der Leistung zu Abbildung 3.31 ist in einem Boxplot in Abbildung 3.32 dargestellt. Während in 3.32(a) die Interferenzleistung um θ_I deutlich und mit geringer Varianz konzentriert ist, verteilt sie sich in 3.32(b) über große Teile des Spektrums.

Da auch die Modellierung zufälliger $\vec{\varphi}$ in dieser Arbeit mittels einer Monte-Carlo-Methode erfolgt, wird zur Laufzeitoptimierung eine Reduzierung der Anzahl der Zufallsvariablen vorgenommen:

$$\Delta\vec{\varphi} = (\varphi_2 - \varphi_1, \varphi_3 - \varphi_1, \dots, \varphi_{n,tx} - \varphi_1)^T. \quad (3.86)$$

Die Differenz zweier gleichverteilter Zufallsvariablen ist ebenfalls zufallsverteilt, womit sich für die Verteilungsfunktion von $\Delta\varphi_m$ ergibt

$$f_{\Delta\varphi_m}(x) = \text{unif}(0, 2\pi). \quad (3.87)$$

Dementsprechend kann auch hier der Wertebereich von $\Delta\vec{\varphi}$ in der Monte Carlo Simulation inkrementell durchlaufen werden. Das Ergebnis ist eine diskrete Verteilungsfunktion f_{I_θ} .

Ergebnisse der Monte-Carlo-Simulation von Interferenz in SIMO- und MIMO-Radargeräten sind in Unterabschnitt 4.2.2 zu finden.

3.10 Statistische Analyse von Interferenz durch mehrere Störer

Veröffentlichungen zum Thema Interoperabilität von Kfz-Radaren weisen häufig auf die zunehmende Wahrscheinlichkeit von Interferenz im Zuge der zunehmenden Marktdurchdringung [GBM10] [Kun12b]. Offensichtlich ist in Anwesenheit mehrerer Störer häufiger und mit stärkeren Störungen zu rechnen. Wie die empirischen Verteilungsfunktionen der Interferenz einzelner Störer mit geringem Rechenaufwand in Szenarien mit mehreren Störern überführt werden können, ist der Inhalt dieses Abschnitts. Es werden zwei unterschiedliche Vorgehen vorgestellt. Das erste bezieht sich auf nicht synchronisierte unabhängige Störer. Das zweite betrifft mehrere im Zeitbereich synchronisierte Interferenzquellen. Letzteres kann zum Beispiel der Fall sein, wenn mehrere Kfz-Radare eines

Fahrzeugs, die via Zeitmultiplex-Verfahren voneinander getrennt sind, die Störquellen sind.

Bei beiden Verfahren steigt die Laufzeit der Simulation direkt proportional zur Anzahl der Störer, wodurch auch Szenarien mit vielen Störern einfach und schnell simuliert werden können.

3.10.1 Mehrere unabhängige Störer

Für nicht synchronisierte Störer gilt, dass ΔT_a eines Störers a unabhängig von ΔT_b eines anderen Störers b ist. Die Ergebnisse für die Interferenzleistung I , das INR oder L_R der jeweiligen Störer sind infolge der Monte-Carlo-Simulation Zufallsvariablen mit einer bekannten Wahrscheinlichkeitsverteilung.

Für zwei Zufallsvariablen X und Y gilt $X + Y = Z$, solange

$$f_Z(x) = P(Z = x) = P(X + Y = x), x \geq 0. \quad (3.88)$$

Die Addition zweier Zufallsvariablen wird durch die Faltung beider Verteilungsfunktionen erreicht [BN96]:

$$f_Z = f_X * f_Y. \quad (3.89)$$

Gleichung 3.88 gilt für die Verteilungen f_{I_m} und f_{I_θ} sowie für deren entsprechende INR unter der Bedingung, dass Clipping durch die Überlagerung gleichzeitiger Störungen nicht beachtet wird. Falls gilt

$$\sum T_I \ll T_S, \quad (3.90)$$

also die Summe aller Interferenz-Perioden T_I deutlich kleiner ist als die gesamte Messung T_S des Opfers, kann diese Annahme getroffen werden, da so eine Überlappung der Störungen unterschiedlicher Störer, die zu einer Sättigung führt, sehr unwahrscheinlich wird.

Somit gilt für die Verteilungsfunktion der Interferenzleistung f_I

$$f_{I,a+b} = f_{I,a} * f_{I,b}, \quad (3.91)$$

sowie für mehr als zwei unabhängige Störer

$$f_I = f_{I,a} * f_{I,b} * \dots * f_{I,last}. \quad (3.92)$$

Gleichung 3.91 und Gleichung 3.92 können analog auf f_{I_θ} und das INR angewandt werden [HSZ20]. Eine direkte Anwendung auf die Verteilung von L_R ist nicht möglich, da Gleichung 3.88 für L_R nicht erfüllt ist.

3.10.2 Mehrere synchronisierte Störer

Bei Interferenz durch zeitlich synchronisierte Störer sind ΔT_a eines Störers a und ΔT_b eines anderen Störers b um einen festen Zeitraum T zueinander verschoben:

$$\Delta T_b = \Delta T_a + T. \quad (3.93)$$

Bei SIMO-Radargeräten erfolgt die Berechnung der kombinierten Interferenzleistung vor der Berechnung der Verteilungsfunktionen für jede Empfängergruppe einzeln:

$$I_{m,a+b}(\Delta T) = I_{m,a}(\Delta T_a) + I_{m,b}(\Delta T_b). \quad (3.94)$$

Die Verteilungsfunktion $f_{I_{a+b}}$ wird auf Basis von $I_{m,a+b}(\Delta T)$ mittels Monte-Carlo-Simulation des geometrischen Modells durch eine schrittweise Änderung von ΔT bestimmt.

Bei MIMO-Radargeräten hingegen muss auch die Verteilung von I_θ in Anhängigkeit von $\vec{\varphi}$ beachtet werden. Anstelle einer Addition von $I_a(\Delta T_a)$ und $I_b(\Delta T_b)$ wie in Gleichung 3.94 werden die entsprechenden Verteilungsfunktionen gefaltet:

$$f_{I_\theta,(a+b)}(\Delta T) = f_{I_\theta,a}(\Delta T_a) * f_{I_\theta,b}(\Delta T_b). \quad (3.95)$$

Die hier vorgestellte Methode zur Kombination mehrerer synchronisierter Störer kann auch zur Berechnung der Interferenzleistung bei einer NLOS-Übertragung angewendet werden, falls eine Interferenzquelle indirekt über mehrere Reflexionspunkte stört. Jeder Reflexionspunkt wird dann als einzelner synchronisierter Störer interpretiert. Die zeitliche Verschiebung der Sendemuster T zwischen diesen Störern kann über die unterschiedlichen Flugzeiten der Übertragungen bestimmt werden.

3.11 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurde eine Methode zur statistischen Analyse von Interferenz infolge statistisch zufälliger zeitlicher Rahmenbedingungen vorgestellt, wie sie in der Praxis aufzufinden sind. Die Berechnung der Wahrscheinlichkeitsverteilungen der Interferenzleistung, sowie des resultierenden Interferenz-Rausch-Verhältnis und der Reichweitenreduktion erfolgt durch eine Monte-Carlo-Methode, weshalb das zugrundeliegende Systemmodell auf kurze Rechenzeiten optimiert ist.

Das Ausmaß einer Störung wurde neben der Amplitude auf Dauer, Zeitpunkt und Anzahl der Einzelstörungen zurückgeführt. Die Bestimmung dieser Parameter erfolgt mit einem geometrischen Modell, welches die Parameter anhand der Schnittpunkte geometrischer Formationen, die Störer- und Opferrampen repräsentieren, in der Zeit-Frequenz-Ebene ermittelt. Die Auswirkungen der Störungen auf die Detektionsreichweite des Radars infolge der Signalverarbeitung sind ein integraler Bestandteil des Modells.

Außerdem wurden Methoden vorgestellt, die durch Kombination mehrerer Szenarien mit einzelnen Störern eine unkomplizierte und schnelle Überführung in Szenarien mit vielen Störern erlauben.

4 Analyse von Interferenz mittels Simulation

Dieses Kapitel behandelt die Simulation des Modells aus Kapitel 3. In Abschnitt 4.1 wird das in Kapitel 3 vorgestellte Systemmodell strukturiert und in ein Monte-Carlo-Simulationsmodell überführt. In den Abschnitten 4.2 bis 4.4 werden die Auswirkungen unterschiedlicher Zufallsgrößen, Rampenmuster und Randbedingungen auf die Interferenz untersucht, die durch gezielte Anwendungen des Simulationsmodells isoliert betrachtet werden.

4.1 Aufbau der Simulation

Die Modelle für die Bestimmung der Interferenzleistung für feste zeitliche Rahmenbedingungen aus den Abschnitten 3.3 bis 3.7 werden in einem Simulationsmodell zusammengeführt. Abbildung 4.1 zeigt den Programmablaufplan dieses Modells, das für festgelegte zeitliche Rahmenbedingung ΔT und $\Delta\varphi$, räumliche Rahmenbedingungen und Rampenmuster das INR und die Reichweitenreduktion eines Opfer-Radargerätes durch einen einzelnen Störer berechnet. Das Vorgehen bei der geometrischen Simulation der Einzelstörungen sowie die Berechnung des Interferenz-Funkkanals ist in den Unterabschnitten 3.3.4 bis 3.3.7 beschrieben. Die Berechnung von N und I_θ auf Basis der kombinierten Einzelstörungen unter Beachtung der Integrationsgewinne durch alle Signalverarbeitungsschritte hindurch wird in den Abschnitten 3.4 bis 3.7 erörtert. Wie in Abschnitt 3.9 beschrieben wird eine Monte-Carlo-Simulation durchgeführt, um die Verteilungseigenschaften der Interferenz in ausgesuchten Szenarien abzuschätzen. Der Programmablaufplan des Simulationsmodells für mehrere Störer inklusive Monte-Carlo-Simulation ist in Abbildung 4.2 zu sehen. Der grau unterlegte Bereich kennzeichnet das Modell für feste zeitliche Rahmenbedingungen aus Abbildung 4.1, das im Laufe der Monte-Carlo-Simulation viele Male mit

unterschiedlichen Werten für ΔT und $\Delta\vec{\varphi}$ wiederholt wird. Die Anzahl der Simulationsläufe n_{sim} der Monte-Carlo-Simulation hängt von der Anzahl der eingegeben Zufallsparameter sowie von der Anzahl der Störer n_{IS} ab:

$$n_{sim} = n_{\Delta T} \cdot n_{\Delta\varphi} \cdot n_{IS}. \quad (4.1)$$

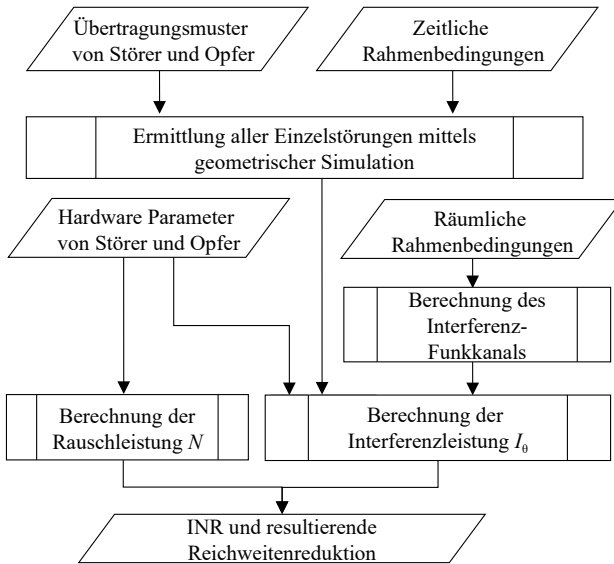


Abb. 4.1: Programmablaufplan des Simulationsmodells für einen einzelnen Störer ohne Betrachtung von ΔT und $\Delta\vec{\varphi}$ als Zufallsvariablen.

$n_{\Delta T}$ ist Größe der Stichprobe von ΔT . Die Stichprobe wird systematisch ausgewählt (siehe Unterabschnitt 3.9.1) und ihr Umfang abhängig von den Zykluszeiten der Messungen $T_{cycle,I}$ und $T_{cycle,H}$ sowie von der Schrittweite ΔT_{inc} bestimmt:

$$n_{\Delta T} = \frac{\min(T_{cycle,I}, T_{cycle,H})}{T_{inc}}. \quad (4.2)$$

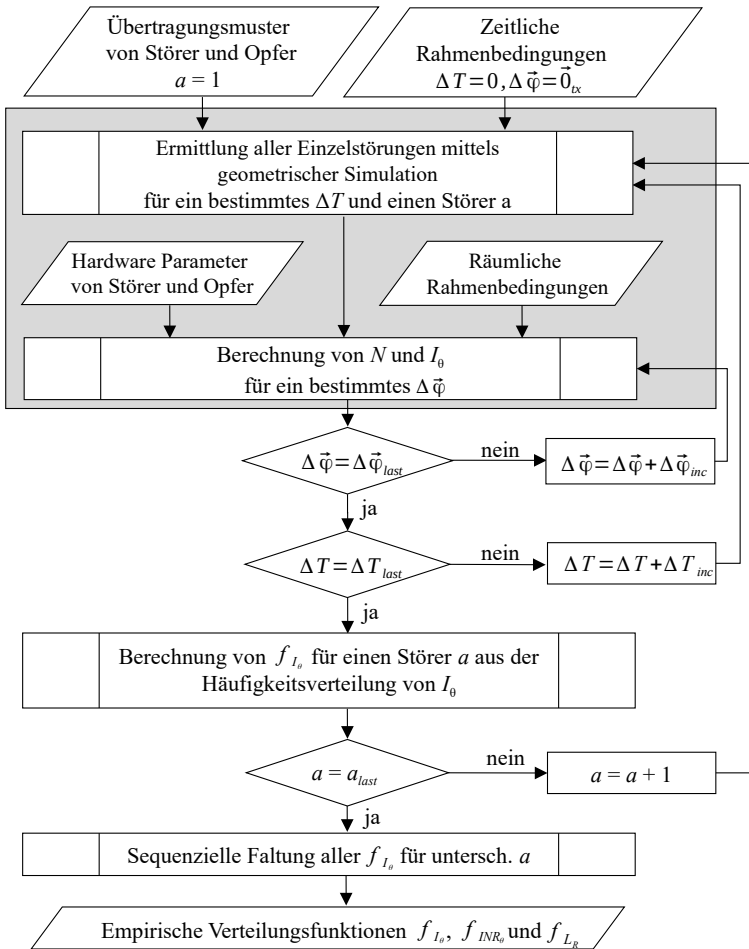


Abb. 4.2: Programmablaufplan des Simulationsmodells für mehrere Störer einschließlich Monte-Carlo-Simulation.

$n_{\Delta\varphi}$, die Anzahl aller in der Monte-Carlo-Simulation untersuchten $\Delta\vec{\varphi}$, ergibt sich aus der Anzahl der Sendekanäle des Opfers n_{tx} und der Schrittweite φ_{inc}

$$n_{\Delta\varphi} = \left(\frac{2\pi}{\varphi_{inc}} \right)^{n_{tx}-1}. \quad (4.3)$$

4.2 Einfluss statistischer Größen auf die Interferenzleistung

In diesem Abschnitt wird anhand von Simulationen gezeigt, welchen Einfluss ΔT und $\Delta\vec{\varphi}$ auf die Verteilung der Einzelstörungen und somit auf das INR von CS-FMCW-Radargeräten haben. Die Rampenmuster von Störer und Opfer entsprechen den Parametern aus Tabelle 4.1. Der Störer orientiert sich hierbei an den Werten eines typischen Eck-SRR, das Opfer an den Werten eines Front-MRR bzw. FRR.

Tabelle 4.1: Konfiguration der Sendemuster der Kfz-Radare für die folgenden Simulationen

Symbol	Parameter	Werte Störer	Werte Opfer
f_{AAF}	Grenzfrequenz AAF	-	10 MHz
f_{mid}	Trägerfrequenz	76.5 GHz	76.5 GHz
BW	Bandbreite der Rampen	950 MHz	100 MHz
-	Anzahl der Rampen je Sender	256	256
T_r	Dauer je Rampe	45 μ s	25.6 μ s
T_{rw}	Wiederholungsrate der Rampen	50.1 μ s	68 μ s
T_{cycle}	Dauer je Messzyklus	50 ms	50 ms

Als Fensterfunktionen f_{win} vor der Slow- und Fast-time-DFT wird jeweils das Von-Hann-Fenster gewählt. Die Werte der Hardware-Parameter,

die für die Berechnung des INR wichtig sind, können Tabelle 4.2 entnommen werden. Das störende Radar ist in den Simulationsexperimenten dieses Kapitels wenn nicht anders genannt in Hauptstrahlrichtung (0°) mit 10 m Abstand zum Opfer positioniert.

Tabelle 4.2: Hardwareeigenschaften der Kfz-Radare für die folgenden Simulationen

Symbol	Parameter	Werte Störer	Werte Opfer
P_{tx}	Transmitter Leistung	12 dBm	-
G_{tx}	Antennengewinn Tx	14 dB	-
G_{rx}	Antennengewinn Rx	-	16 dB
L_{int}	Integrationsverluste	2 dB	2 dB
L_{tx}	Senderverluste	4 dB	-
L_{rx}	Empfängerverluste	-	4 dB
σ_N	Varianz Rauschen	-	-87.88 dBm
n_{tx}	Anzahl Sender	1	1
n_{rx}	Anzahl Empfänger	1	1

4.2.1 Einfluss von ΔT auf Interferenz

Um den Einfluss von ΔT auf das INR abzuschätzen, wird das INR im RD-Spektrum für ΔT entsprechend Gleichung 3.83 von 0 ms bis 50 ms bestimmt. Hierdurch werden sämtliche Möglichkeiten für ΔT abgebildet. Die Schrittweite ΔT_{inc} beträgt in diesem Simulationslauf $1.1 \mu\text{s}$. Die Ergebnisse für das INR im RD-Spektrum sind im Diagramm in Abbildung 4.3 zu sehen. INR_{rd} nimmt abhängig von ΔT Werte von 0 bis 2.15 an. Der Wert von INR_{rd} ist offensichtlich maßgeblich vom Grad der Überlappung der Übertragungszeiten von Störer und Opfer abhängig. Das untere Plateau zwischen $\Delta T=17$ ms und $\Delta T=39$ ms, bei dem $INR_{rd} = 0$ ist, ist das Resultat einer 0%-Überlappung der Übertragungen im Zeitbereich.

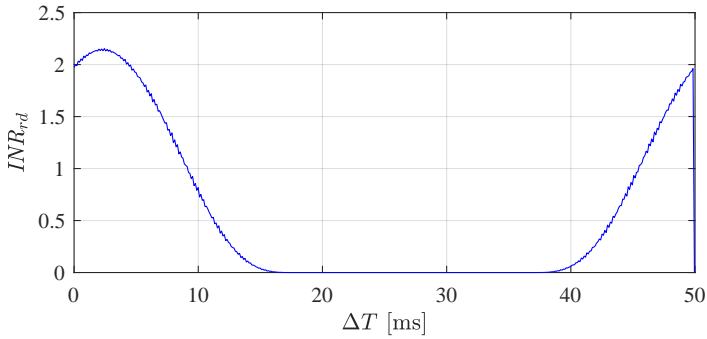


Abb. 4.3: Interferenz-zu-Rausch Verhältnis des RD-Spektrums INR_{rd} in Abhängigkeit des Zeitversatzes des Messungen ΔT .

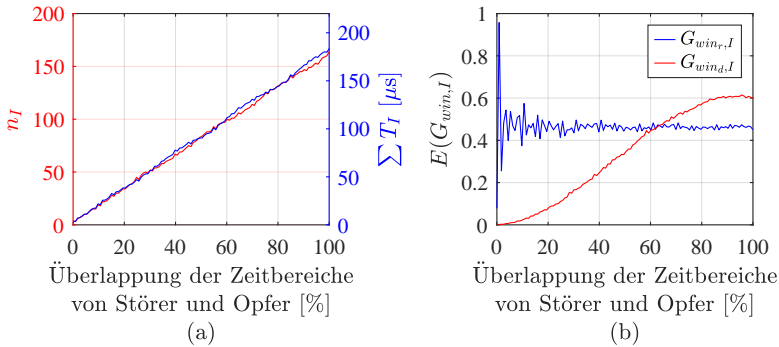


Abb. 4.4: Einfluss der Überlappung der Sendemuster auf Anzahl der Einzelstörungen n_I und die gesamte Interferenzdauer $\sum T_I$ (a) sowie auf die Erwartungswerte des Fenstergewinns der Interferenz (b).

Abbildung 4.4(a) bestätigen diese Beobachtung. n_I und damit auch die Summe aller T_I sind bei den gegebenen Rampenmustern linear abhängig vom Überlappungsgrad der Übertragungszeiträume. Die geglätteten Übergänge in Abbildung 4.3 sind eine Folge der Fensterfunktion in Doppler-Richtung des RD-Spektrums und dem daraus folgenden Fenster-

gewinn $G_{wind,I}$ (siehe Gleichung 3.60). Durch die \cos^2 -Gewichtung des Von-Hann-Fensters werden Störungen in den Rampen an den äußeren Rändern der Übertragungen des Opfers zunehmend unterdrückt (siehe Abbildung 4.4(b)).

4.2.2 Einfluss von $\Delta\varphi$ auf Interferenz

In diesem Unterabschnitt wird der Einfluss von $\Delta\vec{\varphi}$ auf das Interferenzverhalten von MIMO-Radargeräten abgeschätzt.

Zuerst wird die Interferenz im DBF-Spektrum bei zwei unterschiedlichen Opfer-Radargeräten mit MIMO-Struktur simuliert. Opfer I verfügt über zwei Sender, Opfer II über drei. Die Positionen der Sende- und Empfangsantennen zueinander sind bei beiden Radargeräten so gewählt, dass keine Mehrdeutigkeiten im Winkelspektrum entstehen (Tabelle 4.3). Für die virtuellen Empfangsantennen ergeben sich Abstände von $\lambda/2$. ΔT ist in den Simulationen so festgelegt, dass in alle Kanäle der Opfer die gleiche Interferenzleistung eingespeist wird ($I_1 = I_2$ bzw. $I_1 = I_2 = I_3$).

Tabelle 4.3: Konfiguration der Sende- und Empfangsantennen der Kfz-Radare für die folgenden Simulationen

Symbol	Parameter	Werte Opfer I	Werte Opfer II
n_{tx}	Anzahl Sender	2	3
n_{rx}	Anzahl Empfänger	4	4
\vec{p}_{tx}	Positionen der Sendeantennen	$1.9 \cdot [0 \ 4]$ mm	$1.9 \cdot [0 \ 4 \ 8]$ mm
\vec{p}_{rx}	Positionen der Empfangsantennen	$1.9 \cdot [0 \ 1 \ 2 \ 3]$ mm	$1.9 \cdot [0 \ 1 \ 2 \ 3]$ mm

Die Darstellung der Auswirkung von $\Delta\vec{\varphi}$ auf die Interferenz im Winkelspektrum wird mit dem Faktor G_{DBF} , der Verstärkung des INR infolge des digital beamforming, beschrieben

$$G_{DBF}(\theta) = \frac{\frac{I_\theta}{N_\theta}}{\frac{I_{rd}}{N_{rd}}}. \quad (4.4)$$

Im ersten Beispiel wird G_{DBF} von Opfer I bei einer Störquelle bei 0° untersucht. Abbildung 4.5 stellt die entsprechende G_{DBF} in Abhängigkeit des Winkels dar. Auf der linken Seite (a) ist G_{DBF} für drei beispielhafte $\Delta\varphi$ zu sehen. Bei $\Delta\varphi = 0^\circ$ wird die Störung vollständig in der Richtung der Störquelle konzentriert wie das Signal eines Punktziels. Bei $\Delta\varphi = 90^\circ$ ist die Hauptrichtung der Interferenz verschoben und eine deutliche Nebenkeule wird sichtbar. Bei $\Delta\varphi = 180^\circ$ wird die Störung letztendlich auf zwei Peaks gleicher Amplitude verteilt, während sie in Richtung der Störquelle vollständig kompensiert wird. Auf der rechten Seite (b) ist der Verlauf für $\Delta\varphi = [-180, 180]^\circ$ zu sehen.

Abbildung 4.6 zeigt analog zu Abbildung 4.5(a) drei beispielhafte Werte für $\Delta\varphi$ bei Opfer II.

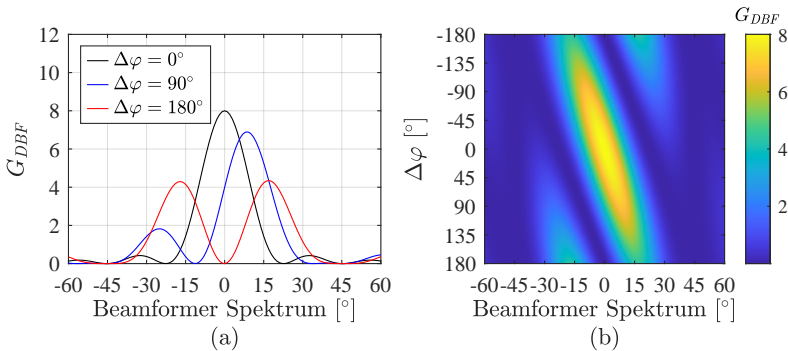


Abb. 4.5: G_{DBF} im Winkelspektrum von Opfer I bei einer Interferenzquelle bei 0° und gleicher Störleistung auf allen virtuellen Empfangskanälen.

Die Wahrscheinlichkeit, dass ein Großteil der Interferenzleistung in Richtung der Störquelle liegt, nimmt ab, je mehr Sendeantennen zum Einsatz kommen.

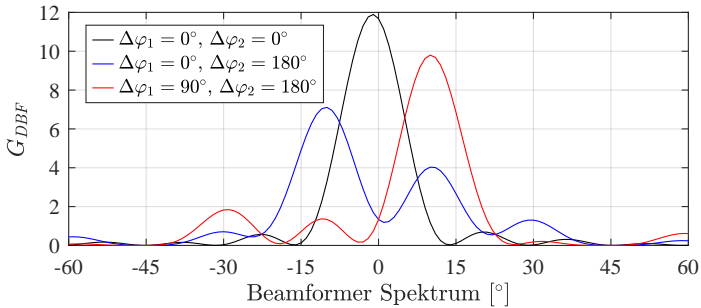


Abb. 4.6: Drei Beispiele für die Verteilung von G_{DBF} im Beamformer Spektrum von Opfer II bei einer Interferenzquelle bei 0° und gleicher Störleistung auf allen virtuellen Empfangskanälen.

Abbildung 4.7 zeigt diese Tendenz für MIMO-Opfer mit zwei bis fünf Sendeantennen. Die Interferenzleistung verteilt sich bei zunehmender Anzahl von Sendekanälen des Opfers immer weiter über die Gesamtheit des Winkelspektrums und die Abhängigkeit der Interferenz von der Richtung des Störers nimmt immer weiter ab.

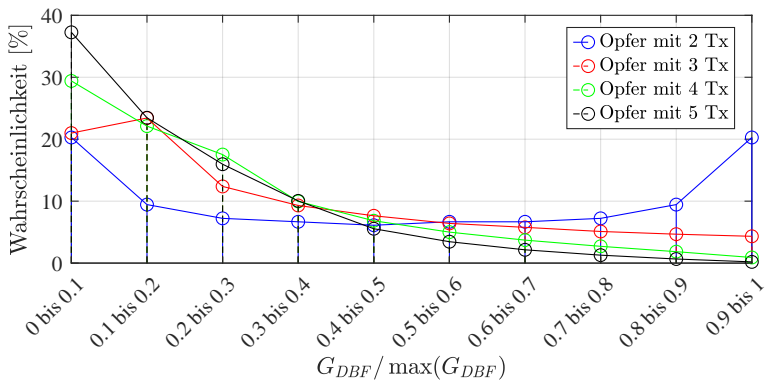


Abb. 4.7: Histogramm des normierten G_{DBF} bei $\theta = \theta_I = 0^\circ$ abhängig von der Anzahl der Sendekanäle des Opfers.

4.3 Einfluss mehrerer Störer auf die Interferenzleistung

Wie in Abschnitt 3.10 beschrieben, können Störer in unterschiedlichen zeitlichen Beziehungen zueinander stehen. Zwei Interferenzquellen a und b , die zeitlich unabhängig voneinander sind, ermöglichen bei der Überlagerung der Störungen in einem Opfer sämtliche Kombinationen aus unterschiedlichen ΔT_a und ΔT_b . Bei zeitsynchronen Störern ist $\Delta T_b - \Delta T_a$ konstant.

Abbildung 4.8 zeigt in drei Beispielen mit unterschiedlich versetzten Sendezeitpunkten, wie sich die gesamte Interferenzdauer und das INR eines Kanals bei zwei gleichartigen Störern verhalten. Bei (a) und (b) senden die Störer um den halben Zyklus versetzt. In (c) und (d) sind analog zwei Störer dargestellt, deren Sendezeitpunkte bei selber Zykluslänge um 75% versetzt sind. (e) und (f) bilden diese Werte für dieselben Störer ab, wenn diese gleichzeitig senden.

Aus dem Vergleich der simulierten Verteilungsfunktionen des ersten Beispiels aus Abbildung 4.8 mit den Verteilungen aller Kombinationen von ΔT_a und ΔT_b in Abbildung 4.9 wird ersichtlich, dass bei nicht-synchronisierten Störerpaaren höhere Interferenz-Spitzen auftreten als bei zeitlich getrennten Störern. Dafür ist die Wahrscheinlichkeit für sehr geringe Störungen bei nicht-synchronisierten Störerpaaren höher.

Auch der Vergleich der Erwartungswerte führt zu interessanten Ergebnissen. Die Erwartungswerte des INR sind bei zwei Störern mit synchronisierten und nicht-synchronisierten Startzeitpunkten der Übertragungen gleich bei $E(INR_{rd}) = 1.1330$. Hingegen unterscheiden sich die Erwartungswerte der Reichweitenreduktionen: $E(L_R) = 12\%$ ohne Synchronisierung und $E(L_R) = 16\%$ mit Synchronisierung. Grund hierfür ist die vierte-Wurzel-Proportionalität zwischen dem INR und der Reichweitenreduktion. So werden stärkere Störungen, wie sie bei nicht-synchronisierten Interferenzquellen vorkommen, gedämpft.

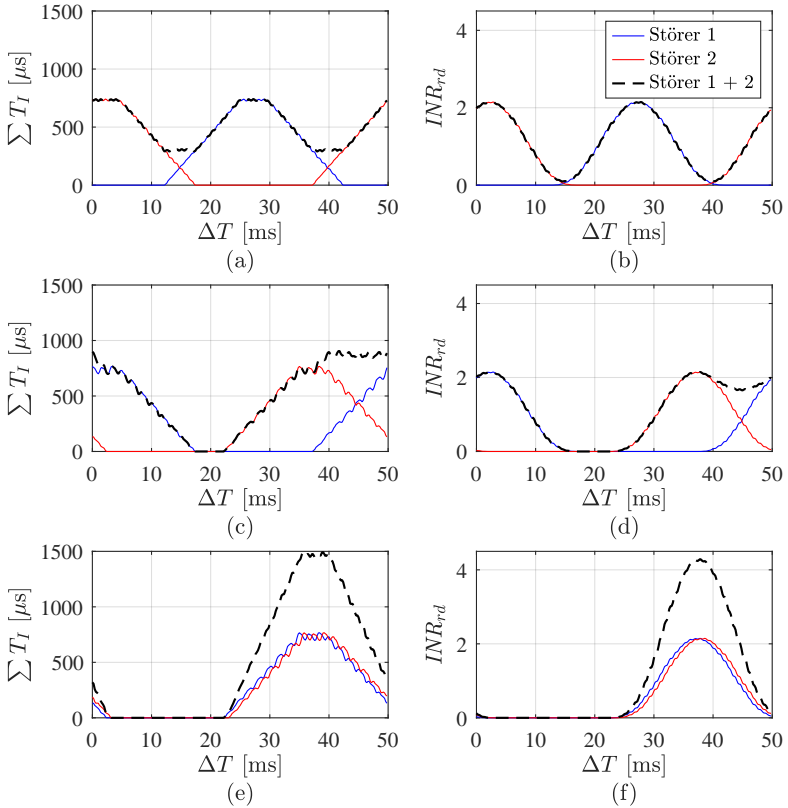


Abb. 4.8: Gesamte Interferenzdauer $\sum T_I$ (links) und Interferenz-Rausch Verhältnis $INR_{r,d}$ (rechts) in Abhängigkeit des Zeitversatzes ΔT zwischen Störer und Opfer bei synchronisierten Störern.

In einem weiteren Simulationsexperiment wird der Einfluss einer großen Anzahl nicht-synchronisierter Interferenzquellen mit gleicher Übertragungsleistung auf die relative Reichweitenreduktion eines Opfers untersucht. Anhand der Ergebnisse dieses Experiments soll isoliert aufgezeigt werden, welche Tendenz die Reichweitenreduktion annimmt, wenn viele Störer auf ein Radar wirken.

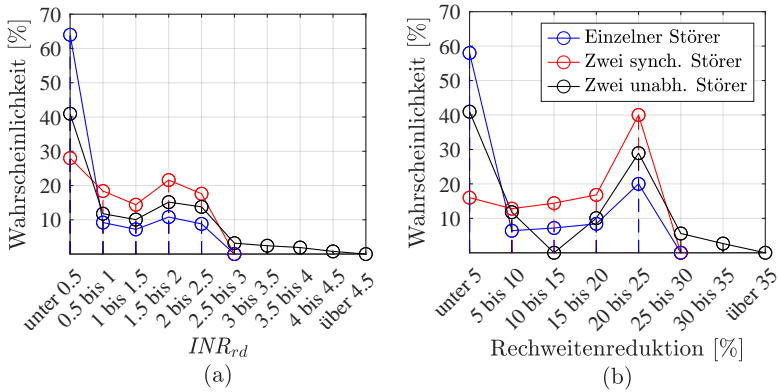


Abb. 4.9: Vergleich der Verteilung des INR (a) und der relativen Reichweitenreduktion L_R (b) bei einem einzelnen Störer, abwechselnd sendenden Störern und zwei zeitlich unabhängigen Störern.

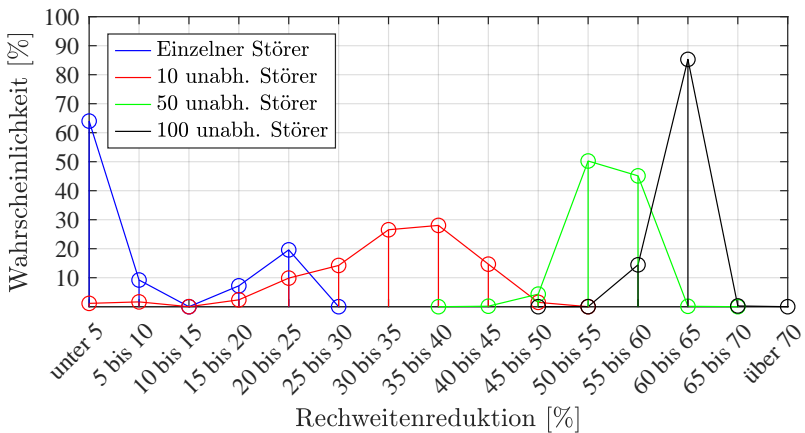


Abb. 4.10: Vergleich der Verteilung der Reichweitenreduktion L_R für einen, zehn, 50 und 100 unabhängige Störer.

Die Verteilungsfunktion von L_R für einen, 10, 50 und 100 Störer sind in Abbildung 4.10 dargestellt. Es ist zu erkennen, dass die Wahrscheinlichkeiten für ungestörte Messungen bzw. für Messungen mit geringen Störungen bereits bei 10 Störern verschwindend gering sind. Der Erwartungswert der Reichweitenreduktion nimmt zu, während die Varianz abnimmt. Da das INR direkt proportional mit der Anzahl der Störer wächst, die Reichweitenreduktion aber nur mit der vierten Wurzel, nimmt die Reichweitenreduktion langsamer zu als die Anzahl der Störer. Aufgrund derselben Dynamik überschreitet die Reichweitenreduktion selbst bei 100 Störern in der Simulation nie die 70%-Marke. Das Radar wird also selbst bei einer unwahrscheinlich hohen Anzahl starker Störer nicht vollständig blind.

4.4 Einfluss weiterer Rampenparameter auf die Interferenzleistung

In diesem Abschnitt wird der Einfluss von Rampenparametern auf die Interferenz untersucht, die im Allgemeinen keiner bedeutenden statistischen Schwankung unterliegen, sich jedoch mitunter stark auf das Niveau der Störung auswirken. Um die Übersichtlichkeit der Diagramme in diesem Abschnitt zu erhöhen, werden hier Rampenmuster mit einer geringeren Rampen-Anzahl n_r simuliert, als es bei Kfz-Radargeräten üblich ist. Aus demselben Grund unterscheiden sich im Gegensatz zu Abschnitt 4.2 grundsätzlich nur die Rampenrichtungen von Störer und Opfer voneinander (siehe Tabelle 4.4).

4.4.1 Einfluss der Rampensteilheit

Die Differenz zwischen den Rampensteilheiten von Opfer und Störer bestimmt die Dauer einer Einzelstörung. Sofern eine Frequenzrampe des Störers den sensiblen Bereich um die Opfer-Rampe vollständig schneidet, gilt für T_I

$$T_I = \frac{2 f_{AAF}}{\left| \frac{BW_I}{T_{chirp,I}} - \frac{BW_H}{T_{chirp,H}} \right|}. \quad (4.5)$$

Prinzipiell gilt aber auch, dass unabhängig von der Dauer der Einzelstörungen der Erwartungswert des INR über alle ΔT vom Grad der

Tabelle 4.4: Konfiguration des Sendemusters der Kfz-Radare für die folgenden Simulationen

Symbol	Parameter	Werte Interferer	Werte Opfer
f_{AAF}	Grenzfrequenz AAF	-	10 MHz
f_{mid}	Trägerfrequenz	76.5 GHz	76.5 GHz
BW	Bandbreite der Rampen	100 MHz steigend	100 MHz fallend
-	Anzahl der Rampen	8	8
T_r	Dauer je Rampe	25.6 μ s	25.6 μ s
T_{rw}	Wiederholungsrate der Rampen	34 μ s	34 μ s
T_{cycle}	Dauer je Messzyklus	0.8 ms	0.8 ms

Überlappung der Frequenzbänder von Störer und Opfer abhängt. Dieser Zusammenhang wird hier deutlich gemacht, indem in einer Monte-Carlo-Simulation zwei Störer miteinander verglichen werden, bei denen das Rampenmuster des ersten Störers exakt dem des Opfers entspricht, während die Rampen des zweiten Störers sich nur durch die Richtung unterscheiden (Tabelle 4.5).

Tabelle 4.5: Konfiguration des Sendemusters der Kfz-Radare für die folgenden Simulationen

Symbol	Parameter	Werte Störer I	Werte Störer II	Werte Opfer
BW	Bandbreite der Rampen	100 MHz steigend	100 MHz fallend	100 MHz fallend

In Abbildung 4.11 ist zu sehen, dass bei gleicher Rampenrichtung deutlich höhere INR möglich sind als bei entgegengesetzter, jedoch auch

häufiger mit störungsfreien Messungen zu rechnen ist. Die entsprechenden Histogramme sind in Abbildung 4.12 zu finden.

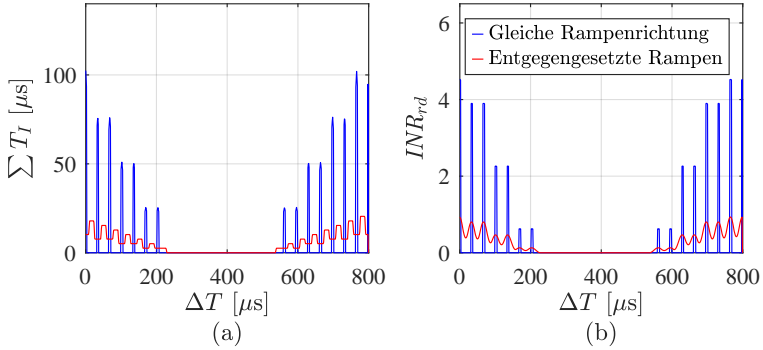


Abb. 4.11: Gesamte Interferenzdauer $\sum T_I$ (a) und Interferenz-zu-Rausch Verhältnis INR_{rd} (b) in Abhängigkeit des Zeitverhältnisses ΔT .

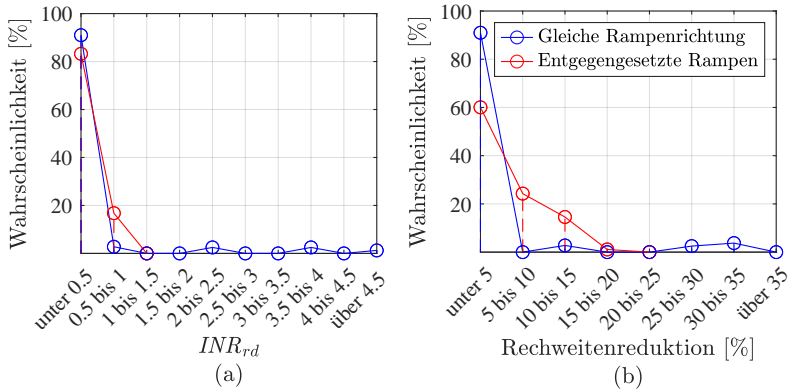


Abb. 4.12: Vergleich der Verteilung des INR (a) und der Reichweitenreduktion L_R (b) in Abhängigkeit der Rampenrichtung.

Der Erwartungswert des INR ist in beiden Simulationen gleich mit $E(INR_{rd}) = 1.82$. Der Erwartungswert von L_R ist bei parallelen Senderrampen jedoch deutlich geringer. Er liegt bei nahezu kohärenter Interferenz bei $E(L_R) = 4.63\%$, während er bei kreuzenden Rampen $E(L_R) = 16.15\%$ beträgt. Die Gründe hierfür sind die gleichen wie in Abschnitt 4.3.

4.4.2 Einfluss des Tastgrads

Wie in Unterabschnitt 3.4.1 beschrieben, führen längere Messungen bei Radargeräten zu höheren Integrationsgewinnen und somit zu höheren Reichweiten. Fahrfunktionen fordern jedoch verbindliche Zykluszeiten, damit in dynamischen Umgebungen Hindernisse nicht zu spät erkannt werden. Längere Messungen führen also zu höheren Tastgraden, die mit Nachteilen verbunden sind. Neben höheren Kosten durch teurere Hardware steigt auch die Temperatur der Komponenten. Außerdem hängt die Ausprägung der Interferenz direkt vom Tastgrad der Radargeräte ab.

Welchen Einfluss der Tastgrad von Störer und Opfer auf die Interferenz hat wird im Folgenden untersucht, indem in einer ersten Simulation der Tastgrad des Opfers durch eine Variation der Rampendauer $T_{r,H}$ verändert wird sowie in einer zweiten Simulation analog der Tastgrad des Störers.

In der ersten Simulation wird bei gleichbleibender Zykluszeit eine Monte-Carlo-Simulation mit $T_{r,H} = 25.6\mu s$ und eine mit $T_{r,H} = 51.2\mu s$ durchgeführt. Die Pause zwischen den Rampen bleibt konstant, da die Rampenwiederholungsrate T_{rw} jeweils an die Rampendauer angepasst wird. Im Diagramm in Abbildung 4.13 ist zu erkennen, dass die gesamte Interferenzdauer $\sum T_I$ bei doppelter Rampendauer meist höher ausfällt. Der Erwartungswert $E(\sum T_I)$ verdoppelt sich, da die Einzelstörungen entsprechend Gleichung 4.5 länger werden.

Auch die Verteilung des INR ändert sich in Abhängigkeit von der Rampendauer des Opfers. Der Erwartungswert $E(INR_{rd})$ bleibt jedoch unverändert. Grund hierfür ist, dass die Messzeit und der daraus folgende Integrationsgewinn des Rauschens N bei zunehmendem Tastgrad des Opfers gleichmäßig mit der gesamten Interferenzdauer $\sum T_I$ und somit mit I steigt.

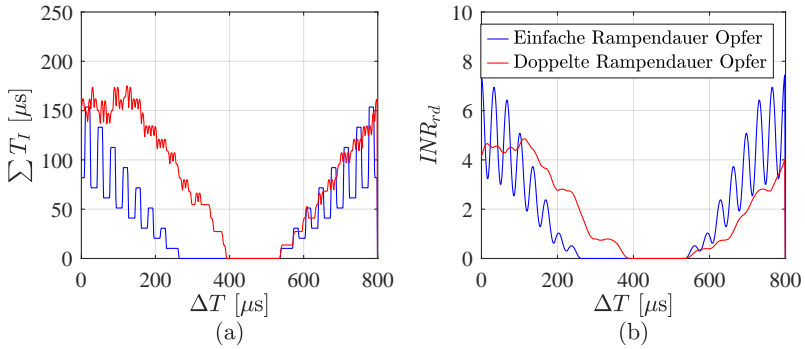


Abb. 4.13: Gesamte Interferenzdauer $\sum T_I$ (a) und Interferenz-zu-Rausch Verhältnis INR_{rd} (b) in Abhängigkeit des Zeitversatzes ΔT .

In Abbildung 4.14 ist zu beobachten, welchen Einfluss eine Änderung der Rampendauer des Störers auf die Interferenz hat. Bei doppelter Rampendauer verdoppelt sich sowohl $E(\sum T_I)$ als auch $E(INR_{rd})$. Das INR ist also direkt proportional zum Tastgrad des Störers. Der Tastgrad des Opfers hat hingegen keinen bedeutenden Einfluss auf die Ausprägung der eigenen Interferenz.

Vergleichbare Ergebnisse sind zu erwarten, wenn bei gleicher Zykluszeit die Anzahl der Rampen erhöht oder verringert wird. Opfer-Radargeräte mit mehr Rampen werden häufiger gestört und somit nimmt der Erwartungswert von $\sum T_I$ zu. $E(INR_{rd})$ bleibt hingegen konstant. Das gleiche gilt bei einer Änderung der Zykluszeit des Opfers bei sonst gleichen Rampenparametern. Sollten die gleichen Änderungen aber am Störer vorgenommen werden, nimmt $E(INR_{rd})$ zu. Das INR ist direkt proportional zum Tastgrad des Störers.

Höhere Tastgrade machen Radargeräte oberflächlich weder anfälliger noch resistenter gegen Störungen. Jedoch nimmt das Störpotential gegenüber anderen Radargeräten direkt proportional zu.

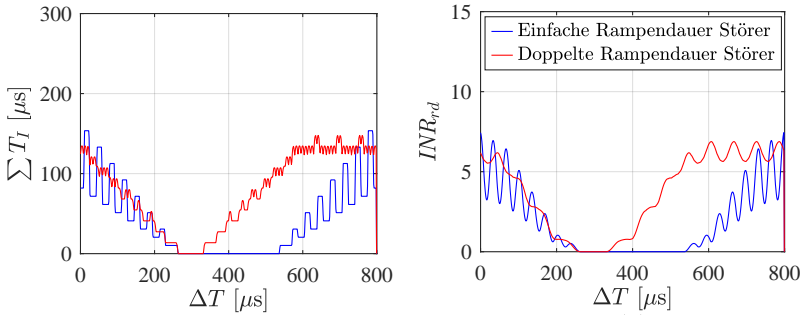


Abb. 4.14: Gesamte Interferenzdauer $\sum T_I$ (a) und Interferenz-zu-Rausch Verhältnis $INR_{r,d}$ (b) in Abhängigkeit des Zeitversatzes ΔT .

4.4.3 Einfluss Überlappung Frequenzbereiche

In Abschnitt 2.2 wurde das gemeinsame Frequenzband von Störer und Opfer als Voraussetzung für Interferenz genannt. Welchen Einfluss die partielle bzw. vollständige Überlappung der Frequenzbereiche auf das INR hat, wird in diesem Unterabschnitt geklärt. In einem Simulationsexperiment wird die Trägerfrequenz des Störers mit den Rampenparametern aus Tabelle 4.4 schrittweise von 75.4 GHz auf 75.5 GHz erhöht. Somit nimmt die Überlappung ausgehend von 0% allmählich einen Wert von 100% an.

Die Ergebnisse dieses Experiments sind in Abbildung 4.15 zu sehen. Erwartungsgemäß ist in (b) ein höheres INR bei zunehmender Überlappung zu beobachten. Die hierfür verantwortlichen Parameter sind in (a) aufgeführt. Der Erwartungswert der gesamten Interferenzdauer ist direkt proportional zur Überlappung der Frequenzbereiche. Der Erwartungswert des Fenstergewinns der Interferenz in den Rampen $G_{win,r,I}$ unterdrückt die Störungen zusätzlich bei geringer Überlappung. $G_{win,r,I}$ verhält sich im Bezug auf die Überlappung der Frequenzbereiche analog zu $G_{win,d}$ im Bezug auf die Überlappung der Zeitbereiche (siehe auch Abbildung 4.4).

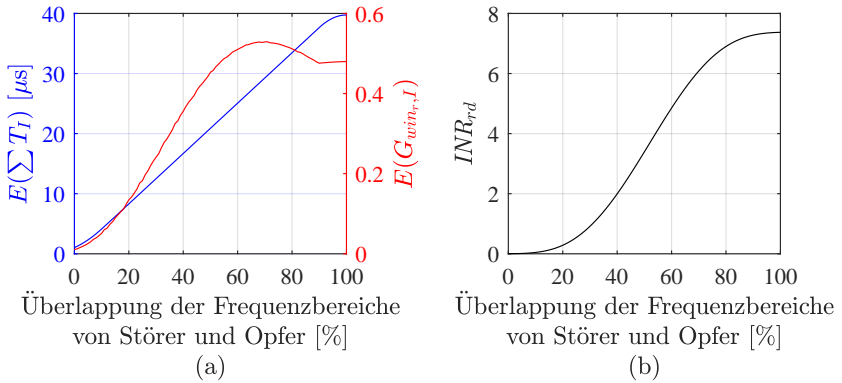


Abb. 4.15: Erwartungswert (a) der gesamten Interferenzdauer $\sum T_I$ und des Fenstergewinns der Interferenz in den Rampen $G_{win,r,l}$ sowie (b) das INR in Abhängigkeit der Überlappung der Frequenzbereiche von Störer und Opfer.

4.4.4 Einfluss pseudozufälliger Rampenparameter

Zur Unterdrückung stabiler Geisterziele infolge nahezu kohärenter Interferenz kommen in modernen Kfz-Radaren codierte Rampen zum Einsatz. Dabei werden einzelne Rampenparameter pseudozufällig oder systematisch variiert, damit eine geringere Korrelation mit den Rampenmustern anderer Radargeräte besteht. Das in dieser Arbeit vorgestellte Simulationsmodell kann genutzt werden, um die Wirksamkeit dieser Maßnahmen festzustellen und zu vergleichen.

Im Folgenden wird exemplarisch untersucht, wie effektiv eine Codierung ist, bei der die Rampenwiederholungsrate T_{rw} für jeden Messzyklus pseudozufällig neu bestimmt wird. Der Vorteil dieser Codierung ist, dass die Abstände zwischen den Rampen innerhalb einer Messung gleich sind und die Dopplerauswertung somit mittels FFT umgesetzt werden kann. Außerdem bleibt die Distanzauflösung unberührt. Folgende Wiederholungsraten werden untersucht:

- $T_{rw} = 34 \mu s$
- $T_{rw} = 34 + U\{0, 0.01, \dots, 0.1\} \mu s$

- $T_{rw} = 34 + U\{0, 0.01, \dots, 0.5\} \mu s$
- $T_{rw} = 34 + U\{0, 0.01, \dots, 1\} \mu s$

Die weiteren Rampenparameter von Störer und Opfer entsprechen dem Opfer aus Tabelle 4.1. Das Bewertungskriterium ist die Wahrscheinlichkeit, dass eine bestimmte Anzahl nahezu kohärenter Störungen im gleichen range gate auftreten.

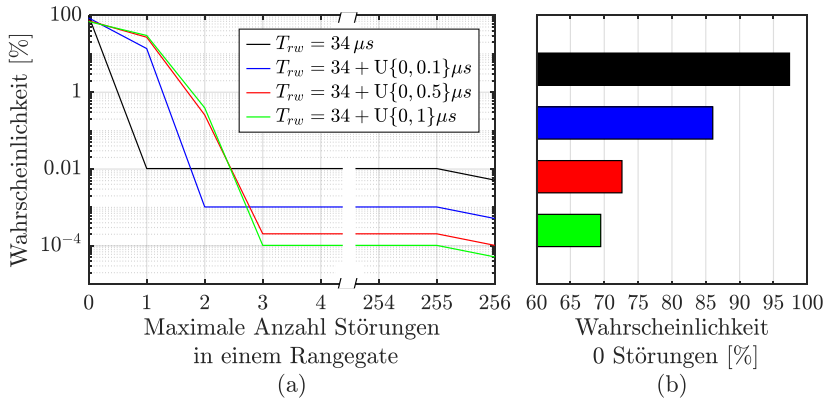


Abb. 4.16: Wahrscheinlichkeiten mehrerer kohärenter Störungen in einem range gate in Abhängigkeit der Parametrisierung der Codierung der Rampenparameter.

In den Diagrammen in Abbildung 4.16 ist deutlich zu erkennen, dass bei nicht-codierten Rampenparametern zwar eine hohe Wahrscheinlichkeit für störungsfreie Messungen besteht (b), dass die Wahrscheinlichkeit mehrerer Störungen in einem range gate dafür relativ hoch ist (a). Mittels Codierung kann die Wahrscheinlichkeit mehrerer Störungen in einem range gate drastisch reduziert werden. Bereits eine erlaubte Variation T_{rw} um maximal $0.1 \mu s$ senkt die Wahrscheinlichkeit mehrerer Störungen in einem range gate um den Faktor 20.

Es wird auch deutlich, dass Codierungen nicht den Erwartungswert, sondern nur die Verteilung der Interferenzleistung über mehrere Messungen ändern. Codierungsmaßnahmen können dazu führen, dass seltener stark gestörte Messungen auftreten. Dies geht aber auf Kosten störungsfrei-

er Messungen. Es ist abhängig von der Auslegung des Gesamtsystems, welche Verteilung zu bevorzugen ist.

4.5 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurde gezeigt, wie das Modell aus Kapitel 3 in ein Simulationsmodell umgesetzt werden kann.

Anhand ausgesuchter Simulationsexperimente wurde gezeigt, wie infolge der Zufallsparameter ΔT und $\Delta\vec{\varphi}$ das Ausmaß der Störungen von einer Messung zur anderen variiert, selbst wenn der Funkkanal unverändert bleibt. Das INR eines Opfers und demzufolge dessen Reichweite hängt stark von diesen Parametern ab und nur wenn deren Verteilung systematisch mit einbezogen wird, kann das Störverhalten zwischen zwei Radargeräten vollumfänglich bewertet werden.

Mit Simulationen wurde isoliert der Einfluss einzelner Rampenparameter auf das Interferenzverhalten untersucht. Der Erwartungswert des INR ist in erster Linie von Überlappung der Frequenzbereiche abhängig und wie intensiv Störer und Opfer diesen Bereich nutzen. Höhere Tastgrade haben keinen Einfluss auf die Sensitivität eines Radargerätes gegenüber Interferenz, erhöhen aber das eigene Störpotential auf andere Verkehrsteilnehmer.

5 Bewertung der Performance-Minderung in ausgesuchten Verkehrsszenarien

Während im vorherigen Kapitel isoliert der Einfluss wichtiger Parameter auf die Ausprägung der Interferenz untersucht wurde, wird in diesem Kapitel die Performance-Minderung durch Interferenz in konkreten Verkehrsszenarien analysiert. Dabei werden in Szenarien, die in der Kfz-Radarentwicklung besonders wichtig sind, Art und Anzahl der Störer variiert sowie unterschiedliche beispielhafte Hard- und Software-Konfigurationen der Opfer-Radargeräte betrachtet.

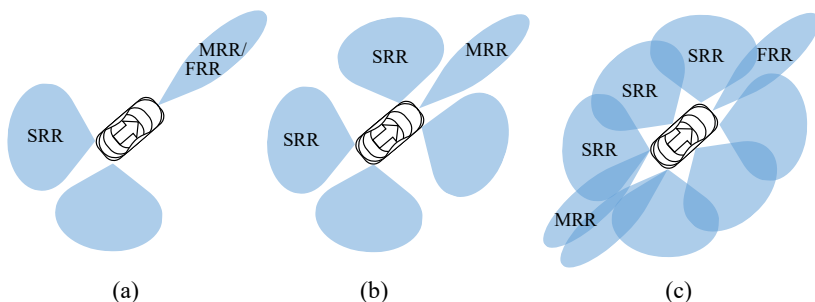


Abb. 5.1: Untersuchte Sensor-Setups in diesem Kapitel.

FRR, MRR und SRR werden in diesem Kapitel simuliert. In Abbildung 5.1 werden die drei unterschiedlichen Anordnungen dieser Radargeräte am Fahrzeug gezeigt, die Gegenstand der folgenden Untersuchungen sind.

Das Setup in Abbildung 5.1(a) beinhaltet die Sensoren für ein Radarbasiertes Fahrassistenzsystem, das für eine 5-Sterne Bewertung nach NCAP nach Stand 2020 infrage kommt [Eur18]. Der Front-MRR ermöglicht hier den geforderten Notbremsassistenten. Die SRRs, die in

einem Winkel von 45° am Heck montiert sind, überwachen den hinteren Sichtbereich für Spurwechsel- und Spurverlassenswarnungen. Das Radar-Setup in der Mitte (b) erlaubt teilautomatisierte Fahrfunktionen entsprechend Level 2, wird aber vermutlich auch ein Minimal-Setup sein, um in den Jahren nach 2025 5-Sterne im NCAP-Rating zu erhalten [Eur17]. Im Vergleich zum ersten Setup sind zusätzlich zwei SRR in den vorderen Ecken bei 60° installiert, die kreuzenden Verkehr frühzeitig erkennen sollen. Das Radar-Setup in Abbildung 5.1(c) ist eine Alternative, um Fahrautomatisierungsfunktionen entsprechend Level 3 und 4 zu ermöglichen. Der Front-MRR wird durch einen leistungsfähigeren FRR ersetzt. Für sichere automatisierte Spurwechsel zeigen zwei weitere MRRs nach hinten. Auf Höhe der B-Säulen wird zu jeder Seite senkrecht ein weiterer SRR für eine 360° -Überwachung integriert. Die vorderen Eckradare werden im Gegensatz zu Abbildung 5.1(b) bei 45° angebracht, da die Seitenradare den Bereich der Flanken abdecken.

Vorerst planen die etablierten Fahrzeughersteller die Implementierung von Fahrautomatisierungsfunktionen der Level 3 und 4 auf Autobahnen und baulich spurgetrennten Schnellstraßen. Hier sind die Handlungsspielräume des Fahrzeuges begrenzt, sodass viele Autofahrer sich langweilen und zugleich die Fahrzeugsteuerung vergleichsweise einfach automatisiert werden kann. Jedoch ist wegen der gleichen Fahrrichtung anderer Verkehrsteilnehmer bei ähnlicher Fahrdynamik und auf mehreren Spuren auch mit häufigen und langanhaltenden Störungen durch andere Kfz-Radare zu rechnen.

Die für dieses Kapitel ausgewählten Szenarien orientieren sich an zwei Schlüsselszenarien für das automatisierte Fahren auf mehrspurigen Straßen. Das erste Schlüsselszenario betrifft die Sicht der Radargeräte in Fahrrichtung unter Störeinfluss bei gerader Stecke (Abbildung 5.5). Statische Objekte mit kleinem RCS auf der Fahrbahn, wie zum Beispiel verlorene Ladungs- oder Fahrzeugteile, spielen hier eine bedeutende Rolle. Sie können bei hohen Geschwindigkeiten zu schweren Unfällen führen, werden aber erst spät detektiert, da sie mitunter im statischen Winkelspektrum von Clutter verdeckt sind. Zudem ist die Abgrenzung zwischen gefährlichen und überfahrbaren Hindernissen schwierig. In den entsprechenden Szenarien wird die Reichweitenreduktion der Front-Radare in 0° betrachtet. Die störenden Kfz befinden sich vor dem Opfer-Fahrzeug und haben dieselbe Fahrtrichtung.

Das zweite Schlüsselszenario bezieht sich auf die Überwachung der Nachbarspur nach hinten (Abbildung 5.8). Hier sind überholende Motorräder bei Interferenz während automatisierten Spurwechseln gefährdet, da diese aufgrund potenziell hoher Geschwindigkeiten schnelle Reaktionen erfordern und mitunter kleine RCS vorweisen. Die Szenarien untersuchen Heckradargeräte in einer Detektionsrichtung von 1.55° . Dieser Winkel kommt zustande, indem von einem Motorrad in der Mitte der Nachbarspur (Breite 3.5m) in einem Abstand von 100m ausgegangen wird.

Positionen und Anzahl der Störer variieren in den untersuchten Szenarien. Außerdem werden die Auswirkungen von DBF und Signal-Reparaturmaßnahmen betrachtet.

5.1 Sensor-Eigenschaften

In diesem Abschnitt werden die grundlegenden Parameter der in diesem Kapitel enthalten Sensoren und Systeme beschrieben, die für die entsprechenden Simulationsexperimente benötigt werden.

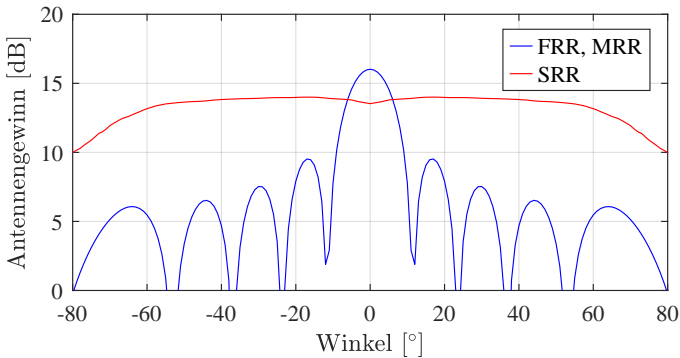


Abb. 5.2: Werte des Antennengewinns G_{tx} bzw. G_{rx} der Radarsensoren für die Simulation.

5.1.1 Hardware

SRR, MRR und FRR übernehmen unterschiedliche Aufgaben, weshalb sich Hardwareparameter und Rampenmuster unterscheiden. SRR müssen für viele Aufgaben weite Winkelbereiche überblicken und verfügen daher über einen weiten Öffnungswinkel. MRR und FRR hingegen müssen in erster Linie Ziele in weiter Ferne erkennen und haben deswegen einen stark fokussierten Sichtbereich. Da die Szenarien in diesem Kapitel keine Höhen miteinbeziehen, werden die Antennengewinne G_{tx} und G_{rx} nur in Abhängigkeit des Azimutwinkel angegeben. Deren Werte für SRR, MRR und FRR sind in Abbildung 5.2 abgebildet.

Tabelle 5.1: Konfiguration der Radar-Hardware für die Simulation

Symbol	Werte SRR	Werte MRR	Werte FRR
\vec{p}_{tx}	1.9*[0 4] mm	1.9*[0 4] mm	1.9*[0 8 16] mm
\vec{p}_{rx}	1.9*[0 1 2 3] mm	1.9*[0 1 2 3] mm	1.9*[0 1 2 3 4 5 6 7] mm
f_{AAF}	8 MHz	8 MHz	8 MHz
f_{sample}	10 MHz	10 MHz	10 MHz
P_{tx}	10 dBm	10 dBm	10 dBm
L_{rx}	4 dB	4 dB	4 dB
L_{tx}	4 dB	4 dB	4 dB
σ_N	-87.88 dBm	-87.88 dBm	-87.88 dBm
$P_{rx,max}$ ¹	-72.07 dBm	-67.07 dBm	-67.07 dBm

Ein weiterer Parameter, der vom Azimutwinkel der Detektion beeinflusst wird, ist der Integrationsverlust L_{int} . Integrationsverluste unterscheiden sich je nach Verbauposition des Radars. Ist das Kfz-Radar hinter einem Radom verbaut, so bleibt der Integrationsverlust über den

¹ Werte für $P_{rx,max}$ entsprechen jeweils $P_{rx,S}$ bei einem 10dBsm-Ziel in 10 m Entfernung und Detektionsrichtung von 0°

Sichtbereich weitestgehend konstant. Aus Kosten- und Designgründen erfolgt der Verbau eines Kfz-Radars in vielen Fällen jedoch nicht hinter einem Radom, sondern hinter Teilen der Fahrzeug-Karosserie, wie z.B dem Stoßfänger (Eck-Radare) oder dem Seitenschweller (Seiten-Radare). Da die Lacke auf diesen Karosserieteilen sich in ihrer Zusammensetzung unterscheiden und somit eine unterschiedliche Permittivität ϵ aufweisen, gibt es starke Schwankungen von L_{int} . Bei einem Lack mit hoher Metall-Pigmente-Konzentration sind Integrationsverluste stärker und vermehrt winkelabhängig. In den folgenden Simulationen wird von Winkel-unabhängigen Integrationsverlusten von 2 dB (ein Weg) ausgegangen. Alle weiteren für die Simulation relevanten Hardwareparameter sind in Tabelle 5.1 zu finden.

Tabelle 5.2: Konfiguration der Rampenparameter für die Simulation

Symbol	Werte SRR	Werte MRR	Werte FRR
f_{AAF}	10 MHz	10 MHz	10 MHz
f_{mid} (ohne sync.)	76.5 GHz	76.5 GHz	76.5 GHz
BW (ohne sync)	950 MHz	100 MHz	200 MHz
f_{mid} (mit sync.)	76.25 bzw. 76.75 GHz	76.25 bzw. 76.75 GHz	76.4 GHz
BW (mit sync.)	500 MHz	100 MHz	200 MHz
n_r	2·256	2·256	3·256
T_r	45 μ s	25.6 μ s	25.6 μ s
Wiederholungsrate	50 μ s	30 μ s	30 μ s
T_{cycle}	50 ms	50 ms	50 ms

5.1.2 Rampenmuster

Aufgrund der unterschiedlichen Aufgaben von SRR, MRR und FRR unterscheiden sich auch die Rampenmuster der Radargeräte (Tabelle 5.2). Da benachbarte Radargeräte eines Fahrzeugs sich über NLOS-Ausbreitungen gegenseitig stören können, werden in neueren Radarsenstups die Übertragungen dieser Sensoren über die Frequenz oder die Zeit getrennt.



Abb. 5.3: Gruppierung des Sensoren für Nutzung gemeinsamer Ressourcen in (a) Setup III und (b) Setup IV.

Voraussetzung für die Aufteilung der Übertragungszeiträume ist die Bereitstellung eines ausreichend präzisen Signals durch die Fahrzeugelektronik. Außerdem müssen die Zeit- und Frequenz-Ressourcen aller Radargeräte begrenzt werden, um Raum für ausreichend viele Kanäle zu bieten. Da Stand 2020 in den bedeutendsten Märkten nur der Frequenzbereich von 76 GHz bis 77 GHz für Fahrzeugradare reserviert ist, müssen Einschränkungen vorgenommen werden.

Auf welche Weise die Ressourcenaufteilung in den beispielhaften simulierten Radarsetups geregelt wird, kann aus den Abbildungen 5.3 und 5.4 abgelesen werden. Die farbliche Kennzeichnung der Sichtbereiche der Radargeräte in Abbildung 5.3 zeigt an, welche Sensoren gleichzeitig im gleichen Frequenzbereich betrieben werden können, da sie über den Raum getrennt sind. Wie diese Sensor-Gruppen untereinander koordiniert sind, ist Abbildung 5.4 zu entnehmen: Die Setups I (a) und II (b) verzichten auf jegliche Abstimmung und geben somit den derzeitigen Stand wieder. Die Setups III in Abbildung 5.4(c) und IV in

5.4(d) nutzen die Aufteilung der zur Verfügung stehenden Frequenzbänder und Zeitfenster zur Interferenzvermeidung durch Radargeräte desselben Fahrzeugs.

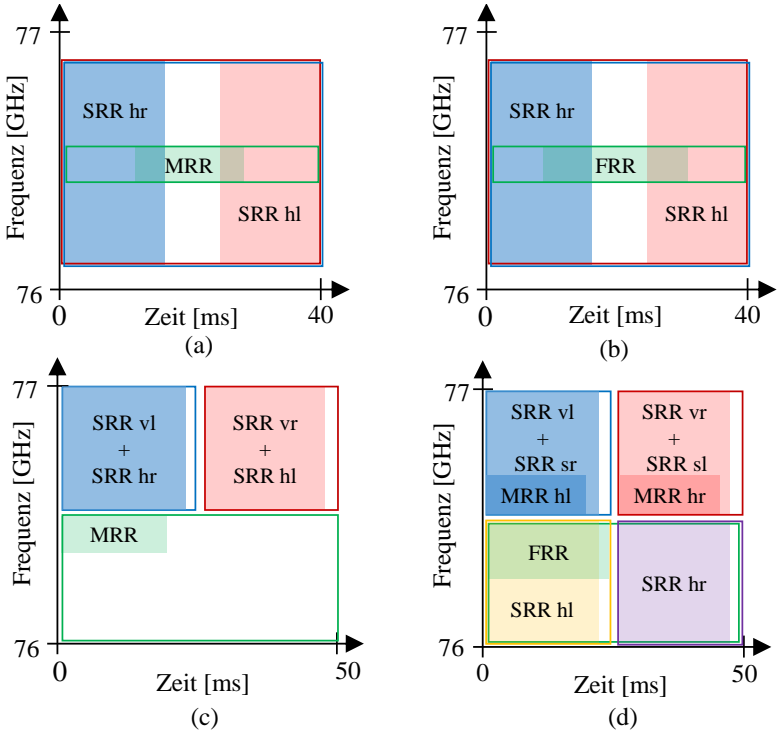


Abb. 5.4: Ressourcenaufteilung unterschiedlicher Radarsetups eines Fahrzeuges bzgl. Frequenz und Zeit. Gerahmte Boxen zeigen die reservierten Ressourcen für die Sensoren, gefüllte Boxen die tatsächlich benötigten Ressourcen. (a) bis (d) entspricht Setup I bis Setup IV.

5.2 Einfluss der Positionen der Störquellen

Wie in den Unterabschnitten 3.3.4 und 3.7.2 beschrieben, beeinflussen die relativen Positionen der Störer zum Opfer den Funkkanal der Interferenz sowie den Einfluss des digital beamforming G_{DBF} auf die Störung. Die Simulationsexperimente in diesem Abschnitt sollen einen Überblick vermitteln, mit welchen Performanceverlusten auf mehrspurigen Straßen bei einem einzelnen störenden Fahrzeug zu rechnen ist. Die Wechselwirkungen unterschiedlicher Radar-Setups entsprechend Abbildung 5.4 werden verglichen. Bezüglich Clutter gilt in allen Simulationsexperimenten $C = 0$.

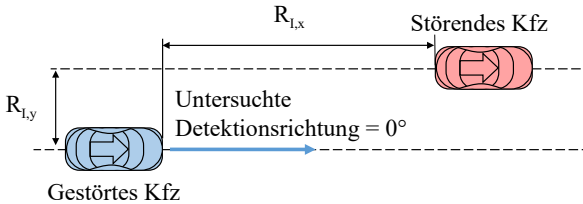


Abb. 5.5: Szenario zur Untersuchung des Einflusses der Position eines störenden Fahrzeugs auf ein Front-Radar zur Erkennung von Hindernissen auf der eigenen Spur.

Das erste Szenario ist in Abbildung 5.5 beschrieben. Dem störenden Kfz werden unterschiedliche Radar-Setups zugewiesen. Das untersuchte Opfer-Radar ist das Front-MRR. Für die Abstände zwischen Störer- und Opfer-Fahrzeug längs und quer zur Fahrtrichtung werden Werte in den Bereichen $R_{l,x} = \{0 \text{ m}, 1 \text{ m}, \dots, 100 \text{ m}\}$ und $R_{l,y} = \{-7.5 \text{ m}, -7.0 \text{ m}, \dots, 7.5 \text{ m}\}$ eingesetzt. Die Erwartungswerte der Reichweitenreduktionen, abhängig von der Position des störenden Fahrzeuges für die Paarungen

- Setup I stört Setup I,
- Setup IV stört Setup I und
- Setup IV stört Setup III,

sind in einem Konturdiagramm mit Linienabständen von 5% in Abbildung 5.6 dargestellt. Genauere Informationen über die jeweiligen Verteilungen sind in Anhang A.2.1 zu finden. Die Effekte eines störenden Fahrzeugs mit Setup III auf den Front-MRR desselben Setups müssen nicht untersucht werden, da dort SRR und MRR über die Frequenz vollständig getrennt sind.

Ein Vergleich zwischen Abbildung 5.6(a) und (b) macht deutlich, dass mit einem starken Anstieg der Reichweitenreduktion im Front-Radar zu rechnen ist, wenn Fahrzeuge vermehrt mit Heck-MRR ausgestattet werden. Da die Heck-MRR aus Setup IV vom Front-MRR aus Setup III über die Sendefrequenzen getrennt sind, liegt der Erwartungswert der Reichweitenreduktion in (c) stets unter dem in (b). Aufgrund der geringeren Bandbreite der Störer in Setup IV liegt der Erwartungswert im Diagramm (c) über dem von (a).

Obwohl störende Fahrzeuge im geringen Abstand zum Opfer-Fahrzeug auf derselben Spur zu den stärksten Reichweitenreduktionen führen, sind die funktionalen Einschränkungen durch störende Fahrzeuge auf den Nachbarspuren kritischer. Das liegt darin begründet, dass ein Störer auch ein Fahrzeug an derselben Stelle voraussetzt, weshalb die automatisierten Fahrfunktionen sich in diesem Fall an dem vorausfahrenden Fahrzeug orientieren können, das aufgrund seines hohen RCS auch bei einer starken Reichweitenreduktion noch sichtbar ist. Deswegen wird für die Untersuchung der Verteilungsfunktionen der Reichweitenreduktion die Position des störenden Fahrzeugs ausgewählt, bei der ein störendes Fahrzeug außerhalb der eigenen Spur zu einer maximalen Reichweitenreduktion führt. Diese Position liegt auf der direkten Nachbarspur ($R_{I,y} = 3.5\text{ m}$) ungefähr bei $R_{I,x} = 35\text{ m}$.

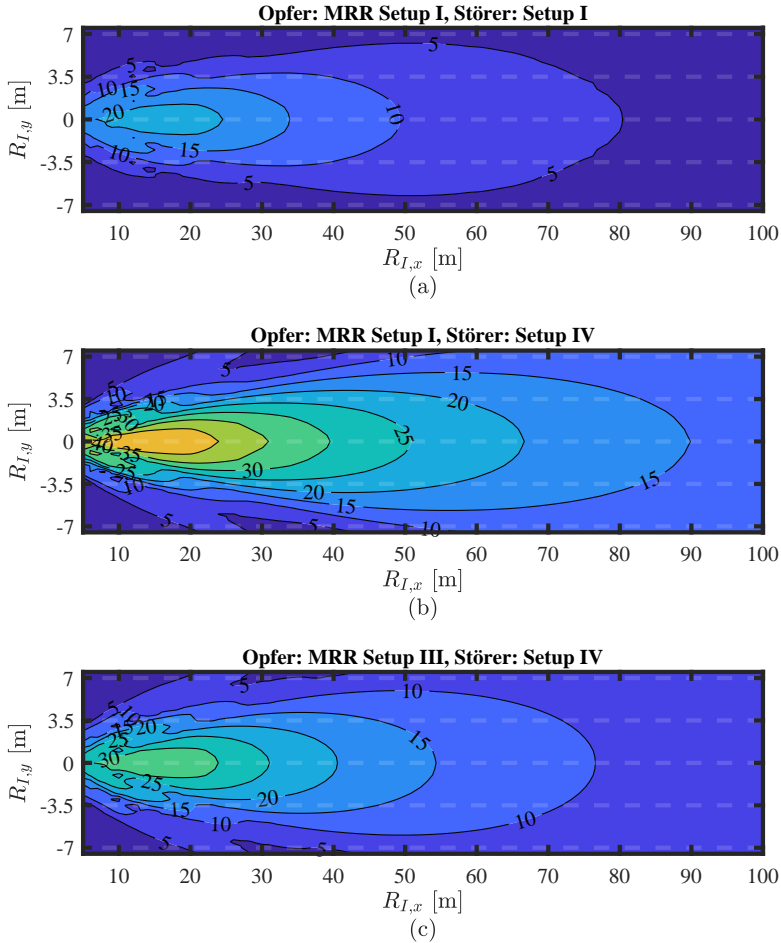


Abb. 5.6: Reichweitenreduktion des Front-Radars in % im Detektionswinkel $\theta = 0^\circ$ abhängig von der Position des störenden Kfz entsprechend Abbildung 5.5. (a) Setup I stört MRR Setup I. (b) Setup IV stört MRR Setup I. (c) Setup IV stört MRR Setup III.

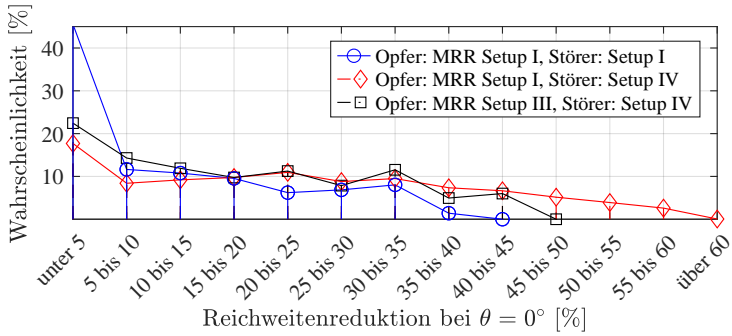


Abb. 5.7: Reichweitenreduktion des Front-MRR in % im Detektionswinkel $\theta = 0^\circ$ bei Störendem Fahrzeug in der Mitte der Nachbarspur im Abstand von 35 m.

Abbildung 5.7 verdeutlicht, dass bei den zeitlich synchronisierten Störern aus Setup IV deutlich seltener mit ungestörten Messungen zu rechnen ist als bei den zufälligen Sendezeitpunkten der Störer in Setup I. Dass Reichweitenreduktionen von 5% bis 45% nahezu gleich häufig auftreten, wenn Setup IV den MRR aus Setup I stört, liegt daran, dass die Heck-MRR des Störers fast das gleiche Rampenmuster wie das Opfer haben. Nur die Mittelfrequenz ist verschoben. Durch die nahezu kohärente Interferenz kommt es häufig zu starken Störungen (siehe auch Unterabschnitt 4.4.1).

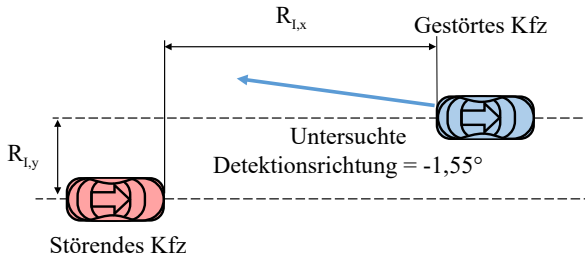


Abb. 5.8: Szenario zur Untersuchung des Einflusses der Position eines störenden folgenden Vehikels auf zur Erkennung von schnellen Überholern.

Im zweiten Szenario wird die Reichweite des linken Heck-MRR aus Setup IV bei der Detektion von schnellen Überholern unter Störung untersucht (Abbildung 5.8). Es werden die Paarungen

- Setup I stört Setup IV und
- Setup IV stört Setup IV.

bei unterschiedlichen Positionen des störenden Fahrzeugs betrachtet. Die Darstellung der Ergebnisse in Abbildung 5.9 erfolgt unter den gleichen Bedingungen wie in Abbildung 5.6. Genauere Informationen über die jeweiligen Verteilungen befinden sich im Anhang A.2.2.

Der Erwartungswert der Reichweitenreduktion liegt bei der Störung durch Setup IV deutlich höher als bei der Störung durch Setup I. Die Histogramme der Reichweitenreduktion werden in Abbildung 5.10 bei einem störenden Fahrzeug auf der eigenen Spur in einem Abstand von 10 m betrachtet. Es ist zu erkennen, dass bei einer Störung durch Setup I häufig mit einer Reichweitenreduktion von unter 5% zu rechnen ist, jedoch eine Reichweitenreduktion von 10% bis zu 70% beinahe gleich verteilt auftritt. Grund hierfür sind auch hier nahezu kohärente Störungen. Hingegen sind in derselben Situation bei einem störenden Setup IV störungsfreie Messungen nur selten, da die zusätzlichen SRR des störenden Fahrzeugs abwechselnd Messungen durchführen und so die Übertragungspausen der MRR ausfüllen.

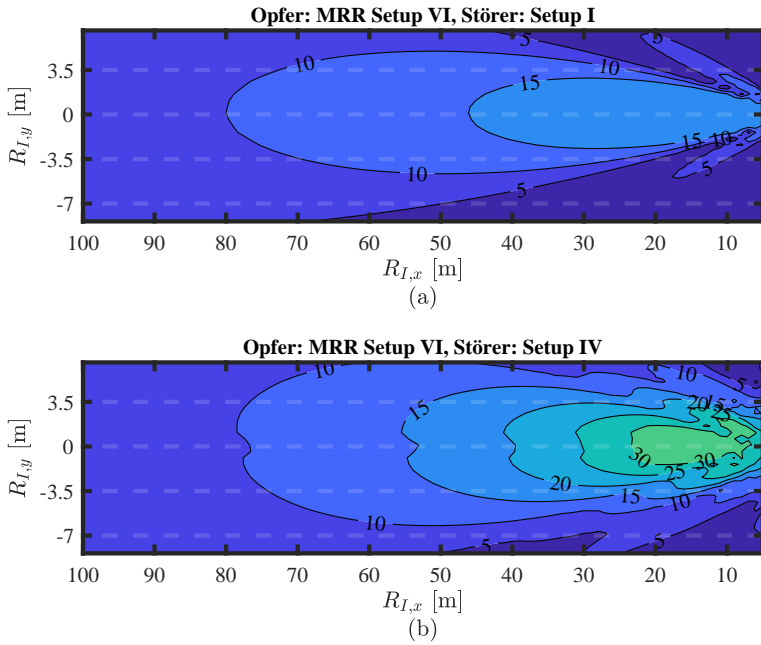


Abb. 5.9: Reichweitenreduktion des Heck-MRR in % im Detektionswinkel $\theta = 1.55^\circ$ abhängig von der Position des störenden Fahrzeugs entsprechend Abbildung 5.8. (a) Störendes Fahrzeug mit Setup I. (b) Störendes Fahrzeug mit Setup IV.

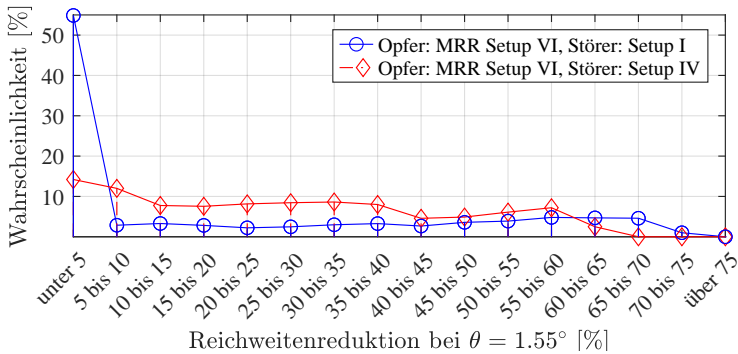


Abb. 5.10: Reichweitenreduktion des Heck-MRR in % im Detektionswinkel $\theta = 1.55^\circ$ bei störendem Fahrzeug in der Mitte der Ego-Spur im Abstand von 10 m.

5.3 Einfluss der Anzahl der Störquellen

Die Szenarien dieses Abschnitts gleichen im Bezug auf die untersuchten automatisierten Fahrfunktionen den Szenarien aus Abschnitt 5.2. Jedoch werden hier nicht in erster Linie die Positionen einzelner Störer variiert, sondern deren Anzahl. Abbildung 5.11 zeigt die unterschiedlichen potentiellen Positionen der störenden Fahrzeuge, die in anschließenden Simulationen unterschiedlich kombiniert werden. Folgende Sensorkonfigurationen werden untersucht:

- Setup I stört den MRR aus Setup I und
- Setup IV stört den MRR aus Setup III.

In den ersten drei Simulationsexperimenten wird schrittweise die Anzahl der störenden Fahrzeuge auf der linken Nachbarspur erhöht, um das Störpotential auf zweispurigen Straßen abzuschätzen. Der funktionale Worst Case (siehe Abschnitt 5.2) wird durch eine Simulation abgebildet, in der beide Nachbarspuren vollständig mit störenden Fahrzeugen belegt sind, während die eigene Spur frei ist. Zuletzt werden alle störenden Fahrzeuge aus Abbildung 5.11 aktiviert, um die Reichweitenreduktion infolge maximaler Störerdichte in Autobahn-Szenarien abzuschätzen.

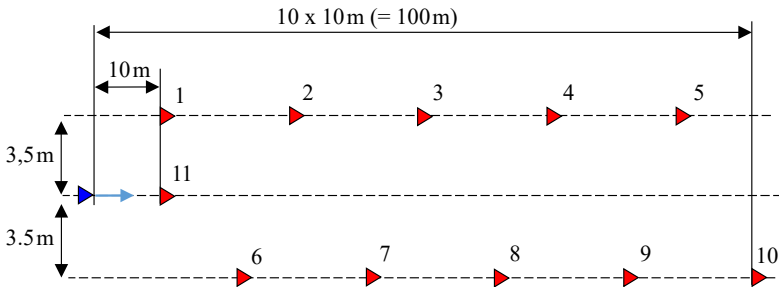


Abb. 5.11: Anordnung der Verkehrsteilnehmer für Szenarien zur Untersuchung des Einflusses der Anzahl störender Vehikel auf ein Front-Radar auf mehrspurigen Straßen. Rote Dreiecke stellen störende Vehikel dar, das blaue Dreieck das Opfer-Radar.

Die Ergebnisse in Abbildung 5.12 geben wieder, was sich bereits in Abbildung 4.10 abgezeichnet hat. Die Wahrscheinlichkeiten für ungestörte Messungen bzw. für Messungen mit geringen Störungen nimmt bei einer zunehmenden Anzahl an Störern rapide ab, während der Erwartungswert der Reichweitenreduktion bei abnehmender Varianz wächst.

Analog zu Abbildung 5.6 ist die Reichweitenreduktion infolge von störenden Fahrzeugen mit Setup IV stärker als bei störenden Fahrzeugen mit Setup I. Die Reichweitenreduktion überschreitet jedoch nie Werte über 70%. Da der Raum für mögliche störende Fahrzeuge stets begrenzt ist, sollte selten mit mehr Störern gerechnet werden als im letzten Simulationsexperiment.

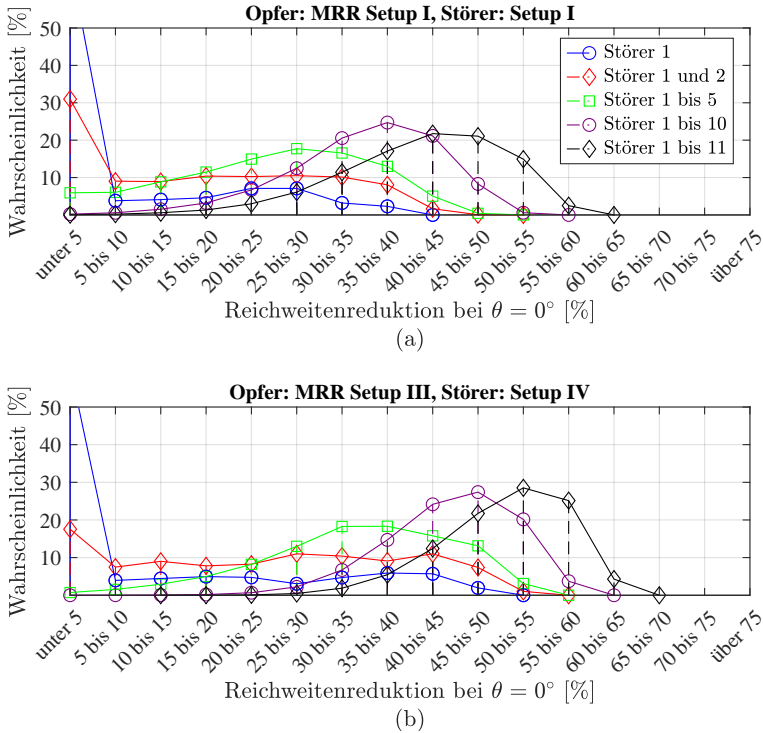


Abb. 5.12: Reichweitenreduktion des Front-MRR in % im Detektionswinkel $\theta = 0^\circ$ bei mehreren störenden Fahrzeugen. (a) störende Fahrzeuge mit Setup I, Opfer ist MRR aus Setup I. (b) störende Fahrzeuge mit Setup IV, Opfer ist MRR aus Setup III.

In einem zweiten Szenario werden die Auswirkung mehrerer störender Kfz auf ein Heck-MRR entsprechend der Szene aus Abbildung 5.8 untersucht. Die Abordnungen der störenden Fahrzeuge und des Opfers sind in Abbildung 5.13 skizziert. Wie im Beispiel für Störungen der Heckradare in Abschnitt 5.2 werden auch hier die Kombinationen

- Setup I stört Heck-MRR Setup IV und
- Setup IV stört Heck-MRR Setup IV

betrachtet. Die Detektionsrichtung liegt ebenfalls bei 1.55° . Es werden Szenarien mit einem einzelnen störenden Kfz auf der eigenen Spur, jeweils einem auf der eigenen und der nicht-überwachten Nachbarspur sowie mit einem störenden Kfz auf der eigenen und fünf auf der nicht-überwachten Nachbarspur untersucht. Von störenden Fahrzeugen auf der überwachten Nachbarspur wird in der Simulation abgesehen, da ein störendes Fahrzeug auf dieser Spur einen schnellen Überholer verdecken und vermutlich auch ausbremsen würde.

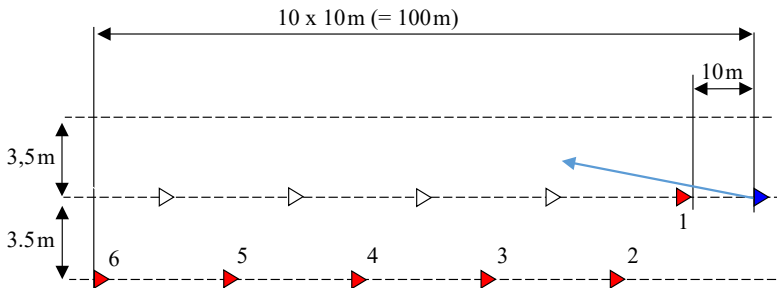


Abb. 5.13: Anordnung der Verkehrsteilnehmer für Szenarien zur Untersuchung des Einflusses der Anzahl störender Vehikel auf nach hinten gerichtete Radare. Rote Dreiecke stellen störende Vehikel dar, das blau das Opfer-Vehikel. Die Spitzen der Dreiecke zeigen in Fahrrichtung.

Die Ergebnisse der Monte-Carlo-Simulation in Abbildung 5.14(a) zeigen die charakteristischen Verteilungsfunktionen für nahezu kohärente Störungen, die auch in Abbildung 5.10 beobachtet werden können. Aufgrund der starken Fokussierung der beteiligten Front-MRR erhöht das zusätzliche störende Fahrzeug in „Störer 1 und 2“ kaum die Reichweitenreduktion gegenüber „Störer 1“. In Abbildung 5.14(b) sorgen die SRR in den vorderen Ecken und Seiten der störenden Kfz für zusätzliche inkohärente Störungen, weshalb geringe Reichweitenreduktionen deutlich seltener und mittlere Reichweitenreduktionen vermehrt auftreten.

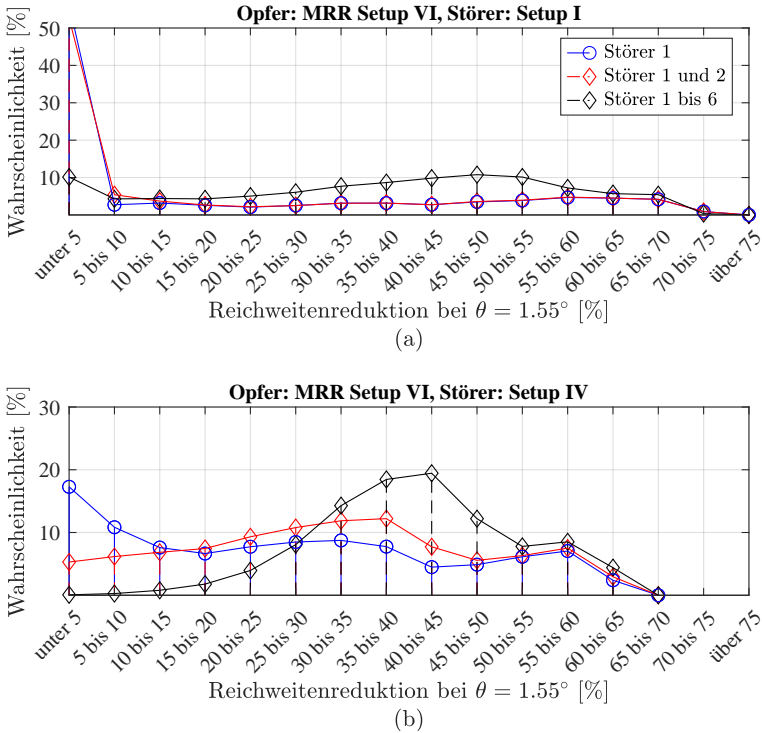


Abb. 5.14: Reichweitenreduktionen des Heck-MRR aus Setup IV in % im Detektionswinkel $\theta = 1.55^\circ$. (a) Störendes Fahrzeug mit Setup I. (b) Störendes Fahrzeug mit Setup IV.

5.4 Einfluss von digital beamforming

Wie in den Abschnitten 3.7.2 und 4.2.2 beschrieben wird durch die Anwendung von digital beamforming die Interferenzleistung in Richtung des Störers verstärkt, während sie in allen anderen Richtungen unterdrückt wird. Diese Eigenschaft kann für die Performance der Opfer dann von Vorteil sein, falls die Störquellen in einer anderen Richtung liegen als die projizierte Fahrtstrecke. In Autobahn-Szenarien, die derzeit für das hochautomatisierte Fahren besonders relevant sind, befinden sich Störer

jedoch stets auf oder in direkter Nähe zur eigenen Fahrspur. Daher wird in diesem Abschnitt anhand von zwei unterschiedlichen Radargeräten mit DBF untersucht, welchen Einfluss die Störerposition im Szenario aus Abbildung 5.5 auf die Verstärkung des INR durch das DBF, G_{DBF} (siehe Gleichung 4.4), in der Detektionsrichtung $\theta = 0^\circ$ hat. Es werden folgende Opfer-Radargeräte verglichen:

- Ein MRR entsprechend den Tabellen 5.1 und 5.2. DBF wird über 8 virtuelle Kanäle durchgeführt.
- Ein FRR entsprechend den Tabellen 5.1 und 5.2. DBF erfolgt über 24 virtuelle Kanäle.

Die Auswertung des Erwartungswerts von G_{DBF} in Abbildung 5.15(a) und (b) belegt, dass wie erwartet G_{DBF} höher ist, je mehr der Störer sich der Detektionsrichtung annähert. Außerdem nimmt G_{DBF} bei störenden Fahrzeugen auf der eigenen Spur ($R_{I,y} = 0$) mit wachsender Entfernung zum störenden Kfz zu, weil die Störer-Radargeräte nicht mittig an dem störenden Fahrzeug angebracht sind (vergleiche Abbildung 5.1) und θ_I dementsprechend bei zunehmenden Entfernungen abnimmt.

Offensichtlich werden Störungen durch den Einsatz von DBF in Autobahn-Szenarien bei den meisten Störerpositionen nicht unterdrückt. Die mit einer 1 gekennzeichnete Kontur in Abbildung 5.15 gibt den Übergang von einer Verringerung zu einer Steigerung des INR an. Für die meisten Störerpositionen nimmt G_{DBF} hier höhere Werte als 1 an.

Jedoch ist der Gewinn des SNR, also die Steigerung des Nutzsignals, unter Anwendung von DBF bei $\theta_I = 0^\circ$, entsprechend Gleichung 3.75 gleich der Anzahl der virtuellen Kanäle. Bei den beiden untersuchten Radargeräten läge die Verstärkung des Nutzsignals also bei 8 bzw. bei 24. Die Detektionsreichweite der DBF-Radargeräte ist daher trotz erhöhtem INR stets höher als bei Radargeräten ohne DBF, da ein G_{DBF} von 8 bzw. 24 nie überschritten wird. Als effektive Maßnahme zur Interferenzunterdrückung kann DBF in Autobahn-Szenarien dennoch nicht bezeichnet werden.

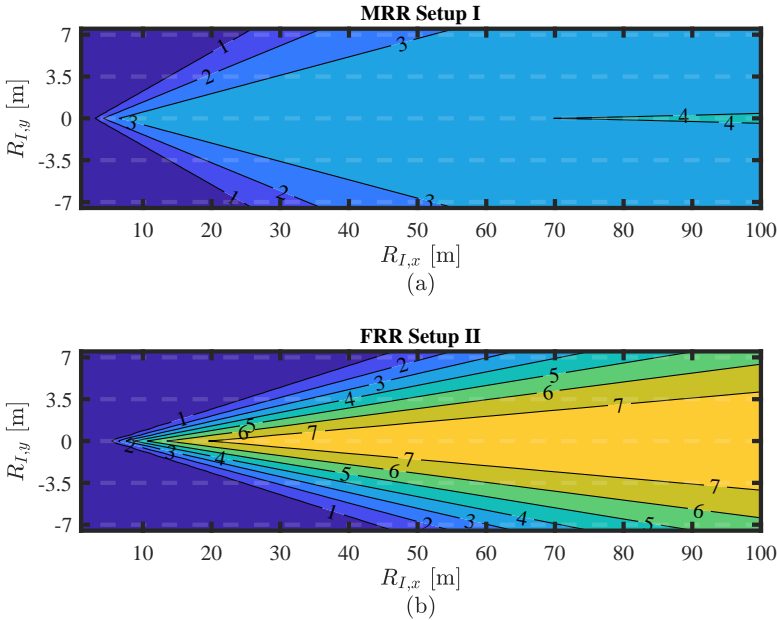


Abb. 5.15: G_{DBF} des MRR aus Setup I (a) und des FRR aus Setup II (b) in Abhängigkeit der Position des Störers.

5.5 Einfluss von Reparaturmaßnahmen

In Abschnitt 2.5 wurden unterschiedliche Methoden zur Interferenzvermeidung und -unterdrückung beschrieben. Listen-before-talk-Ansätze und Maßnahmen, die bei Interferenz zu einem Wechsel der Trägerfrequenz führen, stoßen bei umfangreichen Radarsetups schnell an Grenzen, da die zur Verfügung stehenden Zeitfenster und Frequenzbänder bereits größtenteils ausgeschöpft sind (siehe Abbildung 5.4 (d)). Die Reparatur gestörter Signale gewinnt daher an Bedeutung. In diesem Abschnitt soll untersucht werden, wie derartige Techniken die Reichweitenreduktionen infolge von Interferenz verringern.

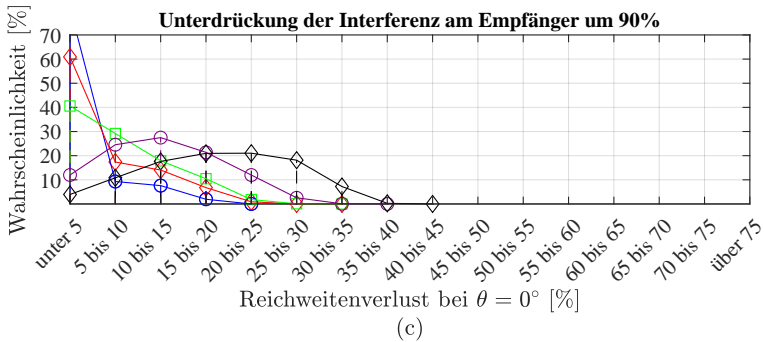
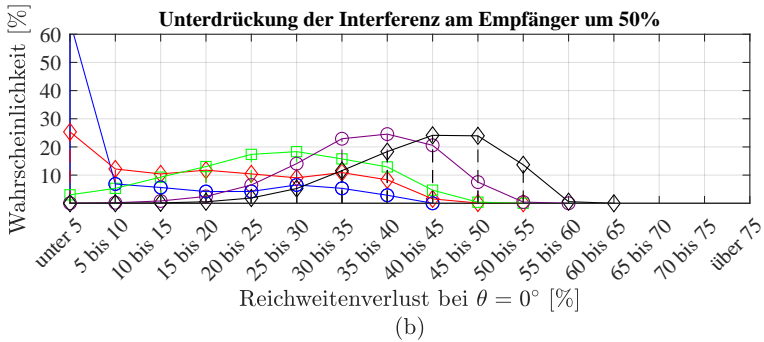
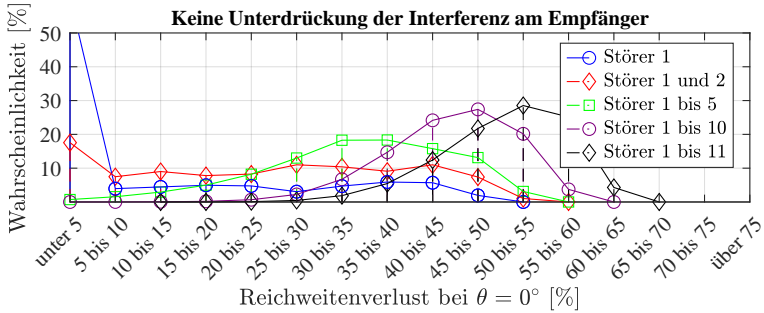


Abb. 5.16: Reichweitenreduktion des Front-MRR aus Setup III im Detektionswinkel $\theta = 0^\circ$ bei mehreren Störern mit Radar-Setup IV. (a) Ohne Unterdrückung von $P_{rx,I}$ (b) 50% Unterdrückung. (c) 90% Unterdrückung.

Einzelne Methoden werden dabei nicht bewertet, da skalierbare Aussagen über deren Effektivität, z.B. in Abhängigkeit der Interferenzdauer oder -amplitude, in entsprechenden Veröffentlichungen nicht getroffen werden. Außerdem leistet die Implementierung einen bedeutenden Anteil an der Wirksamkeit einer Maßnahme. Stattdessen wird gezeigt, welche Folgen eine Reduzierung der Leistung $P_{rx,I}$ auf die Reichweite eines Sensors in dem Szenarien aus Abbildung 5.11 hat. Als Störer werden Fahrzeuge mit der Ausstattung entsprechend Setup IV simuliert. Das Opfer ist der MRR aus Setup III. Anhand der Ergebnisse soll abgeschätzt werden, in welchem Bereich die Effektivität eines Reparaturalgorithmus liegen muss, damit dieser einen relevanten Einfluss auf die Performance-Minderung bei Interferenz hat.

Im ersten Beispiel wird $P_{rx,I}$ um 50% reduziert, im zweiten um 90%. Bei dem Vergleich der Ergebnisse in Abbildung 5.16 wird deutlich, dass die Reduzierung der Störungsamplitude um 50% nicht ausreicht, um die Reichweitenreduktion nachhaltig zu reduzieren. Bei 90% ist hingegen mit einer deutlichen Minderung zu rechnen, sodass schon bei einer geringen Reichweiten-Reserve oder durch eine situative, geringfügige Verringerung der Fahrtgeschwindigkeit eine sichere Fahrt selbst bei starker Interferenz möglich ist.

6 Schlussfolgerungen und Ausblick

In dieser Arbeit wurde ein neuartiger modellbasierter Ansatz zur Vorhersage von Interferenz-bedingten Performanzeinbußen von Kfz-Radarsensoren vorgestellt. Dieser hebt sich vom Stand der Technik insbesondere ab, indem Einflüsse der konkreten Übertragungsmuster und Signalverarbeitungsschritte beteiligter Radargeräte im Detail unter Beachtung statistisch zufälliger zeitlicher Randbedingungen in das Modell eingebunden werden.

Um die Wahrscheinlichkeitsverteilung der Performanzeinbußen infolge der statistisch zufälligen Randbedingungen zu ermitteln, wird eine Monte-Carlo-Methode angewandt, bei der das zugrundeliegende Systemmodell viele Male mit systematisch variierenden Eingangsparametern simuliert wird. Die Monte-Carlo-Simulation ist vom Modell zur Berechnung des Funkkanals der Interferenz entkoppelt und kann somit mit anderen Modellen zur Bestimmung des Übertragungskanal der Interferenz kombiniert werden. Die entwickelten Methoden wurden angewandt, sowohl um den Einfluss einzelner Parameter der Übertragungsmuster auf die Funktionen von Kfz-Radarsensoren unter Interferenz einzuordnen als auch um Performanzeinbußen in umfassenden Verkehrsszenarien mit vielen unterschiedlichen Störern abzuschätzen.

Die Neuheit des in dieser Arbeit vorgestellten Ansatzes ist vor allem durch folgende Punkte begründet:

- In dieser Arbeit wurde erstmals ein Modell vorgestellt, das statistische Analysen der Interferenz zwischen Kfz-Radarsensoren unter Beachtung statistisch zufälliger Übertragungszeiträume erlaubt. Der Einfluss der Übertragungsmuster der beteiligten Radargeräte auf die Anzahl und Eigenschaften der Einzelstörungen wird ebenso miteinbezogen wie deren Auswirkung auf die analoge und digitale Signalverarbeitung. Das Systemmodell ist so einfach gehalten, dass die Wahrscheinlichkeitsverteilung von Performanzeinbußen infolge von Störungen durch quasi beliebig viele Radargeräte in kurzer Zeit abgeschätzt werden kann, wobei jedes einzelne Radar

über lange Sendemuster und umfangreiche Sender- und Empfängerstrukturen verfügen darf.

- Da eine aussagekräftige Verifizierung des Gesamtmodells aufgrund limitierter Versuchsaufbauten und wegen des großen Variablenraums des Modells schwierig ist, wurden in dieser Arbeit systematisch Teilaspekte des Modells messtechnisch verifiziert. Dafür wurden in Messreihen mit kontrollierten zeitlichen Rahmenbedingungen die Auswirkungen von Störungen unterschiedlicher Eigenschaften auf aufeinander aufbauende digitale Signalverarbeitungsschritte untersucht.
- Mithilfe des Modells wurden die Auswirkungen konkreter Sendemuster-Parameter auf die Interferenz isoliert untersucht. Der starke Einfluss der Übertragungsmuster auf Ausmaß und Verteilung der Interferenz zwischen Kfz-Radarräten wurde bestätigt. Ebenso wurde die Abhängigkeit der Interferenzmechanismen von zeitlich statistischen Randbedingungen untersucht und eingeordnet.
- Es wurde gezeigt, wie das Modell zur Identifikation und Charakterisierung der Einzelstörungen auf Basis der Übertragungsmuster von Störer und Opfer genutzt werden kann, um unabhängig von der Radarhardware vergleichende Aussagen über das Störpotential oder die Empfindlichkeit von Sendemustern zu treffen.
- Auf Basis des Simulationsmodells konnte erstmalig eine statistische Analyse über das Ausmaß von Performanzeinbußen eines Kfz-Radars infolge vieler störender Radargeräte unter Einbeziehung statistisch zufälliger Parameter und in Abhängigkeit der Übertragungsmuster durchgeführt werden. Bei der Untersuchung von Schlüsselszenarien des automatisierten Fahrens wurde beobachtet, dass die Störungen bereits einzelne Fahrzeuge mit einem umfangreichen Radarsetup unter bestimmten zeitlichen Rahmenbedingungen eine auf die Fahrfunktion bezogen kritische Reichweitenreduzierung im Opfer-Radar erzeugen. Es wurde aber auch festgestellt, dass Automobilradargeräte selbst in extremen Szenarien mit vielen störenden Vehikeln in unmittelbarer Umgebung zumindest bei stark reduzierten Fahrtgeschwindigkeiten prinzipiell Einsatzbereit bleiben und nie vollends erblinden.

Aus den Analysen der Verkehrsszenarien lässt sich ableiten, dass Performanzeinbußen durch Interferenz den sicheren Betrieb von Kfz-Radaren nachhaltig gefährden. Sofern eine Harmonisierung zwischen Radar- und Automobilherstellern zur Interferenzminimierung nicht gelingt, werden Reparaturalgorithmen für starke Störungen und eine Reichweiten-Reserve für geringe Störungen unumgänglich sein.

Die in dieser Arbeit vorgestellte Methode zur Identifikation von Interferenz-bedingten Störungen wurde wie bereits erwähnt auch zur gezielten Untersuchung der Wirksamkeit von codierten Sendemustern bei der Interferenzminimierung eingesetzt. Obwohl sich bei gleichbleibenden Zeit- und Frequenzressourcen der Erwartungswert der Interferenz-bedingten Performanzeinbußen nicht ändert, kann doch die Wahrscheinlichkeitsverteilung bereits mit kleineren Maßnahmen stark beeinflusst werden. Ob seltene starke Störung oder häufige geringe Störungen zu bevorzugen sind, ist von der Tracking- und Fusionsstrategie abhängig.

In den kommenden Jahren können Modulationsarten, Sendemuster und Signalverarbeitungsabläufe an Bedeutung gewinnen, die in dieser Arbeit nicht oder nur am Rande vorgestellt wurden. Sollte der Anteil von OFDM- oder PMCW-Radargeräten im Kfz-Bereich wachsen, wäre eine genauere Betrachtung dieser Verfahren unter statistischen Gesichtspunkten zu empfehlen. Aufgrund der aktuellen Bedeutung, aber auch infolge mangelnder verfügbarer Hardware für die Verifizierung wurden diese in dieser Arbeit nur oberflächlich untersucht.

Des Weiteren ist eine Kombination der Monte-Carlo-Simulation aus dieser Arbeit mit komplexeren Methoden der Funkkanalmodellierung denkbar. In dieser Arbeit wurden hierfür nur sehr einfache Methoden angewandt und somit wurde zum Beispiel der Einfluss von Mehrfachreflexionen oder Clutter vernachlässigt.

A Anhang

A.1 Kennwerte des Radargerätes zur Validierung

Tabelle A.1: Kennwerte des Device under Test

Symbol	Parameter	Werte
P_{tx}	Transmitter Leistung	12 dBm
G_{tx}	Antennengewinn Tx	10 dB
G_{rx}	Antennengewinn Rx	10 dB
σ_N	Varianz Rauschen	~ -87.88 dBm
f_{AAF}	Filterfrequenz	~ 6 MHz
f_{sample}	Abtastfrequenz	10 MHz
n_{tx}	Anzahl genutzter Sender	2
n_{rx}	Anzahl genutzter Empfänger	4
\vec{p}_{tx}	Horizontale Anordnung der Sendeantennen	$1.9 \cdot [0 \ 4]$ mm
\vec{p}_{rx}	Horizontale Anordnung der Empfangsantennen	$1.9 \cdot [0 \ 1 \ 2 \ 3]$ mm

A.2 Detailauswertung Simulationen

Im Folgenden werden die Detailauswertungen zu den simulierten Szenarien aus Abschnitt 5.2 gezeigt. Die Verteilung der Reichweitenreduktionen wird für Störer auf drei unterschiedlichen Fahrspuren in jeweils fünf Abständen mithilfe von Boxplots mit überlagerten Violinen-Plots dargestellt.

A.2.1 Reichweitenreduktion Front-MRR

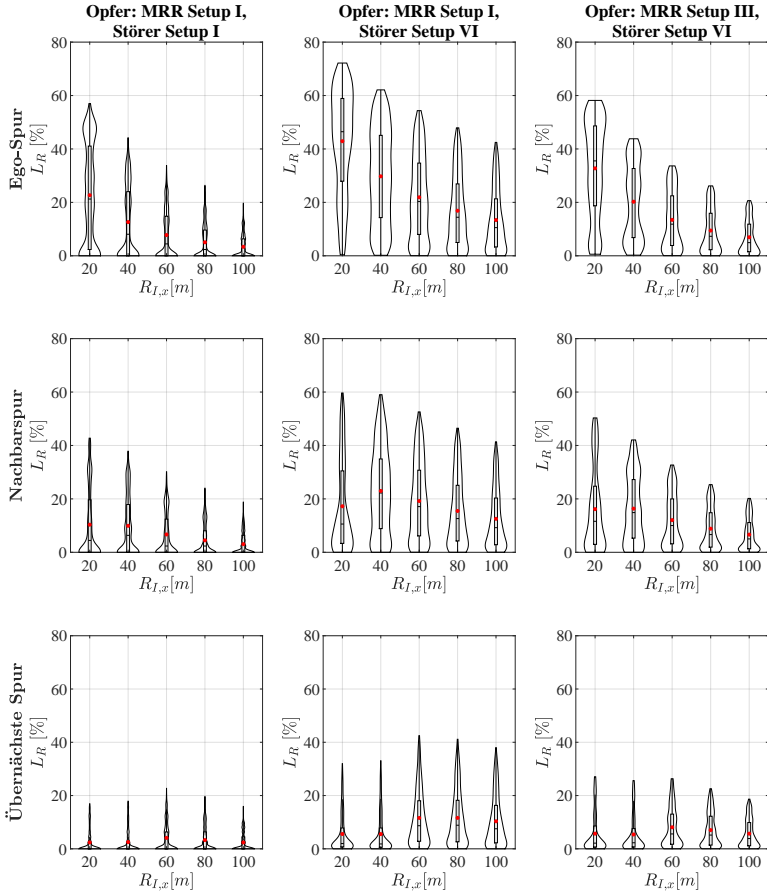


Abb. A.1: Detailauswertung zu Abbildung 5.6. Verteilung der Reichweitenreduktion im Detektionswinkel $\theta = 0^\circ$ abhängig vom Abstand und von der Fahrspur des störenden Vehikels.

A.2.2 Reichweitenreduktion Heck-MRR

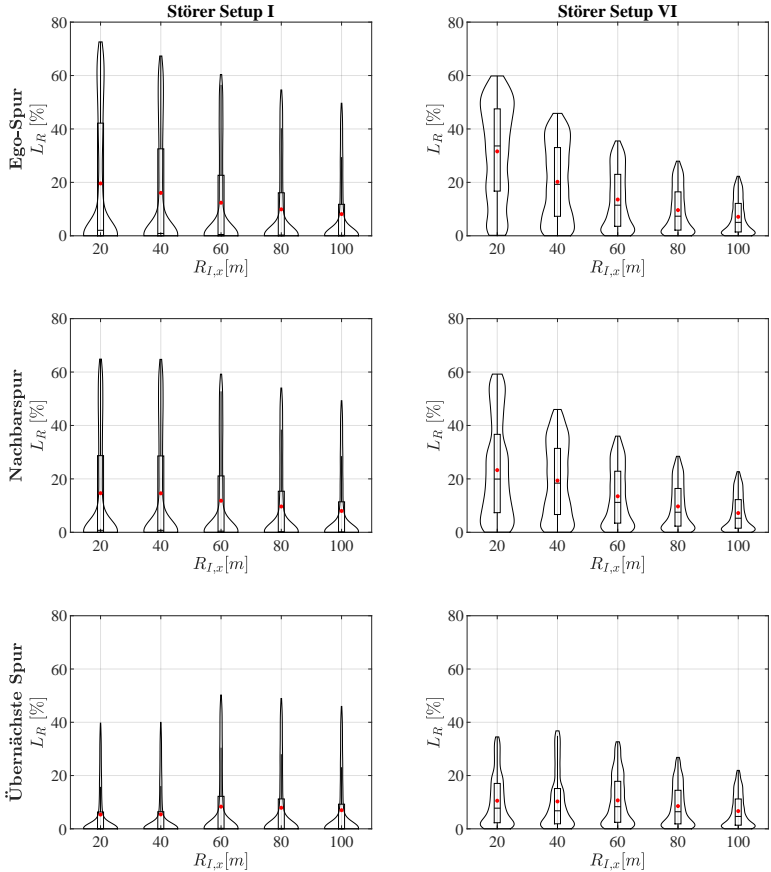


Abb. A.2: Detailauswertung zu Abbildung 5.8. Verteilung der Reichweitenreduktion im Detektionswinkel $\theta = 1.55^\circ$ abhängig vom Abstand und von der Fahrspur des störenden Vehikels.

Literaturverzeichnis

- [12] *Allgemeinzuteilung von Frequenzen für Kraftfahrzeugkurzstreckenradare im Frequenzbereich 21,65- 26,65 GHz*. Techn. Ber. Bonn, Deutschland: Bundesnetzagentur, 2012.
- [17a] *Funkanlagen mit geringer Reichweite - Transport- und Verkehrsstelematik (TTT) - Radargeräte, die im Bereich 76 GHz bis 77 GHz arbeiten*. Standard. Frankfurt am Main, Deutschland: DKE Deutsche Kommission Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik in DIN und VDE, 2017.
- [17b] *Funkanlagen mit geringer Reichweite - Transport- und Verkehrsstelematik (TTT) - Radargeräte mit geringer Reichweite, die im Bereich 77 GHz bis 81 GHz arbeiten*. Standard. Frankfurt am Main, Deutschland: DKE Deutsche Kommission Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik in DIN und VDE, 2017.
- [17c] *Permitting Radar Services in the 76-81 GHz Band*. Techn. Ber. Washington DC, US: Federal Communications Commission, 2017.
- [Al-+18] A. Al-Hourani u. a. “Stochastic Geometry Methods for Modeling Automotive Radar Interference”. In: *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems* 19.2 (Feb. 2018), S. 333–344. DOI: 10.1109/TITS.2016.2632309.
- [Ala+19] M. B. Alabd u. a. “Partial Chirp Modulation Technique for Chirp Sequence based Radar Communications”. In: *2019 16th European Radar Conference (EuRAD)*. 2019, S. 173–176.
- [All+19] S. Alland u. a. “Interference in Automotive Radar Systems: Characteristics, Mitigation Techniques, and Current and Future Research”. In: *IEEE Signal Processing Magazine* 36.5 (2019), S. 45–59.

- [ASS11] S. S. Ahmed, A. Schiessl und L. Schmidt. “A Novel Fully Electronic Active Real-Time Imager Based on a Planar Multistatic Sparse Array”. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 59.12 (2011), S. 3567–3576. DOI: 10.1109/TMTT.2011.2172812.
- [Axe07] S. R. J. Axelsson. “Analysis of Random Step Frequency Radar and Comparison With Experiments”. In: *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing* 45.4 (Apr. 2007), S. 890–904. DOI: 10.1109/TGRS.2006.888865.
- [Bar+15] M. Barjenbruch u. a. “A method for interference cancellation in automotive radar”. In: *2015 IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM)*. 2015, S. 1–4.
- [Bar04] D.K. Barton. *Radar System Analysis and Modeling*. Artech House radar library. Artech House, 2004.
- [Bar48] M. Bartlett. “Smoothing periodograms from time-series with continuous spectra”. In: *Nature* 161 (Mai 1948), S. 686–687. DOI: 10.1038/161686a0.
- [Bec+16] J. Bechter u. a. “Digital beamforming to mitigate automotive radar interference”. In: *2016 IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM)*. Mai 2016, S. 1–4. DOI: 10.1109/ICMIM.2016.7533914.
- [Bil18] Bundesministerium für Bildung und Forschung. *IMIKO-Radar*. 2018. URL: <https://www.elektronikforschung.de/projekte/imiko-radar> (besucht am 03.03.2021).
- [BK80] G. Bienvenu und L. Kopp. “Adaptivity to background noise spatial coherence for high resolution passive methods”. In: *ICASSP '80. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*. Bd. 5. Apr. 1980, S. 307–310. DOI: 10.1109/ICASSP.1980.1171029.
- [Bla04] L. Blake. “Prediction of radar range”. In: *Radar Handbook*. Hrsg. von M. Skolnik. Oxford: Oxford University Press, 2004. Kap. 2.2, S. 2.4–2.10.

- [BN96] D. Bosq und H.T. Nguyen. “Basic Probability Background”. In: *A Course in Stochastic Processes. Theory and Decision Library (Series B: Mathematical and Statistical Methods)*. Dordrecht: Springer, 1996. DOI: 10.1007/978-94-015-8769-3_1.
- [Bor+17] P. Bordes u. a. *US9772397B1: PMCW-PMCW interference mitigation*. Schutzrecht. Sep. 2017.
- [Bou+16] A. Bourdoux u. a. “PMCW waveform and MIMO technique for a 79 GHz CMOS automotive radar”. In: *2016 IEEE Radar Conference (RadarConf)*. 2016, S. 1–5.
- [BPB17] A. Bourdoux, K. Parashar und M. Bauduin. “Phenomenology of mutual interference of FMCW and PMCW automotive radars”. In: *2017 IEEE Radar Conference (RadarConf)*. Mai 2017, S. 1709–1714. DOI: 10.1109/RADAR.2017.7944482.
- [Bre59] D. G. Brennan. “Linear Diversity Combining Techniques”. In: *Proceedings of the IRE* 47.6 (Juni 1959), S. 1075–1102. DOI: 10.1109/JRPROC.1959.287136.
- [Bro07] G. M. Brooker. “Mutual Interference of Millimeter-Wave Radar Systems”. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* 49.1 (Feb. 2007), S. 170–181. DOI: 10.1109/TEMC.2006.890223.
- [BRW17] J. Bechter, M. Rameez und C. Waldschmidt. “Analytical and Experimental Investigations on Mitigation of Interference in a DBF MIMO Radar”. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 65.5 (Mai 2017), S. 1727–1734. DOI: 10.1109/TMTT.2017.2668404.
- [BSW16] J. Bechter, C. Sippel und C. Waldschmidt. “Bats-inspired frequency hopping for mitigation of interference between automotive radars”. In: *2016 IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM)*. 2016, S. 1–4.

- [BW15] J. Bechter und C. Waldschmidt. “Automotive radar interference mitigation by reconstruction and cancellation of interference component”. In: *2015 IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility (IC-MIM)*. 2015, S. 1–4.
- [Cap69] J. Capon. “High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis”. In: *Proceedings of the IEEE* 57.8 (Aug. 1969), S. 1408–1418. DOI: 10.1109/PROC.1969.7278.
- [Cur10] N.C. Currie. “Characteristics of Clutter”. In: *Principles of Modern Radar: Basic Principles*. Hrsg. von M.A. Richards, W.A. Holm und J. Scheer. Electromagnetics and Radar. SciTech, 2010. Kap. 5, S. 206–207.
- [DMR00] A. Demir, A. Mehrotra und J. Roychowdhury. “Phase noise in oscillators: a unifying theory and numerical methods for characterization”. In: *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications* 47.5 (Mai 2000), S. 655–674. DOI: 10.1109/81.847872.
- [Eur15] Euro NCAP. *Rating Review 2015*. Techn. Ber. Euro NCAP, März 2015. URL: <https://cdn.euroncap.com/media/16470/ratings-group-report-2015-version-10-with-appendix.pdf> (besucht am 03.03.2021).
- [Eur17] Euro NCAP. *2025 Roadmap*. Techn. Ber. Euro NCAP, Sep. 2017. URL: <https://cdn.euroncap.com/media/30700/euroncap-roadmap-2025-v4.pdf> (besucht am 03.03.2021).
- [Eur18] Euro NCAP. *Rating Review 2018*. Techn. Ber. Euro NCAP, Nov. 2018. URL: <https://cdn.euroncap.com/media/41777/ratings-group-report-2018-version-11-with-appendices.201811121629591429.pdf> (besucht am 03.03.2021).
- [FGB11] C. Fischer, M. Goppelt und H. L. Blöcher. “Minimizing interference in automotive radar using digital beamforming”. In: *Advances in Radio Science* 9 (2011), S. 45–48.

- [FHW14] A. Frischen, J. Hasch und C. Waldschmidt. “Performance degradation in cooperative radar sensor systems due to Uncorrelated Phase Noise”. In: *2014 11th European Radar Conference*. Okt. 2014, S. 241–244. DOI: 10.1109/EuRAD.2014.6991252.
- [Fin66] H. M. Finn. “Adaptive detection in clutter”. In: *Fifth Symposium on Adaptive Processes*. Okt. 1966, S. 562–567. DOI: 10.1109/SAP.1966.271149.
- [Fis+15] C. Fischer u. a. “Robust detection and mitigation of mutual interference in automotive radar”. In: *2015 16th International Radar Symposium (IRS)*. Juni 2015, S. 143–148. DOI: 10.1109/IRS.2015.7226239.
- [Fis16] C. Fischer. “Untersuchungen zum Interferenzverhalten automobiler Radarsensorik”. Diss. Universität Ulm, 2016.
- [FJ15] J. Fink und F. K. Jondral. “Comparison of OFDM radar and chirp sequence radar”. In: *2015 16th International Radar Symposium (IRS)*. 2015, S. 315–320.
- [FV10] R.M. Feldman und C. Valdez-Flores. “Basics of Monte Carlo Simulation”. In: *Applied Probability and Stochastic Processes*. Berlin: Springer, 2010. DOI: 10.1007/978-3-642-05158-6_2.
- [GBM10] M. Goppelt, H.L. Blöcher und W. Menzel. “Automotive radar - investigation of mutual interference mechanisms”. In: *Proceedings of the IRE 8 (2010)*, S. 55–60.
- [GSS15] T. Gasser, A. Seeck und B. Smith. “Framework Conditions for the Development of Driver Assistance Systems”. In: *Handbook of Driver Assistance Systems: Basic Information, Components and Systems for Active Safety and Comfort*. Hrsg. von H. Winner u. a. Electromagnetics and Radar. Springer Publishing Company, Incorporated, 2015. Kap. 1.
- [GW13] N. Geng und W. Wiesbeck. *Planungsmethoden für die Mobilkommunikation: Funknetzplanung unter realen physikalischen Ausbreitungsbedingungen*. Information und Kommunikation. Springer Berlin Heidelberg, 2013.

- [Har78] F. J. Harris. “On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform”. In: *Proceedings of the IEEE* 66.1 (Jan. 1978), S. 51–83. DOI: 10.1109/PROC.1978.10837.
- [Hin20] P. Hindle. *Uhnder Emerges with Highly Integrated Automotive Radar SoC*. Microwave journal. 2020. URL: <https://www.microwavejournal.com/blogs/9-pat-hindle-mwj-editor/post/31931-uhnder-emerges-with-highly-integrated-automotive-radar-soc> (besucht am 03.03.2021).
- [HL98] A. Hajimiri und T. H. Lee. “A general theory of phase noise in electrical oscillators”. In: *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 33.2 (Feb. 1998), S. 179–194. DOI: 10.1109/4.658619.
- [HSZ18] K. Hahmann, S. Schneider und T. Zwick. “Evaluation of probability of interference-related ghost targets in automotive radars”. In: *2018 IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM)*. Apr. 2018, S. 1–4. DOI: 10.1109/ICMIM.2018.8443536.
- [HSZ19] K. Hahmann, S. Schneider und T. Zwick. “Estimation of the Influence of Incoherent Interference on the Detection of Small Obstacles with a DBF Radar”. In: *2019 IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM)*. Apr. 2019, S. 1–4. DOI: 10.1109/ICMIM.2019.8726535.
- [HSZ20] K. Hahmann, S. Schneider und T. Zwick. “Analysis of Interference between Vast Numbers of Automotive Radars Considering Stochastic Temporal Conditions”. In: *Progress In Electromagnetics Research M* 94 (2020), S. 131–142.
- [Kee10] B. Keel. “Constant False Alarm Rate Detectors”. In: *Principles of Modern Radar: Basic Principles*. Hrsg. von M.A. Richards, W.A. Holm und J. Scheer. Electromagnetics and Radar. SciTech, 2010. Kap. 16, S. 589–623.
- [Kro14] M. Kronauge. “Waveform Design for Continuous Wave Radars”. Diss. Technische Universität Hamburg-Harburg, 2014.

- [Kun+10] M. Kunert u. a. *Study on the state-of-the-art interference mitigation techniques*. Techn. Ber. Mosarim Konsortium, Juni 2010. URL: <https://cordis.europa.eu/docs/projects/cnect/1/248231/080/deliverables/001-MOSARIMDeliverable15V161.pdf> (besucht am 03.03.2021).
- [Kun12a] M. Kunert. *Mosarim-Project Final Report*. Techn. Ber. Mosarim Konsortium, 2012.
- [Kun12b] M. Kunert. “The EU project MOSARIM: A general overview of project objectives and conducted work”. In: *2012 9th European Radar Conference*. Okt. 2012, S. 1–5.
- [KV96] H. Krim und M. Viberg. “Two decades of array signal processing research: the parametric approach”. In: *IEEE Signal Processing Magazine* 13.4 (Juli 1996), S. 67–94. DOI: 10.1109/79.526899.
- [Lud08] A.K. Ludloff. *Praxiswissen Radar und Radarsignalverarbeitung*. Vieweg+Teubner Verlag, 2008.
- [LWC13] T. Luo, C. E. Wu und Y. E. Chen. “A 77-GHz CMOS Automotive Radar Transceiver With Anti-Interference Function”. In: *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers* 60.12 (Dez. 2013), S. 3247–3255. DOI: 10.1109/TCSI.2013.2265974.
- [Mau05] J. Maurer. “Strahlenoptisches Kanalmodell für die Fahrzeug-Fahrzeug-Funkkommunikation”. Diss. Karlsruher Institut für Technologie (KIT), 2005. DOI: 10.5445/IR/1000003404.
- [Mei14] H. Meinel. “Evolving automotive radar — From the very beginnings into the future”. In: *The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014)*. 2014, S. 3107–3114. DOI: 10.1109/EuCAP.2014.6902486.
- [Mel17] A. Melzer. “Short-Range Leakage Cancellation in FMCW Radar Transceiver MMICs”. Englisch. Diss. Johannes Kepler Universität Linz, 2017.
- [Men16] W. Menzel. “Antennas in automobile radar”. In: *Handbook of Antenna Technologies*. Hrsg. von Z. Chen u. a. Springer Singapore, 2016.

- [MKL18] J. Mun, H. Kim und J. Lee. “A Deep Learning Approach for Automotive Radar Interference Mitigation”. In: *2018 IEEE 88th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall)*. 2018, S. 1–5.
- [Mol+17] G. Mollo u. a. “Multifrequency Experimental Analysis (10 to 77 GHz) on the Asphalt Reflectivity and RCS of FOD Targets”. In: *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters* 14.9 (Sep. 2017), S. 1441–1443. DOI: 10.1109/LGRS.2017.2699282.
- [MSP18a] A. Munari, L. Simić und M. Petrova. “Stochastic Geometry Interference Analysis of Radar Network Performance”. In: *IEEE Communications Letters* 22.11 (Nov. 2018), S. 2362–2365. DOI: 10.1109/LCOMM.2018.2869742.
- [MSP18b] A. Munari, L. Simić und M. Petrova. “Stochastic Geometry Interference Analysis of Radar Network Performance”. In: *IEEE Communications Letters* 22.11 (2018), S. 2362–2365.
- [Mur+18] S. Murali u. a. “Interference detection in FMCW radar using a complex baseband oversampled receiver”. In: *2018 IEEE Radar Conference (RadarConf18)*. 2018, S. 1567–1572.
- [Nic06] U. Nickel. “Overview of generalized monopulse estimation”. In: *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine* 21.6 (Juni 2006), S. 27–56. DOI: 10.1109/MAES.2006.1662039.
- [NKY19] S. Neemat, O. Krasnov und A. Yarovoy. “An Interference Mitigation Technique for FMCW Radar Using Beat-Frequencies Interpolation in the STFT Domain”. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 67.3 (2019), S. 1207–1220.
- [OH05] D. Oprisan und H. Rohling. “Analysis of mutual interference between automotive radar systems”. In: *International Radar Symposium (IRS)* (2005), S. 83–90.
- [Ove+19] J. Overdevest u. a. “Uncorrelated Interference in 79 GHz FMCW and PMCW Automotive Radar”. In: *2019 20th International Radar Symposium (IRS)*. Juni 2019, S. 1–8. DOI: 10.23919/IRS.2019.8768181.

- [Pfe10] F. Pfeiffer. “Analyse und Optimierung von Radomen für automobile Radarsensoren”. Diss. Technical University of Munich, Munich, 2010.
- [PRK86] A. Paulraj, R. Roy und T. Kailath. “A subspace rotation approach to signal parameter estimation”. In: *Proceedings of the IEEE* 74.7 (Juli 1986), S. 1044–1046. DOI: 10.1109/PROC.1986.13583.
- [PS13] W. Plaßmann und D. Schulz. “Physik”. In: *Handbuch Elektrotechnik: Grundlagen und Anwendungen für Elektrotechniker*. Hrsg. von W. Plaßmann und D. Schulz. Wiesbaden: Springer Fachmedien Wiesbaden, 2013, S. 141–192. DOI: 10.1007/978-3-8348-2071-6_2.
- [Raz96] B. Razavi. “A study of phase noise in CMOS oscillators”. In: *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 31.3 (März 1996), S. 331–343. DOI: 10.1109/4.494195.
- [Rei12] M. Reiher. “Optimierung von Sendesignalen zur Vermeidung von Scheinzielen für frequenzmodulierte Dauerstrich-Radarsysteme im Automobil”. Diss. Universitaet Stuttgart, 2012, S. 44.
- [Ric10a] M.A. Richards. “Digital signal processing fundamentals for radar”. In: *Principles of Modern Radar: Basic Principles*. Hrsg. von M.A. Richards, W.A. Holm und J. Scheer. Electromagnetics and Radar. SciTech, 2010. Kap. 8.
- [Ric10b] M.A. Richards. “Threshold Detection of Radar Targets”. In: *Principles of Modern Radar: Basic Principles*. Hrsg. von M.A. Richards, W.A. Holm und J. Scheer. Electromagnetics and Radar. SciTech, 2010. Kap. 15, S. 547–587.
- [Ric44] S. O. Rice. “Mathematical analysis of random noise”. In: *The Bell System Technical Journal* 23.3 (Juli 1944), S. 282–332. DOI: 10.1002/j.1538-7305.1944.tb00874.x.
- [Rit19] Ritches, I. *ADAS Demand Forecast 2017 to 2026*. Techn. Ber. Boston MA,US: Strategy Analytics, 2019.

- [Sch+12] C. M. Schmid u. a. “Motion compensation and efficient array design for TDMA FMCW MIMO radar systems”. In: *2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*. 2012, S. 1746–1750. DOI: 10.1109/EuCAP.2012.6206605.
- [Sch+15a] T. Schipper u. a. “A simulator for multi-user automotive radar scenarios”. In: *2015 IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM)*. 2015, S. 1–4.
- [Sch+15b] T. Schipper u. a. “Simulative Prediction of the Interference Potential Between Radars in Common Road Scenarios”. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* 57.3 (2015), S. 322–328.
- [Sch10] J. Scheer. “The radar range equation”. In: *Principles of Modern Radar: Basic Principles*. Hrsg. von M.A. Richards, W.A. Holm und J. Scheer. Electromagnetics and Radar. SciTech, 2010. Kap. 2.
- [Sch17] T. Schipper. “Modellbasierte Analyse des Interferenzverhaltens von Kfz-Radaren”. Diss. Karlsruher Institut für Technologie (KIT), 2017. DOI: 10.5445/KSP/1000066931.
- [Sch94] A. J. Schwab. “Einführung in die Elektromagnetische Verträglichkeit”. In: *Elektromagnetische Verträglichkeit*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 1994, S. 1–65.
- [Sha48] C. E. Shannon. “A mathematical theory of communication”. In: *The Bell System Technical Journal* 27.3 (1948), S. 379–423.
- [Sko04] M. Skolnik. “An introduction to radar”. In: *Radar Handbook*. Hrsg. von M. Skolnik. Oxford: Oxford University Press, 2004. Kap. 1.2, S. 1.10.
- [Ste+19] S. Stephany u. a. “Impact of an Automotive Chirp-Sequence Interferer on a Wideband Pseudo-Noise Radar”. In: *2019 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA)*. Sep. 2019, S. 0859–0862. DOI: 10.1109/ICEAA.2019.8879023.

- [Stu12] C. Sturm. “Gemeinsame Realisierung von Radar-Sensorik und Funkkommunikation mit OFDM-Signalen”. Diss. Karlsruher Institut für Technologie (KIT), 2012. DOI: 10.5445/KSP/1000028812.
- [Stü96] G. L. Stüber. “Modulated Signals and Their Power Spectral Densities”. In: *Principles of Mobile Communication*. Boston, MA: Springer US, 1996, S. 143–213. DOI: 10.1007/978-1-4757-6268-6_4.
- [Tay04] J.W. Taylor. “Receiver”. In: *Radar Handbook*. Hrsg. von M. Skolnik. Oxford: Oxford University Press, 2004. Kap. 3, S. 3.46–3.53.
- [Ter+19] D. Terbas u. a. “Radar to Radar Interference in Common Traffic Scenarios”. In: *2019 16th European Radar Conference (EuRAD)*. Okt. 2019, S. 177–180.
- [Wet04] L.W. Wetzel. “Sea Clutter”. In: *Radar Handbook*. Hrsg. von M. Skolnik. Oxford: Oxford University Press, 2004. Kap. 13.1, S. 13.1–13.27.
- [Wil04] N.J. Willis. “Bistatic Radar”. In: *Radar Handbook*. Hrsg. von M. Skolnik. Oxford: Oxford University Press, 2004. Kap. 25, S. 25.6.
- [Win15] H. Winner. “Automotive RADAR”. In: *Handbook of Driver Assistance Systems: Basic Information, Components and Systems for Active Safety and Comfort*. Hrsg. von H. Winner u. a. Electromagnetics and Radar. Springer Publishing Company, Incorporated, 2015. Kap. 4.
- [WS15] X. Wang und A. Stelzer. “79-GHz LTCC RF-frontend deploying 45 degree linear-polarized vertical parallel-feed antennas”. In: *2015 IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM)*. 2015, S. 1–4.
- [ZZ15] D. Zoeke und A. Ziroff. “Phase migration effects in moving target localization using switched MIMO arrays”. In: *2015 European Radar Conference (EuRAD)*. 2015, S. 85–88. DOI: 10.1109/EuRAD.2015.7346243.

Eigene Veröffentlichungen

Journalartikel

- [1] **K. Hahmann**, S. Schneider und T. Zwick. „Analysis of Interference between Vast Numbers of Automotive Radars Considering Stochastic Temporal Conditions“. In: *Progress In Electromagnetics Research M* 94 (2020), S. 131-142.

Konferenzbeiträge

- [1] M. Klenner, C. Zech, A. Hülsmann, J. Kühn, M. Schlechtweg, **K. Hahmann**, B. Kleiner, M. Ulrich und O. Ambacher. „A portable W-band radar system for enhancement of infrared vision in fire fighting operations“ . In: *Millimetre Wave and Terahertz Sensors and Technology IX*. Hrsg. von Neil A. Salmon und Sherif Sayed Ahmed. Bd. 9993. International Society for Optics und Photonics. SPIE, 2016, S. 45-53. doi: 10.1117/ 12.2241063.
- [2] **K. Hahmann**, S. Schneider und T. Zwick. „Evaluation of probability of interference-related ghost targets in automotive radars“ . In: *2018 IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM)*. Apr. 2018, S. 1-4. doi: 10.1109/ ICMIM.2018.8443536.
- [3] **K. Hahmann**, S. Schneider und T. Zwick. „Estimation of the Influence of Incoherent Interference on the Detection of Small Obstacles with a DBF Radar“ . In: *2019 IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM)*. Apr. 2019, S. 1-4. doi: 10.1109/ICMIM.2019.8726535.