

Tom Schipper

Modellbasierte Analyse des Interferenzverhaltens von Kfz-Radaren



Scientific
Publishing

Tom Schipper

**Modellbasierte Analyse des Interferenzverhaltens
von Kfz-Radaren**

Karlsruher Forschungsberichte
aus dem Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik

Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick

Band 84

Eine Übersicht aller bisher in dieser Schriftenreihe erschienenen Bände
finden Sie am Ende des Buches.

Modellbasierte Analyse des Interferenzverhaltens von Kfz-Radaren

von
Tom Schipper

Dissertation, Karlsruher Institut für Technologie
KIT-Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, 2016

Impressum



Karlsruher Institut für Technologie (KIT)
KIT Scientific Publishing
Straße am Forum 2
D-76131 Karlsruhe

KIT Scientific Publishing is a registered trademark of Karlsruhe
Institute of Technology. Reprint using the book cover is not allowed.

www.ksp.kit.edu



*This document – excluding the cover, pictures and graphs – is licensed
under the Creative Commons Attribution-Share Alike 4.0 International License
(CC BY-SA 4.0): <https://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0/deed.en>*



*The cover page is licensed under the Creative Commons
Attribution-No Derivatives 4.0 International License (CC BY-ND 4.0):
<https://creativecommons.org/licenses/by-nd/4.0/deed.en>*

Print on Demand 2017 – Gedruckt auf FSC-zertifiziertem Papier

ISSN 1868-4696

ISBN 978-3-7315-0639-3

DOI 10.5445/KSP/1000066931

Vorwort des Herausgebers

Radarsensoren sind in den letzten Jahren zu einer festen Größe im Automobilgeschäft geworden und werden erfreulicherweise zu einem sehr großen Teil in Deutschland entwickelt und gefertigt. Unterschiedliche Schätzungen rechnen mit einem weltweiten Anteil an Fahrzeugen im Straßenverkehr mit mindestens einem Radar zwischen 30% und 80% im Jahr 2030. Zwar sind die Radare im Kfz heute alle noch Teil reiner Fahrerassistenzsysteme (d.h. die Verantwortung liegt ausschließlich beim Fahrer), so wird doch jetzt schon fieberhaft an zukünftigen Systemen für das autonome Fahren gearbeitet. Beim autonomen Fahren muss das System die Verantwortung für jegliche Fahrmanöver übernehmen, was eine extreme Herausforderung an die Zuverlässigkeit der Sensorik bedeutet. Aufgrund der extremen Komplexität der Kfz-Umgebung ist mehrfache Sensorredundanz unabdingbar. Alle Kfz-Firmen sind sich einig, dass mehrere Sensortechnologien (Radar, Kamera sowie evtl. Lidar und Ultraschall) gleichzeitig eingesetzt werden müssen aber auch die Sensoren einer Technologie selbst redundant den gleichen Umgebungsabschnitt beobachten müssen. Zur Erreichung der genannten Ziele werden allerdings noch mehrere große Herausforderungen überwunden werden müssen.

Neben verbesserten Sensoren selbst wird zum einen eine virtuelle Testumgebung für Fahrzeuge inkl. Sensorik benötigt, um die Sensoren effizient weiterentwickeln aber auch benchmarken bzw. qualifizieren zu können. Zum anderen lässt die zunehmende Verbreitung von Radarsensoren das Thema Interferenz relevant werden. Genau an diesen Punkten setzt die Arbeit von Herrn Tom Schipper an.

In seiner Dissertation hat Herr Schipper wichtige wissenschaftliche Grundlagen zur modellbasierten Analyse des Interferenzverhaltens zwischen Kfz-Radaren erarbeitet. Wesentliche Zusammenhänge werden theoretisch aufgezeigt, mit Messungen verifiziert und es wird ein Signalmodell zur detaillierten Vorhersage entwickelt. Herr Schipper realisiert eine neuartige virtuelle Testumgebung,

mit der Automobilradare vor der Hardwarerealisierung optimiert und auf Interferenztoleranz hin getestet werden können. Insbesondere Letzteres ist mit Messungen im heutigen Straßenverkehr aufgrund der noch eher geringen Verbreitung von Radaren mit Messungen gar nicht möglich. Herr Schipper hat hier, in Zusammenarbeit mit dem Joint Research Center der Europäischen Kommission in Ispra, eigens RCS-Messdaten für verschiedene Fahrzeuge erhoben, um das verwendete Wellenausbreitungsmodell realitätsnah konfigurieren zu können. Basierend auf dem neuartigen Simulationsmodell konnte der Effekt einer schrittweisen Erhöhung der Radarpenetrationsrate im Straßenverkehr auf das Störpotential erstmalig umfassend untersucht werden.

Herr Schipper hat mit den von ihm vorgestellten Methoden wichtige Grundlagen zum Testen von Automobilradaren gelegt und damit schon jetzt viel Aufmerksamkeit in der Fachwelt erregt. Ich wünsche ihm alles Gute für die Zukunft und hoffe, dass er seine exzellenten und vielseitigen Fähigkeiten auch weiterhin erfolgreich einsetzen kann.

Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick
- Institutsleiter -

Modellbasierte Analyse des Interferenzverhaltens von Kfz-Radaren

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

von der Fakultät für
Elektrotechnik und Informationstechnik,
am Karlsruher Institut für Technologie (KIT)

genehmigte

DISSERTATION

von

M. Sc. Tom Schipper

geb. in Frankenthal

Tag der mündlichen Prüfung:

31.05.2016

Hauptreferent:

Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick

Korreferent:

Prof. Dr.-Ing. Wolfgang Menzel

Zusammenfassung

Die steigende Anzahl verbauter Kfz-Radarsensoren verlangt aktuell nach einer eingehenden Untersuchung von deren gegenseitiger Interferenz. Die vorliegende Arbeit liefert zu diesem Forschungsgebiet Beiträge in Form von Modellen und darauf aufbauenden Analysen. Die einzelnen Modelle werden weiter zu einer virtuellen Testfahrt verknüpft, welche die Entwicklung und Evaluation von kompletten Kfz-Radarsensoren unter Berücksichtigung des Radar-Funkkanals erlaubt. Im Rahmen dieser Arbeit wird die virtuelle Testfahrt im Kontext der Radarinterferenz eingesetzt.

Für ein herkömmliches FMCW-Radar werden die empfangenen Störsignale für CW-, FMCW- oder CS-Modulationen nach dem Mischvorgang im Zeit- und Frequenzbereich modelliert. Auch wird der Einfluss von Anti-Aliasing-Filter und Analog-Digital-Wandler auf Störsignale sowie gestörte Nutzsignale diskutiert. Faustformeln, abgeleitet aus den Erkenntnissen dieser Diskussion, erlauben die Abschätzung des Gesamtgewinns eines Radars gegenüber Störungen. Auf Basis dieses Gesamtgewinns werden systematisch potentiell problematische Konstellationen von Radar, Ziel und Störer identifiziert.

Durch die Kombination aus Wellenausbreitungsmodell, Zielmodellierung, Verkehrsfluss- und Umgebungsmodell sowie den Signalmodellen entsteht ein Mehr-Nutzer Kfz-Radar Simulator. Letzterer wird eingesetzt, um die Einflüsse von Umgebung, Radarpenetrationsrate sowie von Verkehrsflussparametern auf das Störpotential, die insgesamt empfangene Störleistung, abzuschätzen.

Weiter wird die Anwendung des Simulators für zwei typische Interferenz-Szenarien demonstriert, der Detektion eines Fußgängers an einer Kreuzung, sowie für die Einfahrt und Durchquerung eines Kreisverkehrs. Dabei kann die Reduktion der Empfindlichkeit eines Kfz-Radarsensors in einer virtuellen Testfahrt nachvollzogen werden, weswegen sich der Einsatz von Interferenz-Gegenmaßnahmen empfehlen kann.

Auf Basis der Erkenntnisse aus den vorherigen Kapiteln werden ausgesuchte Interferenz-Gegenmaßnahmen auf deren Wirksamkeit hin eingeschätzt und, als weitere Anwendungsdemonstration des Simulators, zum Teil parametrisiert. Letztlich wird ein Vorschlag zu deren kombiniertem Einsatz gegeben.

Inhaltsverzeichnis

Abkürzungen, Symbole und Konstanten	vii
1 Einleitung	1
1.1 Ziele der Arbeit	4
1.2 Lösungsansatz	5
2 Systemmodell und Interferenzeffekte	7
2.1 Definition des Systemmodells	14
2.1.1 Sendeseite	16
2.1.2 Modellierung des Funkkanals	16
2.1.3 Empfangsseite	20
2.2 Modellierung des Nutzsignals	21
2.3 Modellierung von FMCW-Störungen	28
2.3.1 Störung im Zeitbereich	28
2.3.2 Störung im Frequenzbereich	31
2.3.3 Einfluss des Anti-Aliasing Filters auf das Störsignal	36
2.3.4 Mehrfache Störungen	45
2.3.5 Modellierung des Gesamtsignals	59
2.3.6 Gewinn gegenüber Störungen	62
2.4 Konstellationsdiagramm für die Reichweite von Radaren	68
2.5 Störungen und benötigter Dynamikbereich von ADCs	72
3 Konzeption eines Mehr-Nutzer Kfz-Radar Simulators	79
3.1 Chancen und Herausforderungen der virtuellen Testfahrt	79
3.2 Systemsimulation und Simulationskontrolle	83
3.3 Automatische Szenario-Generierung	85
3.3.1 Verkehrssimulation	85
3.3.2 Auswahl relevanter Verkehrsteilnehmer	88
3.3.3 Szenario-Erstellung	89
3.4 Manuelle Szenario-Generierung	93

3.5	Bestimmung der Funkkanäle für die Systemsimulation	96
3.5.1	Kurzeinführung in das Wellenausbreitungsmodell	96
3.5.2	Methodik zur Simulation des Radar-Funkkanals	99
3.5.3	Messung des monostatischen RCS	103
3.5.4	Modellierung von verteilten Zielen	109
4	Simulative Abschätzung des zukünftigen Störpotentials	111
4.1	Aufbau der Simulation	111
4.1.1	Definition und Modellierung der Szenarien	111
4.1.2	Stichprobe und Stichprobenumfang	113
4.1.3	Bewertungskriterium	114
4.1.4	Konfiguration der Antennen	115
4.2	Simulationsergebnisse für Fahrt auf gerader Strecke	117
4.2.1	Szenario A: Einfluss der Radarpenetrationsrate	117
4.2.2	Szenario B: Einfluss der Anzahl von Fahrstreifen je Fahrtrichtung	118
4.2.3	Szenario C: Einfluss der Umgebung	121
4.2.4	Szenario D: Einfluss der Wunschgeschwindigkeit	122
4.3	Simulation für Fahrt über Kreuzung	123
4.4	Detektionswahrscheinlichkeit für nicht fluktuierende Ziele	127
4.5	Schlussfolgerungen	129
5	Anwendungsdemonstrationen des Simulators	131
5.1	Detektion eines Fußgängers	133
5.2	Systemsimulation für die Einfahrt in einen Kreisverkehr	139
5.3	Verbesserung der Störfestigkeit von Kfz-Radarsensoren	143
5.3.1	Entkopplung durch Polarisationsdiversität	143
5.3.2	Entkopplung durch richtungsabhängige Unterteilung des Spektrums	145
5.3.3	Adaptive Entscheidungsschwellen	146
5.3.4	Stördetektion und Störunterdrückung im Zeitbereich	147
5.3.5	Variation von Pausenzeiten	153
5.3.6	Variation des genutzten Frequenzbereichs	155
5.3.7	Variation der Abfolge von Frequenzrampen	157
5.3.8	Steuerung der variablen Verstärkung	158
5.4	Kombinierter Einsatz von Gegenmaßnahmen	159
6	Schlussfolgerungen und Diskussion	161

A Anhang	167
A.1 Koordinatensystem	167
A.2 Berechnung von Leistung	168
A.3 Fourier-Transformationen	168
A.4 Informationen zum Experimentalradar	169
A.5 Aufbau zur Generierung von Störsignalen	170
A.6 Hampel-Test	171
A.7 Binäre Klassifikation und Gütekriterien	171
A.8 Störungen durch Pulsradare	173
Abbildungsverzeichnis	179
Tabellenverzeichnis	185
Literaturverzeichnis	187

Abkürzungen, Symbole und Konstanten

Abkürzungen

AAF	engl. Anti-Aliasing Filter
ACC	engl. Adaptive Cruise Control
ADC	engl. Analog-Digital-Converter (Analog-Digital-Wandler)
ADS	Advanced Design System der Firma Keysight®
AEB	engl. Autonomous Emergency Braking
BLR	engl. Backward Looking Radar (rückwärts schauendes Radar)
BLRR	engl. Backward Looking Radar Right (rückwärts schauendes Radar, rechte Seite)
BLRL	engl. Backward Looking Radar Left (rückwärts schauendes Radar, linke Seite)
CAS	engl. Collision Avoidance System
CFAR	engl. Constant False Alarm Rate
CPG	engl. Coherent Power Gain
CS	engl. Chirp Sequence (Radar)
CW	engl. Continuous Wave (Radar) (Dauerstrich(radar))
DBF	engl. Digital Beamforming
DC	engl. Duty Cycle (Tastgrad)
DS	engl. Desired Speed
dBsm	engl. Decibel square meter
EIRP	engl. Equivalent Isotropically Radiated Power (Äquivalente isotrope Strahlungsleistung)
ESP	Elektronisches Stabilitätsprogramm

ETSI	engl. European Telecommunications Standards Institute (http://www.etsi.org/)
Euro NCAP	engl. European New Car Assessment Programme
FFT	engl. Fast Fourier Transformation (Schnelle Fouriertransformation)
FLR	engl. Forward Looking Radar (vorwärts schauendes Radar)
FMCW	engl. Frequency Modulated Continuous Wave (Radar) (Frequenzmoduliertes Dauerstrich(radar))
FSK	engl. Frequency Shift Keying (Radar)
FT	Fourier-Transformation oder Fourier-Transformierte
Fzp	Fahrzeugprotokoll, VISSIM Version 5.40
GKS	Globales Koordinatensystem
GO	engl. Geometrical Optics
GPL	GNU Public License
HF	Hochfrequenz
HIL	Hardware in the Loop
IFFT	engl. Inverse Fast Fourier Transformation
IFOC	engl. Interference Free Operation Constellations
ihert3d	engl. ih e ray-tracing 3d , Software zur Simulation der Wellenausbreitung in 3D des IHE
I/Q	In-Phase und Quadratur
JRC	engl. Joint Resarch Center of the European Commission, Ispra, Italy
Kfz	Kraftfahrzeug
LKS	Lokales Koordinatensystem
Lkw	Lastkraftwagen
LNA	engl. Low Noise Amplifier (Rauscharmer Verstärker)
LPD	engl. Lanes Per Driving Direction
LO	Lokaler Oszillator (engl. Local Oscillator)
LOS	engl. Line-Of-Sight
MAD	engl. Median Absolute Deviation
MATLAB	engl. MATrix LABoratory@Software der Firma <i>The Mathworks, Inc.</i>
Pkw	Personenkraftwagen
PRF	engl. Pulse Repetition Frequency (Pulswiederholffrequenz)
RCS	engl. Radar Cross Section (Radarrückstreuquerschnitt)

RFK	Radar-Funkkanal, Funkkanal zwischen einzelnen Sende- und Empfangsantennen der Radare desselben Fahrzeugs
RPR	Radarpennetrationsrate (engl. Radar Penetration Rate), Verhältnis von Anzahl Fahrzeuge mit Radar zu Anzahl aller Fahrzeuge
SFK	Stör-Funkkanal, Funkkanal zwischen Radaren verschiedener Fahrzeuge
SIMO	engl. Single Input Multiple Output
SIR	engl. Signal-to-Interference Ratio (Signal-zu-Stör-Verhältnis)
SISO	engl. Single Input Single Output
SNR	engl. Signal-to-Noise Ratio (Signal-zu-Rausch-Verhältnis)
SUMO	engl. Simulation of Urban MObility, Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt
TMC	engl. Target Masking Constellations
TSMD	engl. Target Self-Masking Distance
UTD	engl. Uniform geometrical Theory of Diffraction
VISSIM	Mikroskopische Verkehrsflusssimulation der Firma PTV AG
VCO	engl. Voltage-Controlled Oscillator (Spannungsgesteuerter Oszillator)

Lateinische Symbole

A	Amplitude der Übertragungsfunktion H , oder allgemeine Amplitude (ergibt sich aus direktem Kontext).
A_0	Maximale Magnitude im Durchlassbereich der Filterübertragungsfunktion.
A_I	Amplitude der Übertragungsfunktion H_I .
A_{TV}	Amplitude des Sendesignals des Radars.
A_{TI}	Amplitude des Sendesignals eines Störers.
B_{AAF}	Bandbreite des verwendeten AAF.
B_I	Insgesamt belegte Bandbreite des Störsignals.
B_{Puls}	Bandbreite eines Pulses.
B_V	Insgesamt belegte Bandbreite des Radarsignals.
B_X	Überlappung der Frequenzbänder von Nutz- und Störsignal.

$\underline{C}_{R\vartheta \Psi}$	Winkelabhängige Richtcharakteristik einer Empfangsantenne des Radars. Kann Polarisationsinformation tragen.
$\underline{C}_{RI\vartheta \Psi}$	Winkelabhängige Richtcharakteristik einer Empfangsantenne eines Störers. Kann Polarisationsinformation tragen.
$\underline{C}_{T\vartheta \Psi}$	Winkelabhängige Richtcharakteristik einer Sendeantenne des Radars. Kann Polarisationsinformation tragen.
$\underline{C}_{TI\vartheta \Psi}$	Winkelabhängige Richtcharakteristik einer Sendeantenne eines Störers. Kann Polarisationsinformation tragen.
D	Maximaler Durchmesser einer Antennenapertur.
D_{pol}	Entkopplung durch Polarisations-Diversität.
$\vec{e}_\vartheta, \vec{e}_\Psi, \vec{e}_r$	Basisvektoren im Kugelkoordinatensystem.
f	Allgemein Frequenz.
$f_{3\text{dB}}$	Grenzfrequenz eines Filters hin zu dessen Sperrbereich(en).
F_{AAF}	Rauschzahl des AAF.
f_\perp	Abstand von Bögen im Frequenzbereich ($1/\tau_\perp$).
f_0	Frequenz eines Trägers.
f_{BV}	Beat-Frequenz des Radars für dessen Nutzsignal.
f_{D}	Doppler-Frequenzverschiebung.
$f_{\text{D,max}}$	Maximale Doppler-Frequenzverschiebung.
f_{EI}	Endfrequenz der Frequenzrampe eines Störers.
f_{EV}	Endfrequenz der Frequenzrampe des Radars.
F_{LNA}	Rauschzahl des (rauscharmen) Empfangsverstärkers.
F_{M}	Rauschzahl des Mischers.
f_{mom}	Momentanfrequenz.
$f_{\text{mom,I}}$	Momentanfrequenz, hervorgerufen durch einen kohärenten Störer.
$f_{\text{mom},\sigma}$	Momentanfrequenz, hervorgerufen durch das Echo eines Ziels für FMCW-Radare.
f_{S}	Abtastrate oder Abtastfrequenz.
Δf_{S}	Differenz der linear zeitabhängigen Terme von LO- und empfangenem Störsignal.
f_{score}	Kombiniertes Bewertungsmaß für recall und precision.
f_{SI}	Startfrequenz der Frequenzrampe eines Störers.
f_{step}	Weite eines Frequenzsprungs.

f_{SV}	Startfrequenz der Frequenzrampe des Radars.
$f_{\ddot{u}}$	Frequenz, die den Übergangsbereich von Sperr- zu Durchlassbereich eines Filters kennzeichnet.
f_x	Schnittpunkt von Stör- und LO-Signal auf der Frequenzachse in der Frequenz-Zeit-Darstellung.
G_{LNA}	Gewinn des (rauscharmen) Empfangsverstärkers.
G_M	Gewinn des Mischers.
G_{SIR}	Gewinn eines Radars gegenüber inkohärenten Störquellen.
G_T	Sendeantennengewinn des Radars.
G_{TI}	Sendeantennengewinn eines Störers.
G_W	Gewinn eines FMCW-Radars gegenüber Störungen aufgrund der Fensterung vor einer FFT.
H	Übertragungsfunktion im Allgemeinen oder für den Signalweg eines Radars.
h_{Win}	Fensterfunktion.
h_{AAF}	Impulsantwort des AAF.
\underline{H}_{AAF}	Übertragungsfunktion des AAF.
\underline{H}_I	Allgemein Übertragungsfunktion für Störsignale.
\underline{H}_{inkoh}	Übertragungsfaktor für inkohärente Störung.
i	Abkürzung für Einfallswinkel (engl. angle of incidence).
j	Imaginäre Einheit.
k_0	Kreiswellenzahl $2\pi/\lambda_0$ im Vakuum.
N_{Bit}	Anzahl Bits eines ADC.
N_{SP}	Anzahl von im Mittel sichtbaren Streupunkten.
$N_{Stör,max}$	Maximale Anzahl von sichtbaren Störungen im Zeitsignal eines FMCW-Radars.
P_D	Grenze für die Detektierbarkeit eines nicht fluktuierenden Ziels.
P_{EIRP}	Sendeleistung eines Radars in Hauptstrahlrichtung, bezogen auf einen isotropen Kugelstrahler.
P_{IEIRP}	Sendeleistung eines Störers in Hauptstrahlrichtung, bezogen auf einen isotropen Kugelstrahler.
P_{int}	Wahrscheinlichkeit für das Auftreten einer Störung.
P_n	Rauschleistung im Empfänger nach der Prozessierung.

P_R	Empfangsleistung eines Radars am Empfangsantennenport für Nutzsignale.
P_{RI}	Empfangsleistung eines Radars am Empfangsantennenport für Störsignale.
\bar{P}_R	Inkohärent aufaddierte Empfangsleistungen durch Mehrwegepfade am Empfangsantennenport für Nutzsignale.
\bar{P}_{RI}	Inkohärent aufaddierte Empfangsleistungen durch Mehrwegepfade am Empfangsantennenport für Störsignale.
P_T	Sendeleistung des Radars am Sendeantennenport.
P_{TI}	Sendeleistung des Störers am Sendeantennenport.
R	Allgemein eine Distanz in m.
ΔR	Entfernungsauflösung in m.
R_σ	Distanz zu einem Ziel in m.
R_I	Distanz zu einem Störer in m.
R_{UA}	Eindeutigkeitsbereich (engl. unambiguous range).
s	Abkürzung für Ausfallswinkel (engl. scattering angle).
S_i	Teststatistik für den Hampel-Test.
SIR	Signal-zu-Interferenzverhältnis am Eingang des Radarempfängers.
SIR_0	Signal-zu-Interferenzverhältnis im Radarempfänger nach der Signalprozessierung (SIR im Bildbereich).
t_0	Kurzes Zeitintervall.
t_{dI}	Ideale Aufenthaltszeit einer Störung im Filter des Radars.
t_{dmod}	Zeitspanne, die für eine Modellierung im Zeitbereich mit reduzierter Abtastrate vorgesehen ist.
t_{Hampel}	Parameter für Entscheidung auf Basis des Hampel-Tests.
t_r	Anstiegszeit eines Filters, gemessen von 10% bis 90% an dessen Sprungantwort.
t_s	Abstand zwischen Abtastpunkten im Zeitbereich.
Δt_{SZ}	Abtastintervall eines zeitvarianten Szenarios.
t_{EI}	Endzeitpunkt einer Frequenzrampe eines Störers.
t_{EV}	Endzeitpunkt einer Frequenzrampe des Radars.
t_{SI}	Startzeitpunkt einer Frequenzrampe eines Störers.
t_{SV}	Startzeitpunkt einer Frequenzrampe des Radars.

t_x	Schnittpunkt von Stör- und LO-Signal auf der Zeitachse der Frequenz-Zeit-Darstellung.
T	Allgemein Rampendauer.
T_{Puls}	Dauer eines Pulses.
T_{Pause}	Pause zwischen zwei aufeinanderfolgenden Pulsen.
T_{Periode}	Dauer zwischen dem Beginn zweier Pulse.
$t_{p,V}$	Pausenspanne zwischen zwei Rampen eines FMCW-Radars.
$t_{p,I}$	Pausenspanne zwischen zwei Rampen eines FMCW-Störers.
T	Allgemein Dauer einer Frequenzrampe oder eines Zeitabschnitts.
T_V	Dauer des Sendesignals (i.d.R. einer Frequenzrampe) des Radars. Entspricht i.d.R. der kohärenten Prozessierungszeit.
T_I	Dauer des Sendesignals (i.d.R. einer Frequenzrampe) eines Störers.
Temp	Absolute Temperatur in Kelvin.
\underline{T}_{XX}	Komplexe Kanal-Übertragungsmatrix exklusive der Antennen für Nutzsignale. XX steht für die Polarisationskombinationen $\vartheta\vartheta$, $\vartheta\Psi$, $\Psi\vartheta$, $\Psi\Psi$.
$\underline{T}_{XX}^{\text{sim}}(f, t)$	Komplexe Kanal-Übertragungsmatrix exklusive der Antennen für Nutzsignale, wie sie vom Wellenausbreitungsprogramm ihert3d geliefert wird.
\underline{T}_{IXX}	Komplexe Kanal-Übertragungsmatrix exklusive der Antennen für Störsignale. XX steht für die Polarisationskombinationen $\vartheta\vartheta$, $\vartheta\Psi$, $\Psi\vartheta$, $\Psi\Psi$.
$\underline{T}_{IXX}^{\text{sim}}(f, t)$	Komplexe Kanal-Übertragungsmatrix exklusive der Antennen für Störsignale, wie sie vom Wellenausbreitungsprogramm ihert3d geliefert wird.
$\underline{T}_{\text{RADAR}}$	Übertragungsfaktor für Radarkanäle auf Basis von ihert3d exklusive Antennen.
\underline{U}_R	Komplexe Empfangsspannung am Antennenport des Radars für das Nutzsignal.
\underline{U}_{RI}	Komplexe Empfangsspannung am Antennenport des Radars für das Störsignal.
\underline{U}_T	Komplexe Sendespannung am Antennenport des Radars.

U_{TI}	Komplexe Sendespannung am Antennenport eines Störers.
V_{AAF}	Verstärkungsfaktor im Durchlassbereich des AAF.
V_{pMax}	Maximale Eingangsspannung des ADC (0 zu Spitze).
V_C	Dämpfung eines Ausbreitungspfads für ein Nutzsinal.
V_{CI}	Dämpfung eines Ausbreitungspfads für ein Störsignal.
V_{FE}	Gesamte Verstärkung aus Verbund von LNA und Mischer.
v_r	Relative Geschwindigkeit zu einem Ziel. Sie ist positiv, falls sich ein Ziel dem Radar nähert.
\hat{x}_I	Maximale Höhe einer Störung im Zeitbereich. Der Index kann die Abkürzung einer Modulationsform tragen.
X_I	Fourier-Transformierte des digitalisierten Störsignals.
\hat{X}_I	Maximum aus X_I .
$x_{I,RMS}^2$	Mittlere Störleistung im Zeitbereich.
x_{IFVI}	Nutz- und Störsignal am Ausgang des AAF im Zeitbereich.
X_{IFVI}	Nutz- und Störsignal am Ausgang des AAF im Frequenzbereich.
x_{IFI}	Störsignal am Ausgang des AAF im Zeitbereich.
X_{IFI}	Störsignal am Ausgang des AAF im Frequenzbereich.
x_{IFV}	Nutzsignal am Ausgang des AAF im Zeitbereich.
X_{IFV}	Nutzsignal am Ausgang des AAF im Frequenzbereich.
\tilde{x}_{TV}	Sendesignal direkt vor Aufteilung in Sende und Empfangszweig.
x_{LNAI}	Störsignal am HF-Eingang des Mixers.
x_{LNAV}	Nutzsignal am HF-Eingang des Mixers.
x_{LO}	In den Mischer-LO-Eingang eingespeistes Zeitsignal.
x_{MI}	Ideales Störsignal am Mischeraustrag.
\dot{x}_{MI}	Unteres Mischprodukt für ein empfangenes Störsignal.
\dot{x}_{MI}^I	I/Q-Mischerangangs-signal (unteres Mischprodukt) für das Störsignal.
\dot{X}_{MI}	Fourier-Transformierte von \dot{x}_{MI} .
x_{MV}	Ideales Nutzsinal am Mischeraustrag.
\dot{x}_{MV}	Unteres Mischprodukt für empfangenes Nutzsinal.
\dot{x}_{MV}	Oberes Mischprodukt für empfangenes Nutzsinal.
$x_n(t)$	Zeitsignal bestehend aus thermischem und/oder Quantisierungsrauschen.

$X_n(f)$	Spektrum von thermischem und/oder Quantisierungsrauschen.
x_{MV}^{IQ}	I/Q-Mischer Ausgangssignal (unteres Mischprodukt) für das Nutzsignal.
x_{RI}	Vom Radar empfangenes Störsignal, angegeben am Empfangsantennenport.
x_{RV}	Vom Radar empfangenes Nutzsignal, angegeben am Empfangsantennenport.
x_{TI}	Vom Störer in dessen Sendeantenne eingespeistes Zeitsignal.
x_{TV}	Vom Radar in dessen Sendeantenne eingespeistes Zeitsignal.
x_{TV}°	Signal, das als Mischer LO-Signal vorbereitet wird.
X_V	Fourier-Transformierte des digitalisierten Nutzsignals.
x_{winI}	Digitalisiertes Störsignal nach Fensterung.
x_{winV}	Digitalisiertes Nutzsignal nach Fensterung.
\underline{Z}_{AR}	Port-Impedanz Empfangsantenne in Ohm.
\underline{Z}_{AT}	Port-Impedanz Sendeantenne in Ohm.

Griechische Symbole

Λ_{koh}	Maß für den benötigten Dynamikbereich bei Empfang von kohärenten Störungen.
Λ_{inkoh}	Maß für den benötigten Dynamikbereich bei Empfang von inkohärenten Störungen.
ϵ_r	Relative Permittivität.
ζ_I	Argument in unterem Mischprodukt des Störsignals in Kurzschreibweise.
ζ_V	Argument in unterem Mischprodukt des Nutzsignals in Kurzschreibweise.
ϑ	Elevationswinkel im Kugelkoordinatensystem und Kennzeichnung für vertikale Polarisation (z.B. als Index von \underline{C} , \underline{T} oder $\underline{\sigma}$).
λ_0	Wellenlänge (i.d.R. der Mittenfrequenz) in m.
μ_I	Frequenzsteilheit des Störsignals in Hz/s.
μ_V	Frequenzsteilheit des Nutzsignals in Hz/s.

$\Delta\mu$	Differenz der Frequenzsteilheiten von Stör- und LO-Signal in Hz/s. Kann Index zur näheren Beschreibung tragen, i.d.R. die Bezeichnung zweier Signale, für welche die Steigungsdifferenz in Hz/s gebildet wird (z.B. CSvsFMCW und CWvsFMCW)
ξ	RCS in $m \cdot V/V$.
$\sigma, \underline{\sigma}$	RCS in m^2 , ggf. komplex.
σ_{eff}	Effektives, mittleres RCS je Streupunkt bei gleichmäßiger Verteilung des gesamten RCS auf N_{SP} Streupunkte.
σ_{XX}	RCS in m^2 mit Polarisationsinformation.
τ	Allgemeine Zeitverzögerung in Sekunden, bzw. Zeitverzögerung für einen Ausbreitungspfad des Radars.
τ_{imp}	Relevanteste Länge einer Impulsantwort (Zeit bis Impulsantwort auf geringen Bruchteil der maximalen Amplitude gefallen ist).
τ_{\perp}	Abstand von Störimpulsen im Zeitbereich.
$\tau_{\perp, \text{Puls}}$	Abstand von Störimpulsen im Zeitbereich für Puls-Störer.
τ_c	$1/\sqrt{\Delta\mu}$.
τ_I	Zeitverzögerung für einen Ausbreitungspfad von Störer zu Radar.
τ_{imp}	Dauer der Filterimpulsantwort.
$\overline{\omega}$	Rauhigkeit als Standardabweichung einer Oberfläche.
$\phi(t)$	Zeitabhängiges Argument einer Sinus-, Kosinus-, oder komplexen Exponentialfunktion.
φ	Phase der Übertragungsfunktion \underline{H} .
φ_{BV}	Phasenterm des Nutzsignals im Mischerausgangssignal.
φ_{C}	Phasenverschiebung eines Ausbreitungspfades für ein Nutzsignal.
φ_I	Phase der Übertragungsfunktion \underline{H}_I .
φ_{SV}	Initiale Phase des Nutzsignals des Radars.
φ_{SI}	Initiale Phase eines Störsignals.
φ_{LO}	Initiale Phase des Mischer LO-Eingangssignals.
$\Delta\varphi$	Zeitunabhängige Differenzphase von Stör- und LO-Signal nach Mischung.
Ψ	Azimutwinkel in Kugelkoordinaten und Kennzeichnung für horizontale Polarisation (z.B. als Index von \underline{C} , \underline{T} oder $\underline{\sigma}$).

$\Omega_{i=s}$	Identischer Ein- und Ausfallswinkel eines Ausbreitungspfads im Kugelkoordinatensystem für einen Streupunkt bzw. ein Ziel mit einem RCS von $\underline{\sigma}$.
Ω_R	Einfallswinkel eines Ausbreitungspfads im Kugelkoordinatensystem für eine Antenne des Radars.
Ω_{RI}	Einfallswinkel eines Ausbreitungspfads im Kugelkoordinatensystem für eine Antenne eines Störers.
Ω_T	Ausfallswinkel eines Ausbreitungspfads im Kugelkoordinatensystem für eine Antenne des Radars.
Υ	Verhältnis von $\sqrt{\Delta\mu}$ zur Grenzfrequenz des Tiefpassabschnitts eines AAF.
Ω_{TI}	Ausfallswinkel eines Ausbreitungspfads im Kugelkoordinatensystem für eine Antenne eines Störers.

Konstanten

c_0	Lichtgeschwindigkeit, 299792458 m/s.
k_B	Boltzmann Konstante, 1,3806485279E-23 J/K.
π	3,14159265359.

Zählvariablen

$i, b, n,$ m, p, k	Zählen von Ausbreitungspfaden, Störquellen, Abtastpunkten im Zeitbereich, Indizes im Frequenzbereich. Dient allgemein als ein Faktor oder repräsentieren Exponenten.
-------------------------	--

1 Einleitung

Kfz-Radare liefern Messdaten als Entscheidungsgrundlage für Fahrerassistenzsysteme, welche aktiv in die Fahrdynamik eingreifen. Beispiele solcher, die Sicherheit eines Fahrzeugs beeinflussender Systeme sind die adaptive Geschwindigkeitsregelung ACC¹ [Bel82], sowie Kollisionsschutzsysteme CAS² [Win12]. Diese Systeme profitieren von der Robustheit des Radars gegenüber Witterungsbedingungen, wie Regen, Nebel [HHR95], oder der Sonneneinstrahlung. Weiter kann ein Radar den Doppler-Effekt nutzen, um die relative Geschwindigkeit von Objekten zu messen, was es von derzeit eingesetzten Infrarot-Lasern und Kameras abhebt. Auch die Stückpreise für Radare fallen, denn die Entwicklung geht konsequent in Richtung hochintegrierter Systemkonzepte [HTS⁺12, BWMS13, KICR13, BL15]. Radar ist somit eine Schlüsselkomponente für die Realisierung eines massenmarkttauglichen autonomen Fahrens.

Im Gegensatz zur Kamera sind Infrarot-Laser und Radar bei Nacht *und* Tag auf das aktive Aussenden eigener Signale angewiesen. Steigt die Anzahl dieser aktiven Sensoren auf der Straße, so kommt es zur Mehrfachbelegung des Spektrums, was zu unerwünschten Interferenzeffekten führen kann. Als direkte Folge davon kann die Empfindlichkeit von Empfängern leiden [OR05, Bro07]. Das ist einer der Gründe, weswegen das Spektrum von Behörden reguliert wird. In Deutschland übernimmt diese Regulierung die Bundesnetzagentur, auch auf Beschlüsse der ETSI³ hin [Bunb, Buna, Bunc]. Regulatorische Details und Messvorschriften zur Prüfung von Radaren auf Konformität sind in Dokumenten der ETSI beschrieben, für die 24 GHz Bänder [ETS12a, ETS12b, ETS13a, ETS13b], für das 77 GHz Band [ETS14a, ETS14b] sowie für das 79 GHz Band [ETS09a, ETS09b]. Frequenzbänder werden üblicherweise in Zusammenarbeit von Industrie und Behörden entwickelt und festgelegt, was am Beispiel des 79 GHz Pro-

¹ engl. Adaptive Cruise Control

² engl. Collision Avoidance System

³ engl. European Telecommunications Standards Institute (<http://www.etsi.org/>)

jekts der Europäischen Kommission verfolgt werden kann [GK13]. Die wichtigsten Eckdaten der Frequenzregulierung in Deutschland sind in Tabelle 1.1 zusammengestellt.

Tabelle 1.1: Übersicht zur Frequenzregulierung für Kfz-Radare in Deutschland. Für das schmalbandige 24 GHz Band gilt ergänzend, dass dieselbe Frequenz maximal zu 10 % der Sendedauer aktiv sein darf, falls die Spitzenleistung größer als -10 dBm EIRP ist.

Regulierung für schmalbandige Signale			
Regulierung	Frequenzbereich in GHz	Maximale mittlere Leistungsdichte in dBm/MHz (EIRP)	Maximale Spitzenleistung in dBm (EIRP)
79 GHz	77-81	-3	55
77 GHz	76-77		55
24 GHz	24,05-24,25		20
Regulierung für UWB-Signale			
Einbau-datum	Frequenzbereich in GHz	Maximale mittlere Leistungsdichte in dBm/MHz (EIRP)	Maximale Spitzenleistung in dBm/50 MHz
Einbau bis 30.06.2013	21,65 - 22,00	-61,3	0
	22,00 - 26,65	-41,3	0
Einbau ab 01.07.2013	24,25 - 26,65	-41,3	0

Die mit diesen Frequenzbändern realisierten Funktionen sind in Abb. 1.1 illustriert. Das 77 GHz Band ist für Radare mit hoher Reichweite prädestiniert. Aufgrund der stärker limitierten Sendeleistung in den 24 und 79 GHz Bändern sind diese für Radare mit kurzer bis mittlerer Reichweite geeignet. Auf Basis der aktuellen Regulierung könnten in Deutschland bis zu 100 % der Fahrzeuge mit 77 und 79 GHz Radaren ausgestattet werden. Diese Ausstattungsrate von 100 % ist absehbar, was ein Geschäftsbericht der Infineon Technologies AG, als Stellvertreter systemrelevanter Chiphersteller, deutlich macht [Inf14]. Dort wird auf Basis von Erfahrungswerten aus erster Hand von einem jährlichen Zuwachs an Radarsensoren zur Abstandswarnung von 40 % ausgegangen. Auch Marktstudien weisen auf einen konsequenten Anstieg der Radarausstattungsrate hin [KMFA10, Gra15, Ind15].

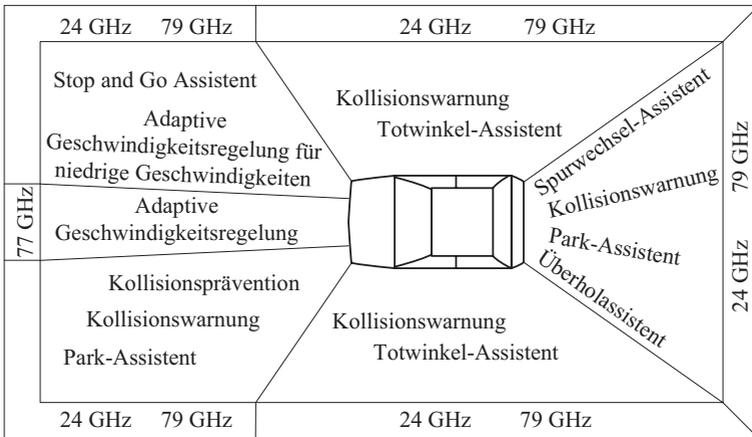


Abb. 1.1: Auf Radar basierende Fahrerassistenzfunktionen. Die Automobilhersteller benennen ihre Fahrerassistenzfunktion individuell, auf die Einführung von Abkürzungen wird an dieser Stelle deshalb verzichtet.

Interferenz zwischen Radarsensoren wird somit künftig die Regel sein, und jeder Hersteller wird eine zu definierende Störtoleranz seiner Sensoren belegen müssen, sei es gegenüber einer Zulassungsstelle oder gegenüber dem Automobilhersteller.

Um eine hohe Störtoleranz zu erreichen, werden Interferenz-Gegenmaßnahmen unverzichtbarer Bestandteil jedes Radarsystems sein, deren Entwicklung durch geeignete Softwarewerkzeuge unterstützt werden muss. Es gibt derzeit verschiedene Firmen, welche die virtuelle Erprobung von Fahrerassistenzsystemen unter Einbezug notwendiger Peripherie und der Emulation einer Fahrzeugumgebung durch sogenannte HIL⁴-Tests erlauben (z.B. [IPG14, dSP]). Damit können bereits Fahrmanöver zum Test von Systemen wie dem ESP⁵ oder dem ACC durchgeführt werden.

Während für das ESP interne Informationen wie Lenkwinkel, Querbeschleunigung und Gierrate ausreichen, um die Funktionalität zu gewährleisten, ist das ACC, wie sämtliche andere auf Radarsystemen basierende Fahrerassistenzfunktionen, auf Informationen über das Umfeld angewiesen. Diese Informationen können in Form von zuvor aufgezeichneten Sensordaten situationsabhängig ein-

⁴ Hardware in the Loop

⁵ Elektronisches Stabilitätsprogramm

gespielt werden, was eine Erprobung der Systeme in Echtzeit erlaubt. Alternativ kann der Radar-Funkkanal modelliert werden [Bud11], um diesen im Rahmen von Systemsimulationen zur Untersuchung spezieller Aspekte eines einzelnen Radarsystems zu verwenden [DWK⁺10]. Letztere Simulation wurde zur Untersuchung von nichtlinearen Bauelementen sowie Antennen in Kfz⁶-Radaren verwendet [DKWF11, DNK⁺12]. Zwar ist die zuletzt genannte Lösung noch nicht echtzeitfähig, jedoch wird die Entwicklung entsprechender Simulatoren von Wirtschaft und Forschung forciert.

Diese Idee ist nicht gänzlich neu. Es ist zudem davon auszugehen, dass praktisch alle Radar-Zulieferer ähnliche Simulationssoftware bereits entwickelt haben und ständig verbessern.

Jedoch ist letztere darauf zugeschnitten, ein einzelnes mit Radar ausgestattetes Fahrzeug zu berücksichtigen. Ein ähnliches Werkzeug für die virtuelle Erprobung von Radarsystemen in einer Mehr-Nutzer Umgebung zur Beantwortung von Fragestellungen bezüglich Radar-Interferenz existiert jedoch bislang nicht.

1.1 Ziele der Arbeit

Ziel dieser Arbeit ist es, das Störpotential in typischen Verkehrsszenarien, wie Autobahnfahrten oder innerstädtischen Fahrten, abschätzbar zu machen. Damit sollen speziell auch Szenarien virtuell untersuchbar sein, die derzeit wegen einer noch zu niedrigen RPR⁷ schlicht nicht existent sind. Dies sind beispielsweise Fahrten auf Straßen, bei denen im schlimmsten Fall alle Fahrzeuge mit Radar ausgestattet sind.

Weiter gilt es, Kfz-Radarsysteme teil- und vollautomatisiert auf deren Störfestigkeit hin testbar zu machen. Darüber hinaus sollen Lösungen aufgezeigt und bewertet werden, wie Interferenzeffekte zwischen Kfz-Radaren reduziert werden können.

⁶ Kraftfahrzeug

⁷ Radarpenetrationsrate (engl. Radar Penetration Rate), Verhältnis von Anzahl Fahrzeuge mit Radar zu Anzahl aller Fahrzeuge

1.2 Lösungsansatz

Um das Störpotential von Verkehrsszenarien abschätzbar und die Störresistenz eines kompletten Radarsensors im virtuellen Betrieb testbar zu machen, bietet sich die Konzeption eines neuartigen Mehr-Nutzer Kfz-Radarsimulators an. Der grundlegende Ansatz ist in Abb. 1.2 skizziert. Auch ist dort die Zugehörigkeit einzelner Bestandteile des Simulators zu den Kapiteln kenntlich gemacht.

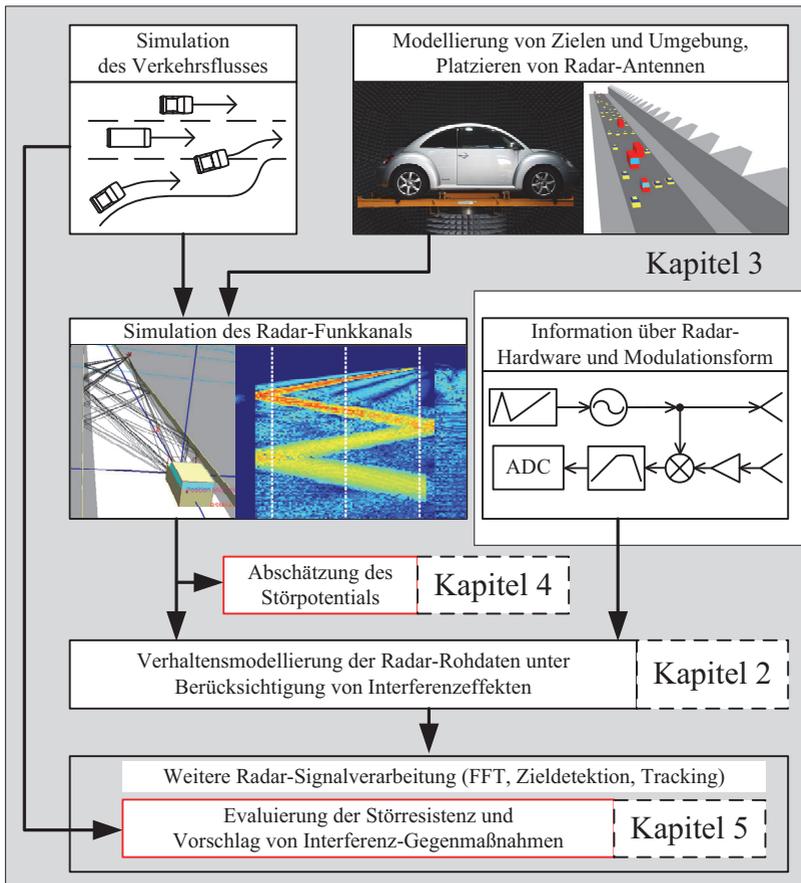


Abb. 1.2: Skizzierung des grundlegenden Konzepts des Mehr-Nutzer Radarsimulators. Kenntlich gemacht ist auch die Aufteilung auf die einzelnen Kapitel der Arbeit.

Inhaltlich gliedert sich die vorliegende Arbeit folgendermaßen. Kapitel 2 nimmt sich der Untersuchung von Interferenzeffekten zwischen linear frequenzmodulierten Signalen an. Während sich der Radar-Interferenz auf Signalebene bereits in [GBM10, Gop11, FGBD11, FBBM13], und vom Autor selbst in [SHM⁺14] angenommen wurde, wird in dieser Arbeit systematisch auf den Einfluss der Signalparameter, sowie auf den Einfluss der grundlegenden analogen und digitalen Radarbasisbandsignalverarbeitung eingegangen. Ein Ergebnis davon ist die ressourcenschonende Modellierung von Nutz- und Störsignalen in einem klassischen FMCW-Radar. In Kapitel 3 wird der Mehr-Nutzer Kfz-Radarsimulator konzipiert, wobei das entwickelte Signalmodell, ein deterministisches Verkehrsflussmodell sowie ein Funkkanalsimulator miteinander verkoppelt werden. Weiter werden RCS-Messdaten in das Simulationsmodell integriert. Dies sind deutliche Vorteile im Vergleich zur Modellierung in [His95], wo der Verkehrsfluss rein statistisch modelliert, und auf eine deterministische Simulation des Funkkanals verzichtet wurde. Im Vergleich zu neuesten statistischen Modellen ([BTJ13]) bietet der hier vorgestellte Simulator die Möglichkeit einer deterministischen Systemsimulation. In Kapitel 4 wird der entwickelte Simulator verwendet, um die von einem Radar empfangene Störleistung in Abhängigkeit von messbaren Parametern wie Fahrzeug-Zuflussrate, Spuranzahl sowie Geschwindigkeit abzuschätzen. Die empfangene Störleistung wird dabei als ein Maß für das Störpotential angesehen. Auch wird der Einfluss von Tunnels und Kreuzungen auf das Störpotential abgeschätzt. In Kapitel 5 wird der entwickelte Simulator eingesetzt, um die Auswirkung von Radar-Interferenz auf die Detektion von Zielen in ausgesuchten Verkehrssituationen zu untersuchen. Die Simulation erlaubt dabei auch die Analyse der Störresistenz eines kompletten Radarsystems. Durch den Vergleich von Simulation mit und ohne Störsignalen ist es möglich, Methoden zur Detektion und Unterdrückung von Interferenzeffekten zu entwickeln und zu parametrisieren. Es werden verschiedene Methoden auf deren Eignung hin untersucht und deren gemeinsamer, abgestimmter Einsatz vorgeschlagen.

2 Systemmodell und Interferenzeffekte

In diesem Kapitel werden die wichtigsten Effekte diskutiert, welche durch den unerwünschten Empfang fremder Radarsignale in einem FMCW¹-Radar hervorgerufen werden. Als Grundlage dieser Diskussion dient das Modell eines einkanaligen FMCW-Radars, wie es in Abb. 2.1 skizziert ist. Die Untersuchungen in dieser Arbeit konzentrieren sich auf FMCW-Radare, da im Kfz fast ausschließlich dieses Modulationsverfahren zum Einsatz kommt.

Bevor mit der Diskussion in Unterkapiteln im Detail begonnen wird, soll mit Hilfe der Skizze zunächst ein grundlegendes Verständnis der Problematik erreicht werden. Dazu wird die Funktionsweise des FMCW-Radars grob rekapituliert, um im Anschluss die wichtigsten Störeffekte entlang der Empfangskette zu umreißen. Weiter werden die für diese Arbeit wichtigsten Typen von Radar-Störsignalen vorgestellt und es werden Begrifflichkeiten eingeführt.

Abb. 2.1 enthält die für die Darstellungen in diesem Kapitel relevanten Kernelemente eines einkanaligen FMCW-Radars. In frequenzmodulierten Radaren wird in aller Regel ein VCO², entsprechend der gewünschten Signalform, durch einen Digital-Analog-Wandler, oder unter Einsatz einer Phasenregelschleife, moduliert. Im Idealfall lässt sich so ein exakt definiertes Chirp-Signal erstellen, das sich, im Falle eines klassischen FMCW-Radars, durch einen linearen Verlauf der Frequenz über der Zeit auszeichnet. Dieses Signal wird über einen Kopppler zur Sendeantenne geführt, von der es in den Funkkanal abgestrahlt und von der Empfangsantenne des Radars anschließend aufgenommen wird. Das Empfangssignal wird mittels LNA³ (optional mit variabler Verstärkung) möglichst

¹ engl. Frequency Modulated Continuous Wave (Radar) (Frequenzmoduliertes Dauerstrich(radar))

² engl. Voltage-Controlled Oscillator (Spannungsgesteuerter Oszillator)

³ engl. Low Noise Amplifier (Rauscharmer Verstärker)

rauscharm vorverstärkt und mit dem ursprünglichen, ausgekoppelten Sendesignal gemischt.

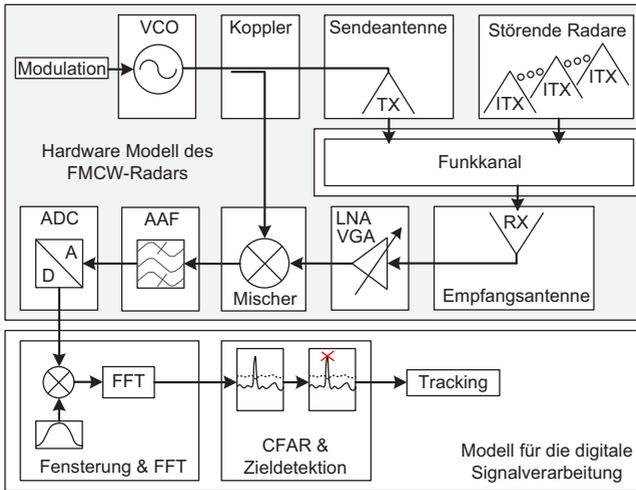


Abb. 2.1: Modell eines gestörten, einkanaligen FMCW-Radars.

Dabei ergibt sich ein Ausgangssignal nach dem Mischer, das die Informationen über Zeitverzögerungen und Doppler-Verschiebungen im Kanal als niederfrequente Differenzfrequenzen enthält. Das darauf folgende AAF⁴ übernimmt zwei Aufgaben als Vorbereitung zur Analog-Digital-Wandlung. Zum Einen entfernt es durch seinen Tiefpass-Charakter die höherfrequenten Mischprodukte bei etwa der doppelten Trägerfrequenz (oft sind diese jedoch bereits durch die beschränkte Bandbreite der HF⁵-Komponenten stark gedämpft). Andererseits ist es meist als Bandpass ausgelegt, um durch zusätzliche Hochpass-Eigenschaften den Dynamikbereich des folgenden ADC⁶ besser auszunutzen zu können. Das wird realisiert, indem der Hochpass gerade die Entfernungsabhängigkeit der Radargleichung ausgleicht. So erscheint ein Ziel mit konstantem RCS⁷ über den gesamten relevanten Entfernungsbereich mit derselben Amplitude im Signal (Relativgeschwindigkeit 0 vorausgesetzt). Ist das Signal digitalisiert, so wird es

⁴ engl. Anti-Aliasing Filter

⁵ Hochfrequenz

⁶ engl. Analog-Digital-Converter (Analog-Digital-Wandler)

⁷ engl. Radar Cross Section (Radarrückstreuquerschnitt)

einer Vorverarbeitung unterzogen und anschliessend mittels FFT⁸ in den Frequenzbereich überführt. In der Regel besteht die Vorverarbeitung im Verwerfen der Abtastwerte, in denen noch Einschwingvorgänge des AAF zu erkennen sind, sowie in einer Fensterung des Signals, um eine Kontrolle über Auflösung und Dynamikbereich im Spektrum zu erreichen. Im Frequenzbereich können nun Ziele erkannt werden, wobei hier CFAR⁹-Schwellen bzw. adaptive Entscheidungsschwellen zur Unterscheidung zwischen Rauschen/Clutter/Störung und möglichen Zielen verwendet werden. Diese Ziele werden an einen Tracker übergeben, der das System robust gegenüber Messrauschen machen soll.

Empfangene Störsignale, als Bestandteil des Empfangssignals, durchlaufen die Signalverarbeitungskette aus Abb. 2.1 ebenso wie das Nutzsignal. Allerdings erfahren Störsignale in einem Kanal, frei von Mehrwegeausbreitung, eine dem üblichen Pfadverlust entsprechende Dämpfung $\propto R^2$. Für Nutzsignale muss hingegen mit einer Dämpfung $\propto R^4$ gerechnet werden, was auf der Annahme einer sich ausbreitenden Kugelwelle nach der Streuung an einem Ziel basiert. Die Leistung von Störsignalen kann am Eingang des HF-Frontends somit deutlich höher ausfallen, als dies für Nutzsignale der Fall ist. Damit stellt sich die Frage, ob das HF-Frontend, bestehend aus (möglicherweise variablem) LNA und Mischer, durch die anliegende Eingangsleistung in die Kompression oder Sättigung getrieben werden kann. Dies würde zur Erzeugung zusätzlicher Frequenzanteile im Signal und Informationsverlust führen.

Nach dem LNA folgt der Mischvorgang. Durch die Mischung werden Differenzfrequenzen aus LO- und Empfangssignal erzeugt. Letzteres ist die Summe aus Nutz- und Störsignal. Verfügt ein Störsignal über andere Chirp-Parameter als das Nutzsignal des Radars, so ergibt sich nach der Mischung wiederum ein neuer Chirp. Die Parameter dieses neuen Chirps ergeben sich aus der Differenz der ursprünglichen Chirp-Parameter von Nutz- und Störsignal. In Abb. 2.2 ist dieses Prinzip für eine CW¹⁰-Störungen skizziert.

Sind die Chirp-Parameter von Nutz- und Störsignal ausreichend verschieden, so zwingt das AAF der Störung weiterhin ein Puls-Pause Verhältnis auf, was zu deren zeitlicher Einschränkung führt. Dieser Effekt ist ebenfalls in Abb. 2.2 erkennbar. Die Impulsantwort des AAF beeinflusst dabei maßgeblich die Form der

⁸ engl. Fast Fourier Transformation (Schnelle Fouriertransformation)

⁹ engl. Constant False Alarm Rate

¹⁰ engl. Continuous Wave (Radar) (Dauerstrich(radar))

Störung im Zeitbereich. Falls kein (idealer) I/Q ¹¹-Empfänger verwendet wird, ist die das Spektrum der Störung außerdem stark von der relativen Phasenlage aus Nutz- und Störersignal abhängig. Diese beeinflusst die Höhe und Form des Störimpulses.

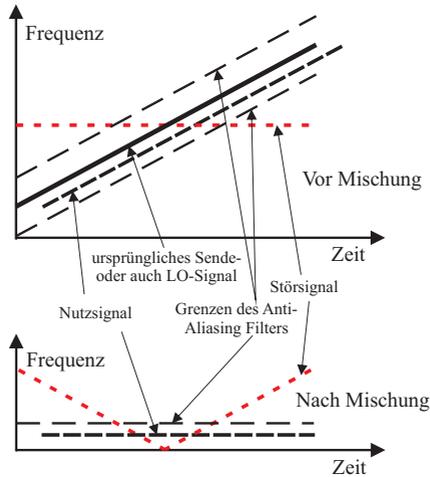


Abb. 2.2: Die obere Grafik zeigt die Lage der Signale vor der Mischung, die untere Grafik zeigt die Lage der Signale nach der Mischung. Die oberen Mischprodukte sind hier nicht eingezeichnet und spielen spätestens nach der Filterung durch das AAF keine Rolle mehr. Zu erkennen ist, dass das AAF die Sichtbarkeit von Störungen zeitlich einschränken kann, falls diese Störungen eine vom Nutzsignal ausreichend verschiedene Rampensteilheit (in Hz/s) haben. Nutzsignale hingegen sind hoch-kohärent zu dem für die Mischung genutzten LO-Signal und werden hauptsächlich auf eine einzelne Frequenz abgebildet.

Nach der analogen Filterung ist das Signal bereit für die Abtastung durch den A/D-Wandler. Wie bei einem HF-Frontend können auch bei ADCs Sättigungseffekte auftreten, was als Clipping bezeichnet wird. Im Falle zeitlich stark begrenzter Störungen kann Clipping vorteilhaft sein, vorausgesetzt die Amplitude der Störung ist deutlich höher als die des Nutzsignals. Die Störleistung wird nach oben hin beschränkt und durch das Clipping weiß bis farbig im Spektrum verteilt, während für das sonstige Nutzsignal die Vollaussteuerung des ADC angestrebt werden kann. Dagegen schränken zeitlich simultan und verteilt auftretende Störungen die Flexibilität bei der Verstärkungsanpassung deutlicher ein.

¹¹ In-Phase und Quadratur

Die Fensterung vor der FFT bewirkt eine zeitabhängige Dämpfung des Empfangssignals, wobei die Leistung zeitlich stark beschränkter Störungen direkt mit der entsprechenden Momentanleistung des Fensters skaliert. Alle bisher genannten Effekte haben Einfluss auf das sich zeitlich schnell ändernde, deterministische, farbige Störpektrum, auf dessen Basis Ziele detektiert werden müssen. Es folgen vier Beispiele von typischen Störungen (CW-Störung, FSK¹²-Störung, FMCW-Störung und CS¹³-Störung) in Zeit und Frequenzbereich für ein FMCW-Radar zwecks erster Veranschaulichung (siehe Abb. 2.4 bis Abb. 2.7). Sie wurden mit einem Störgenerator aus dem MOSARIM-Projekt erzeugt [MK12, TFW⁺12]. Die Störeffekte werden mit dem in dieser Arbeit genutzten FMCW-Experimentalradar gemessen (siehe Abschnitt A.4). In den Grafiken sind jeweils alle 8 Empfangskanäle in verschiedenen Farben gezeichnet. Die Signalparameter des gestörten FMCW-Radars und der Störsignale sind in Tabelle 2.1 zusammengefasst. Die idealisierten Spektrogramme sind in Abb. 2.3 gezeigt, wobei das LO-Signal des FMCW-Radars grün, und die der Störer rot gezeichnet sind. Ebenfalls ist der Messaufbau skizziert. Die Sendeleistung des Störers ist etwa 17 dBm EIRP¹⁴ (Abschnitt A.2). Für eine nähere Beschreibung der Auswerteverfahren von CW-, FSK-, FMCW- und CS-Signalformen sei auf [Win12], [GDMP12], [RSH10], [RMHS12] verwiesen.

Tabelle 2.1: Signalparameter für Radarsignal und Störquellen.

Typ	Startfrequenz (f_{SI})	Stopfrequenz (f_{EI})	Dauer von Frequenzrampe oder Frequenzschritt
FMCW-Radar, Wird gestört.	23,99 GHz	24,26 GHz	2,5 ms ständig wiederholt.
CW-Störer	24,11 GHz	24,11 GHz	sendet dauerhaft.
FSK-Störer	24,11 GHz	24,114 GHz	4 CW Schritte je 15 μ s, ständig wiederholt.
FMCW-Störer mit kurzer Dauer	24,055 GHz 24,245 GHz	24,245 GHz 24,055 GHz	250 μ s und 250 μ s, ständig wiederholt.
CS-Störer	24,055 GHz	24,245 GHz	40 μ s, ständig wiederholt.

¹² engl. Frequency Shift Keying (Radar)

¹³ engl. Chirp Sequence (Radar)

¹⁴ engl. Equivalent Isotropically Radiated Power (Äquivalente isotrope Strahlungsleistung)

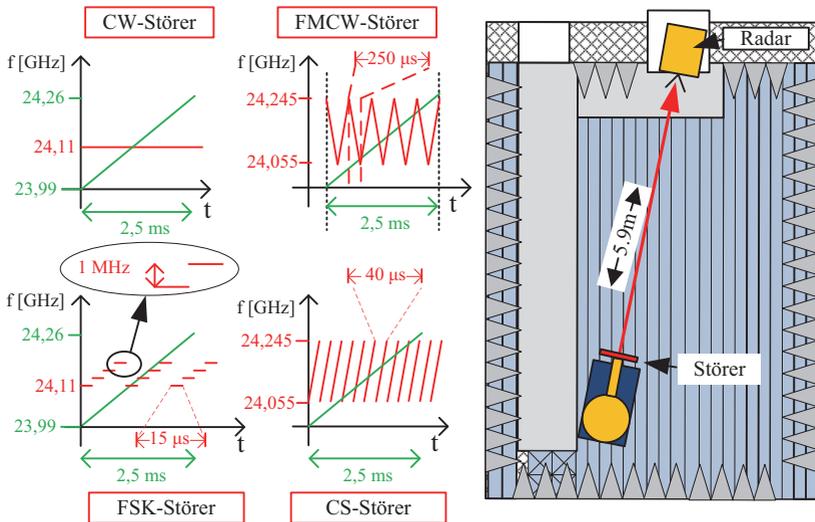


Abb. 2.3: Spektrogramme von Störungen. Die Messungen wurden in einer Absorberkammer für eine Distanz von ca. 6 m von Radar zu Störer durchgeführt. Grün beschreibt das Nutzsignal (FMCW), Rot beschreibt die Störsignale.

Während bei der CW-Störung ein einzelner Störimpuls im Zeitbereich zu erkennen ist, treten für die FSK-Störung mehrere Störimpulse in sehr kurzem zeitlichen Abstand auf. Entsprechend sind auch die Spektren unterschiedlich.

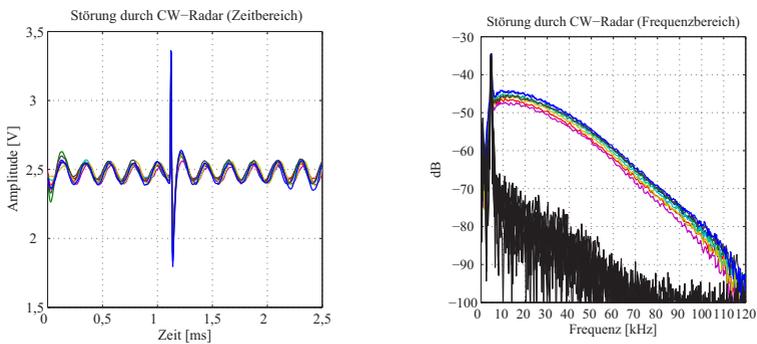


Abb. 2.4: Beispiel einer gemessenen CW-Störung. In Abb. 2.4 bis Abb. 2.7 werden die acht Empfangskanäle des Experimentalradars in acht verschiedenen Farben dargestellt.

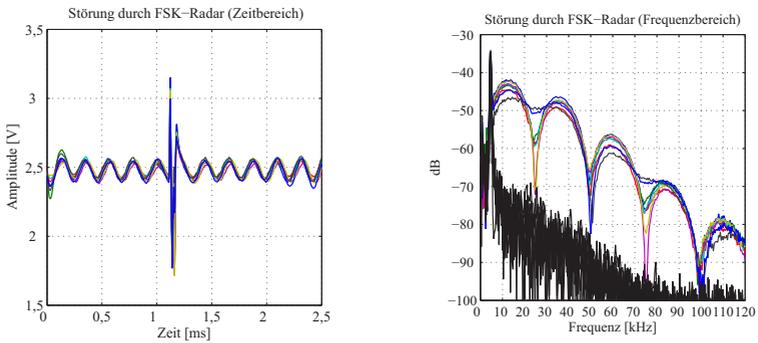


Abb. 2.5: Beispiel einer gemessenen FSK-Störung.

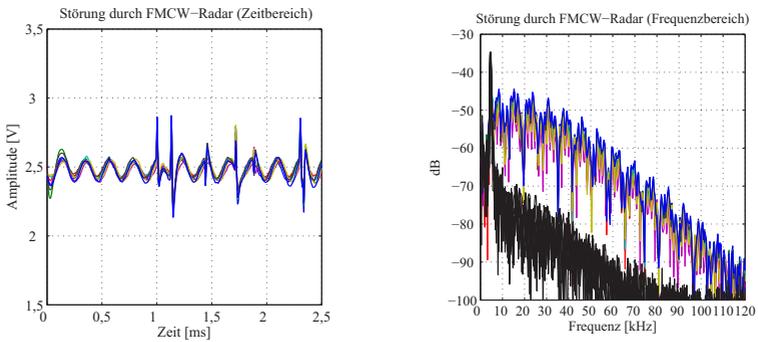


Abb. 2.6: Beispiel einer gemessenen FMCW-Störung.

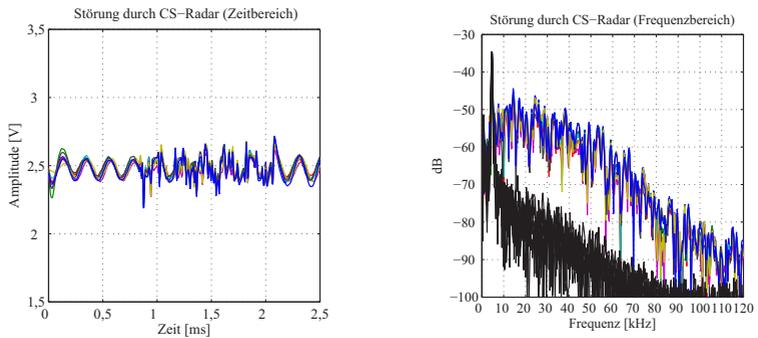


Abb. 2.7: Beispiel einer gemessenen CS-Störung.

Während das Spektrum für die empfangene CW-Störung sehr gleichmäßig ist (und wie später gezeigt wird, der Fourier-Transformierten der Impulsantwort des Empfangsfilters bzw. des AAF entspricht), kann es für eine FSK-Störung ausgeprägte Bögen aufweisen. Die FMCW-Störung in Abb. 2.6 führt zu mehreren Störimpulsen entlang eines längeren Zeitbereichs. Im Vergleich zur CW-Störung fällt auf, dass die maximalen Amplituden im Zeitbereich geringer ausfallen. Ebenso wechseln sich starke und schwächere Störimpulse in etwa ab. Dieses Phänomen ist abhängig von den Rampenparametern (die FMCW-Störung besteht aus steigenden und fallenden Rampen) und wird im Laufe dieses Kapitels erklärt. Die CS-Störung in Abb. 2.7 ist eine Form der FMCW-Störung, die sich sehr schnell wiederholt. Die Amplitude ist im Vergleich zur FMCW-Störung noch weiter abgefallen, die Anzahl der Störimpulse steigt gleichzeitig an.

Die gezeigten Messungen verdeutlichen, dass es sich bei Störungen keineswegs um Rauschen handelt. Störungen führen zu deterministischen Empfangssignalen im Radar. Die Gestalt des empfangenen Störsignals nach der Mischung im Radar bleibt großteils deterministisch bestimmbar.

Es folgt nun die Diskussion der wichtigsten Störeffekte entlang der in Abb. 2.1 skizzierten Empfangskette, wonach alle Störeffekte aus Abb. 2.4 bis Abb. 2.7 erklärbar sind. Begonnen wird in Abschnitt 2.1 mit der Definition eines Systemmodells.

2.1 Definition des Systemmodells

Abb. 2.8 zeigt das verwendete Systemmodell eines gestörten FMCW-Radars. Es stellt eine detailliertere Variante von Abb. 2.1 dar, mit einer Reihe von Systemparametern und Funktionen als Zwischengrößen. Es ist eine Anzahl von $1..m..M$ Störern erlaubt, mit jeweils $B(m)$ Ausbreitungspfaden. Als Radar wird eine quasi-monostatische SISO¹⁵ Variante (eine Sende- und Empfangsantenne) angenommen, die für spätere Systemsimulationen einfach auf eine SIMO¹⁶-Variante (eine Sende- und mehrere Empfangsantennen) erweitert werden kann. Das verwendete Koordinatensystem ist in Abb. A.1 gegeben.

¹⁵ engl. Single Input Single Output

¹⁶ engl. Single Input Multiple Output

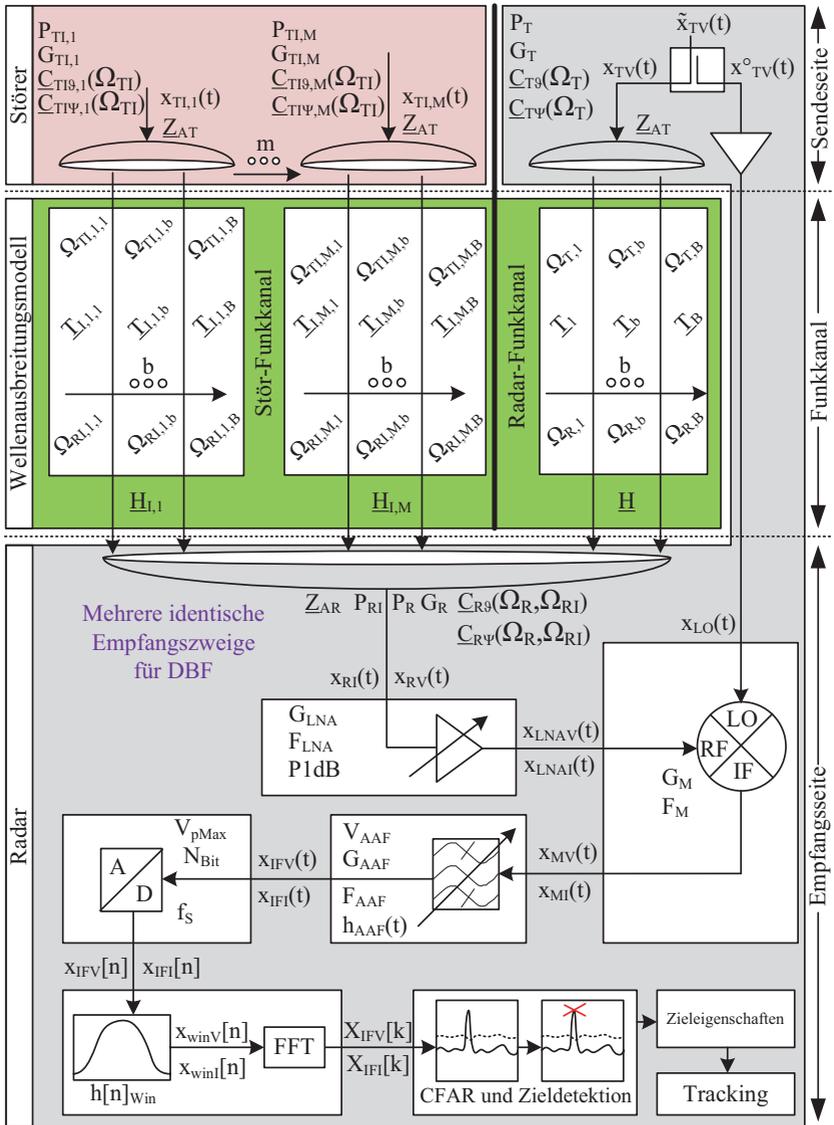


Abb. 2.8: Grundlegendes Systemmodell für Diskussion der Interferenzeffekte.

2.1.1 Sendeseite

Der Störer m wird durch dessen Sendeleistung $P_{\text{TI},m}$, dessen komplexe Richtcharakteristik $\underline{C}_{\text{TI},m}(\Omega_{\text{TI}})$ und Antennengewinn $G_{\text{TI},m}$ definiert. Weiter wird der zeitliche Verlauf des abstrahlenden Zeitsignals des jeweiligen Störers $x_{\text{TI},m}(t)$ vorgegeben. Analog dazu seien für das Radar $P_{\text{T}}, \underline{C}_{\text{T}}(\Omega_{\text{T}}), G_{\text{T}}$ und $x_{\text{TV}}(t)$ definiert. Alle Antennen haben dieselbe Port-Impedanz $\underline{Z}_{\text{AR}}$. Das Radarsignal $\tilde{x}_{\text{TV}}(t)$ wird derart generiert, dass nach dem Koppler $x_{\text{TV}}(t)$ mit der gewünschten Leistung abgestrahlt werden kann. Das für den LO^{17} -Eingang des Mischers bestimmte Signal $x_{\text{TV}}^{\circ}(t)$ sei in diesem Modell durch eine gesonderte Verstärkung an die Anforderungen des Mischers (empfohlene Eingangsleistung) angepasst und liefere am Eingang des Mischers $x_{\text{LO}}(t)$.

2.1.2 Modellierung des Funkkanals

An dieser Stelle werden zwei Arten von Funkkanälen definiert. Der Funkkanal zwischen den Antennen verschiedener Radare wird hier als Stör-Funkkanal bezeichnet (SFK¹⁸). Es wird angenommen, dass die Störung zwischen Radaren am selben Fahrzeug vernachlässigbar ist, z.B. aufgrund entsprechender Synchronisation. Ein SFK existiert somit nur zwischen Radaren unterschiedlicher Fahrzeuge.

Der Funkkanal zwischen den Antennen eines einzelnen Radars wird hier als Radar-Funkkanal (RFK¹⁹) bezeichnet. Der RFK enthält dabei Information über Ziele, welche das Radar im Rahmen der Signalverarbeitung extrahiert.

Die Darstellung in Abb. 2.8 erlaubt die Integration eines deterministischen, strahlenoptischen Wellenausbreitungsmodells nach [GW98, Kay02, Mau05] für die Simulation zeitvarianter, frequenzselektiver Funkkanäle. Das Wellenausbreitungsmodell kann angewandt werden, falls die Fernfeldbedingungen nach [Bal12, GW98],

$$R > \frac{2D^2}{\lambda_0} \text{ und } R \gg \frac{\lambda_0}{2\pi}, \quad (2.1)$$

¹⁷ Lokaler Oszillator (engl. Local Oscillator)

¹⁸ Stör-Funkkanal, Funkkanal zwischen Radaren verschiedener Fahrzeuge

¹⁹ Radar-Funkkanal, Funkkanal zwischen einzelnen Sende- und Empfangsantennen der Radare desselben Fahrzeugs

für einen Beobachtungspunkt erfüllt sind, wobei R die Entfernung von einer Antenne mit größter Aperturabmessung D und Frequenz $f = c_0/\lambda_0$ ist. Weiter müssen die zur Modellierung der Objekte nötigen Polygone groß gegenüber der Wellenlänge sein, d.h. praktisch lokal eben über etwa $5\lambda_0$. Der Parameter $\Omega(t) = (\vartheta, \Psi)(t)$ in sämtlichen Varianten repräsentiert dabei den zeitabhängigen Ein- bzw. Austrittswinkel von Ausbreitungspfaden für Elevation (ϑ) und Azimut (Ψ) in den lokalen, sphärischen Koordinatensystemen der zugehörigen Antennen. Das räumliche Abstrahlverhalten bzw. Empfangsverhalten der Antennen im Fernfeld wird mittels der komplexen, frequenzabhängigen Richtcharakteristiken $\underline{C}_R(\Omega(t), f)$, $\underline{C}_T(\Omega(t), f)$, $\underline{C}_{RI}(\Omega(t), f)$ und $\underline{C}_{TI}(\Omega(t), f)$ mit Komponenten für vertikale (ϑ) und horizontale Polarisation (Ψ), sowie der zugehörigen Antennengewinne $G_{TI,m}(f)$, $G_T(f)$ und $G_R(f)$ beschrieben. Die zeitvariante, frequenzabhängige Übertragungsfunktion $\underline{H}(f, t)$ lautet nach [GW98] für den zeitvarianten, frequenzselektiven Funkkanal mit einer zeitabhängigen Anzahl $B(t)$ an Ausbreitungspfaden

$$\underline{H}(f, t) = \frac{\underline{U}_R(f, t)}{|\underline{U}_T|} = \sqrt{\frac{8\Re\{\underline{Z}_{AR}(f)\}}{8\Re\{\underline{Z}_{AT}^*(f)\}}} \sqrt{\left(\frac{c_0}{4\pi f}\right)^2 G_R(f)G_T(f)} \cdot \sum_{b=1}^{B(t)} \begin{bmatrix} \underline{C}_{R\vartheta}(\Omega_{R,b}(t), f) \\ \underline{C}_{R\Psi}(\Omega_{R,b}(t), f) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \underline{T}_{\vartheta\vartheta,b}(f, t) & \underline{T}_{\vartheta\Psi,b}(f, t) \\ \underline{T}_{\Psi\vartheta,b}(f, t) & \underline{T}_{\Psi\Psi,b}(f, t) \end{bmatrix} e^{-j2\pi f \tau_b(t)}. \quad (2.2)$$

$$\cdot \begin{bmatrix} \underline{C}_{T\vartheta}(\Omega_{T,b}(t), f) \\ \underline{C}_{T\Psi}(\Omega_{T,b}(t), f) \end{bmatrix} = \sum_{b=1}^{B(t)} A_b(f, t) e^{j\varphi_b(f)} e^{-j2\pi f \tau_b(t)}.$$

Der erste Wurzelterm fällt heraus, falls der Realteil beider Antennenimpedanzen \underline{Z}_{AR} und \underline{Z}_{AT}^* gleich ist, wovon hier immer ausgegangen wird. Die komplexen, vollpolarimetrischen Transfermatrizen $\underline{T}_{XX,b}(f, t)$ berücksichtigen alle Effekte des Kanals mit Einfluss auf Amplitude und Phase des gesendeten Signals mit Ausnahme des ausgeklammerten, zeitabhängigen Exponentialterms $e^{-j2\pi f \tau_b(t)}$ und ohne Antennen. Der zeitabhängige Exponentialterm $e^{-j2\pi f \tau_b(t)}$ trägt Information über die frequenz- sowie laufzeitabhängige Phase des Signals und zeigt an, dass die Zeitverzögerung τ_b eines Ausbreitungspfades zeitabhängig ist. Das für Simulationen verwendete Programm zur Simulation der Wellenausbreitung `ihert3d`²⁰ liefert einen Ausschnitt aus (2.2) zur Beschreibung des RFK:

$$\underline{T}_{XX,b}^{\text{sim}}(f, t) = \left(\frac{c_0}{4\pi f}\right) \begin{bmatrix} \underline{T}_{\vartheta\vartheta,b}(f, t) & \underline{T}_{\vartheta\Psi,b}(f, t) \\ \underline{T}_{\Psi\vartheta,b}(f, t) & \underline{T}_{\Psi\Psi,b}(f, t) \end{bmatrix} e^{-j2\pi f \tau_b(t)}. \quad (2.3)$$

²⁰ engl. **ih**e ray-tracing **3d**, Software zur Simulation der Wellenausbreitung in 3D des IHE

Die maximal verfügbare Leistung $P_R(f, t)$ am Ausgang der Empfangsantenne für einen einzelnen Ausbreitungspfad b ergibt sich unter Verwendung von (2.2) zu

$$P_R(f, t) = P_T |\underline{H}_b(f, t)|^2. \quad (2.4)$$

Analog zu (2.2) ergibt sich die zeitvariante, frequenzabhängige Übertragungsfunktion $\underline{H}_{I,m}(f, t)$ für Störer m aus $M(t)$ mit jeweils $B(m, t)$ Ausbreitungspfaden hin zum Radar

$$\begin{aligned} \underline{H}_{I,m}(f, t) &= \frac{\underline{U}_{RI}(f, t)}{|\underline{U}_{TI}|} = \sqrt{\frac{8\Re\{Z_{AR}(f)\}}{8\Re\{Z_{AT}^*(f)\}}} \sqrt{\left(\frac{c_0}{4\pi f}\right)^2 G_R(f) G_{TI,m}(f)} \cdot \\ &\cdot \sum_{b=1}^{B(m,t)} \begin{bmatrix} \underline{C}_{R\vartheta}(\Omega_{RI,m,b}(t), f) \\ \underline{C}_{R\Psi}(\Omega_{RI,m,b}(t), f) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \underline{T}_{I\vartheta\vartheta,m,b}(f, t) & \underline{T}_{I\vartheta\Psi,m,b}(f, t) \\ \underline{T}_{I\Psi\vartheta,m,b}(f, t) & \underline{T}_{I\Psi\Psi,m,b}(f, t) \end{bmatrix} \cdot \\ &\cdot e^{-j2\pi f \tau_{I,m,b}(t)} \begin{bmatrix} \underline{C}_{TI\vartheta,m}(\Omega_{TI,m,b}(t), f) \\ \underline{C}_{TI\Psi,m}(\Omega_{TI,m,b}(t), f) \end{bmatrix} \\ &= \sum_{b=1}^{B(m,t)} A_{I,m,b}(f, t) e^{j\varphi_{I,m,b}(f)} e^{-j2\pi f \tau_{I,m,b}(t)}. \end{aligned} \quad (2.5)$$

Das für Simulationen verwendete Programm zur Simulation der Wellenausbreitung `ihert3d` liefert einen Ausschnitt aus (2.5) zur Beschreibung des SFK:

$$\underline{T}_{IXX,m,b}^{\text{sim}}(f, t) = \left(\frac{c_0}{4\pi f}\right) \begin{bmatrix} \underline{T}_{I\vartheta\vartheta,m,b}(f, t) & \underline{T}_{I\vartheta\Psi,m,b}(f, t) \\ \underline{T}_{I\Psi\vartheta,m,b}(f, t) & \underline{T}_{I\Psi\Psi,m,b}(f, t) \end{bmatrix} e^{-j2\pi f \tau_{I,m,b}(t)}. \quad (2.6)$$

Die maximal verfügbare Störleistung P_{RI} am Ausgang der Empfangsantenne für einen einzelnen Ausbreitungspfad b des Störers m ergibt sich zu

$$P_{RI,m,b}(f, t) = P_{TI,m} |\underline{H}_{I,m,b}(f, t)|^2. \quad (2.7)$$

Gleichungen (2.4) u. (2.7) finden in Kommunikation und Radar Verwendung. Dabei sind die komplexen Transfermatrizen $\underline{T}_{XX,b}(f, t)$ und $\underline{T}_{IXX,m,b}(f, t)$ verschieden.

Aus (2.4) ergibt sich für ein monostatisches Radar mit Entfernung R_σ zu einem Punktziel $\underline{\sigma}_{XX}(\Omega(t), f)$ sowie Freiraumausbreitung

$$P_R(f, t) = \left| \sqrt{\left(\frac{c_0}{4\pi f}\right)^2 G_R(f) G_T(f) P_T} \cdot \begin{pmatrix} \underline{C}_{R\vartheta}(\Omega_R(t), f) \\ \underline{C}_{R\psi}(\Omega_R(t), f) \end{pmatrix}^T \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} \underline{\sigma}_{\vartheta\vartheta}(\Omega_{i=s}(t), f) & \underline{\sigma}_{\vartheta\psi}(\Omega_{i=s}(t), f) \\ \underline{\sigma}_{\psi\vartheta}(\Omega_{i=s}(t), f) & \underline{\sigma}_{\psi\psi}(\Omega_{i=s}(t), f) \end{bmatrix}}_{\mathbb{I}_{XX}} \cdot \frac{e^{-jk_0 2R_\sigma}}{\sqrt{4\pi R_\sigma^2}} \begin{pmatrix} \underline{C}_{T\vartheta}(\Omega_T(t), f) \\ \underline{C}_{T\psi}(\Omega_T(t), f) \end{pmatrix} \right|^2 \quad (2.8)$$

Dabei ist das Streuverhalten von $\underline{\sigma}_{XX}(\Omega(t), f)$ ebenfalls abhängig von der Polarisation der einfallenden, ebenen Welle. Es wird angenommen, dass der Winkel der einfallenden Wellenfront (i von engl. *incident*) gleich dem Winkel der gestreuten Wellenfront (s von engl. *scattered*) ist. Der Parameter $k_0 = 2\pi/\lambda_0$ beschreibt die Wellenzahl im Vakuum. Wird weiter eine ideale Ausrichtung der Antennen auf das Ziel und Polarisationsanpassung angenommen, so ergibt sich die Radargleichung

$$P_R(f, t) = \left| \sqrt{\left(\frac{c_0}{4\pi f}\right)^2 G_R(f) G_T(f) P_T} \cdot \frac{e^{-jk_0 2R_\sigma}}{\sqrt{4\pi R_\sigma^2}} \underbrace{\sqrt{\underline{\sigma}(\Omega_{i=s}(t), f)}}_{\mathbb{I}} \right|^2 \quad (2.9)$$

$$= \frac{P_T G_T(f) G_R(f) \cdot \underline{\sigma}(\Omega_{i=s}(t), f) \cdot c_0^2}{(4\pi)^3 R_\sigma^4 f^2},$$

wie sie in der Literatur zu finden ist [Sko01, Bal12]. Aus (2.7) ergibt sich für die Freiraumausbreitung zwischen einem Störer und Radarempfänger mit einer Distanz von R_I zueinander

$$P_{R1}(f, t) = \left(\frac{c_0}{4\pi f}\right)^2 G_R(f) G_{T1}(f) P_{T1} \cdot \left| \begin{pmatrix} \underline{C}_{R\vartheta}(\Omega_R(t), f) \\ \underline{C}_{R\psi}(\Omega_R(t), f) \end{pmatrix}^T \cdot \underbrace{\frac{e^{-jk_0 R_I}}{R_I}}_{\mathbb{I}_{IXX}} \cdot \begin{pmatrix} \underline{C}_{T1\vartheta}(\Omega_{T1}(t), f) \\ \underline{C}_{T1\psi}(\Omega_{T1}(t), f) \end{pmatrix} \right|^2 \quad (2.10)$$

Wird weiter eine ideale Ausrichtung der Antennen aufeinander und Polarisationsanpassung angenommen, so ergibt sich die Friis-Übertragungsgleichung

$$P_{\text{RI}}(f, t) = \left| \sqrt{\left(\frac{c_0}{4\pi f}\right)^2 G_{\text{R}}(f) G_{\text{TI}}(f) P_{\text{TI}} \frac{e^{-jk_0 R_{\text{I}}}}{R_{\text{I}}}} \right|^2 \quad (2.11)$$

$$= \frac{P_{\text{TI}} G_{\text{TI}}(f) G_{\text{R}}(f) c_0^2}{(4\pi)^2 R_{\text{I}}^2 f^2}.$$

2.1.3 Empfangsseite

In Abb. 2.8 sind für die eingezeichneten Hardwarekomponenten auch deren hier berücksichtigte Parameter aufgeführt. Die Hochfrequenz-Komponenten werden durch deren, falls nicht explizit anders deklariert, frequenzunabhängigen Gewinne G_{LNA} , G_{M} und Rauschzahlen F_{LNA} , F_{Mischer} beschrieben. Das AAF ist im Detail durch seine Übertragungsfunktion $h_{\text{AAF}}(t)$, seine Rauschzahl, sowie zusätzlich durch den maximalen Verstärkungsfaktor im Durchlassbereich V_{AAF} beschrieben. Als wesentliche Parameter des hier angenommenen ADC sind der maximal darstellbare Spannungswert V_{pMax} , die Anzahl der Bits N_{Bit} sowie die Abtastrate f_{S} aufgeführt. Nach dem ADC liegen abgetastete Signale vor, die flexibel digital weiterverarbeitet werden können. Die sich beim Durchlaufen der Funktionsblöcke ergebenden analogen oder digitalisierten Zeitsignale sind mit $x(t)$ bzw. $x[n]$ sowie individuellen Indizes bezeichnet. Das letzte Zeichen der Indizes kennzeichnet dabei die exklusive Verarbeitung des Störsignals (I), oder die exklusive Verarbeitung des Nutzsignals (V). Die digitalisierten Signale im Frequenzbereich lauten $X[k]$ mit Indizierung nach dem eben definiertem Schema. Die analogen und digitalen Fourier-Transformationen sind in Abschnitt A.3 gegeben. Werden mehrere identische Empfangszweige zugelassen, so ergibt sich die Möglichkeit einer digitalen Strahlformung (DBF²¹) über eine entsprechende Anzahl von Antennenelemente. Anschließend erfolgt die Zieldetektion auf Basis einer adaptiven Entscheidungsschwelle sowie eine Objektverfolgung mittels linearem Kalman-Filter.

²¹ engl. Digital Beamforming

In Abb. 2.8 ist der Übergang vom Analogbereich zum Digitalbereich zu erkennen. Zwecks Untersuchung und Veranschaulichung von Interferenzeffekten wird später jedoch meist im Analogbereich argumentiert.

Hardware zur Verifikation des Modells

Spätere Verifikationsmessungen erfolgen anhand eines Experimentalradars, dessen Aufbau und Anwendungen in den Publikationen [HKZ10, HCZZ11, HZ11, HZZ11, HSZ⁺12, HSZZ13, HMS⁺] beschrieben sind. Die relevanten System-eigenschaften sind in Abschnitt A.4 zusammengefasst.

2.2 Modellierung des Nutzsignals

Basierend auf dem in Abschnitt 2.1 eingeführten Systemmodell folgt nun die Modellierung der Nutz- und Störsignale bis nach dem AAF. Es werden vereinfachende Annahmen getroffen. Die genutzte Bandbreite sei im Vergleich zur Trägerfrequenz klein. Die Ausbreitungseffekte Reflexion, Beugung und Streuung seien durch die Wellenausbreitungssimulation für eine Trägerfrequenz ausreichend charakterisiert. Um die Doppler-Frequenzverschiebung aus der sukzessiven Phasenverschiebung von sich relativ zum Radar bewegendem Objekten zu bestimmen, müsste ein Szenario in sehr kleinen Zeitschritten

$$\Delta t_{SZ} \leq \frac{1}{2f_{D_{\max}}}, \quad (2.12)$$

abhängig von der maximal auftretenden Doppler-Frequenzverschiebung $f_{D_{\max}}$, abgetastet werden. Vom Rechenaufwand her gesehen ist dies für eine Systemsimulation derzeit nicht vertretbar. Stattdessen wird die Doppler-Frequenzverschiebung analytisch aus Informationen über Geometrie und deren Geschwindigkeitsvektoren vom Wellenausbreitungsprogramm berechnet [Mau05] und steht bereits nach der ersten Momentaufnahme des Szenarios zur Verfügung. Dafür wird angenommen, dass sich das Szenario über die Dauer eines Radar-Messzyklus gleichförmig ändert. Für eine weiterreichende Beschreibung des Funkkanals sei auf [Mau05] verwiesen.

Aus den Übertragungsfunktionen $\underline{H}(f, t)$ und $\underline{H}_1(f, t)$ des vorangegangenen Abschnitts 2.1.2 werden für die Beschreibungen in diesem Kapitel folgende Größen verwendet:

- Ein- und Austrittswinkel eines Ausbreitungspfades relativ zu den lokalen Koordinatensystemen der Sende- und Empfangsantennen in Grad. Wird benötigt um $\underline{H}(f, t)$ und $\underline{H}_1(f, t)$ unter Einbezug der Antennen zu berechnen.
- Dämpfung eines Ausbreitungspfades $V_C = |\mathcal{F}^{-1}\{\underline{H}(f, t)\}|$ für das Nutzsignal bzw. $V_{CI} = |\mathcal{F}^{-1}\{\underline{H}_1(f, t)\}|$ für das Störsignal für eine einzelne simulierte Trägerfrequenz.
- Akkumulierte Phasenverschiebung $\varphi_C = \angle\{\underline{H}(f, t)\}$ für das Nutzsignal und $\varphi_{CI} = \angle\{\underline{H}_1(f, t)\}$ für das Störsignal für eine einzelne simulierte Trägerfrequenz in Radiant. Darin sind Phasenverschiebungen aufgrund von Pfadlaufzeit und Interaktion mit der Umgebung enthalten (Reflexion, Streuung).
- Doppler-Frequenzverschiebung f_D in Hertz.
- Laufzeit des Pfades τ in Sekunden. Im Folgenden wird die Laufzeit τ eines Ausbreitungspfades für das Nutzsignal ebenfalls für die Laufzeit eines Störsignals verwendet.

Diese Größen lassen sich zur Modellierung von empfangenen Nutzsignalen verwenden.

Abb. 2.9 zeigt das Frequenz-Zeit-Diagramm für ein durch weitere Frequenzrampen gestörtes Radar. Es folgt die Modellierung des FMCW-Nutzsignals. Die Frequenzrampe des Radars in Abb. 2.9 beginne bei einer Startfrequenz f_{SV} zum Zeitpunkt t_{SV} und ende bei Frequenz f_{EV} zum Zeitpunkt t_{EV} . Damit lässt sich die Frequenzsteilheit der Frequenzrampe angeben

$$\mu_V = \frac{f_{EV} - f_{SV}}{t_{EV} - t_{SV}} = \frac{B_V}{T_V}, \quad (2.13)$$

welche positiv (ansteigende Frequenzrampe), null (CW-Signal) oder negativ (fallende Frequenzrampe) sein kann.

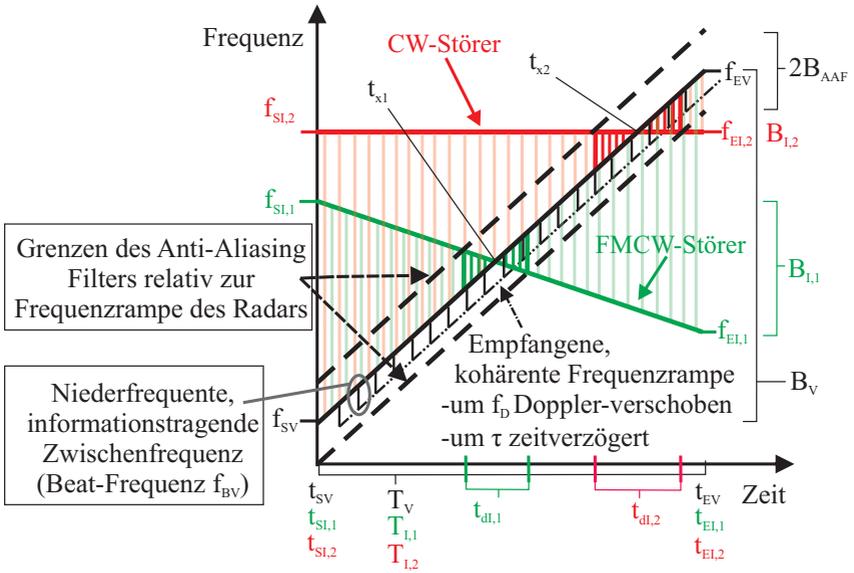


Abb. 2.9: Visualisierung des FMCW-Prinzips mit Störsignalen im Frequenz-Zeit-Diagramm. Die Beat-Frequenz f_{BV} ist relativ zur Frequenzrampe des Radars gezeichnet. Ein Störer mit FMCW-Signalforn ist grün, ein Störer mit CW-Signalforn (Spezialfall der FMCW-Signalforn) rot eingezeichnet. Je größer der Unterschied der Rampensteigungen von Nutz- und Störsignal, je kürzer ist die Aufenthaltszeit der Störung ($t_{dl,1}$, $t_{dl,2}$) im Filter mit Bandbreite $2B_{AAF}$. Die idealen Schnittpunkte der Frequenzrampen sind mit t_{x1} bzw. t_{x2} gekennzeichnet.

Das reelle Sendesignal $x_{TV}(t)$ mit Amplitude A_{TV} , initialer Phasenverschiebung φ_{SV} , Startfrequenz f_{SV} und Frequenzsteilheit μ_V sei wie folgt gegeben:

$$\begin{aligned} \phi(t) &= 2\pi \int_0^t f_{SV} + \mu_V t \, dt \\ x_{TV}(t) &= A_{TV} \cos(\phi(t)) = A_{TV} \cos\left(\pi\mu_V t^2 + 2\pi f_{SV} t + \varphi_{SV}\right). \end{aligned} \quad (2.14)$$

Das Empfangssignal $x_{RV}(t)$ für *einen einzelnen* Ausbreitungspfad mit einer zeitabhängigen Signallaufzeit $\tau(t)$, sowie einer Kanaldämpfung V_C ergibt sich nach [Jal14], bzw. durch Anwendung der Prinzipien aus [GDMP12, Kapitel 7] zu

$$x_{RV}(t) = V_C A_{TV} \cos\left(\pi\mu_V (t - \tau(t))^2 + 2\pi f_{SV} (t - \tau(t)) + \varphi_{SV}\right), \quad (2.15)$$

wobei die Anfangsphase des Signals φ_{SV} hinzugefügt wurde. Das hochfrequente Signal am HF-Eingang des Mischers ergibt sich nach idealer Verstärkung durch den LNA zu

$$x_{LNAV}(t) = \sqrt{G_{LNA}} x_{RV}(t). \quad (2.16)$$

Der Mischer realisiere eine ideale Multiplikation. Das zum Mischen verwendete LO-Signal ist hier mit eigener Absolutphase angegeben

$$x_{LO}(t) = \cos(\pi\mu_V t^2 + 2\pi f_{SV} t + \varphi_{LO}). \quad (2.17)$$

Das Ausgangssignal des Mischers ergibt sich zu:

$$x_{MV}(t) = \sqrt{G_M} \cdot x_{LNAV}(t) \cdot x_{LO}(t) = \underbrace{\sqrt{G_M G_{LNA}}}_{V_{FE}} \cdot x_{RV}(t) \cdot x_{LO}(t). \quad (2.18)$$

G_M ist dabei der Gewinn des Mischers. Es wird davon ausgegangen, dass das hochfrequente Mischprodukt $\dot{x}_{MV}(t)$ bereits durch das bandbegrenzte HF-Frontend stark unterdrückt wird, so dass im Folgenden nur das untere Mischprodukt angegeben wird. Der Mischer arbeitet nach [TSG12, Kapitel 25.1.2] dabei in Kehrlage oder Gleichlage. Die Lage werde alleine durch das Vorzeichen der Frequenzsteilheit μ bestimmt. Zur Vereinfachung wird weiter angenommen, dass $|2\pi f_{SV} \tau(t)| \gg |\pi\mu_V \tau^2(t)|$ gilt. Das untere Mischprodukt für $\mu_V > 0$ (steigende Frequenzrampe, Mischen in Kehrlage) liefert

$$\begin{aligned} \dot{x}_{MV}^{KL}(t) &= \frac{V_{FE} V_C A_{TV}}{2} \cdot \cos(2\pi f_{SV} t + \pi\mu_V t^2 \\ &\quad + \varphi_{LO} - 2\pi f_{SV} \tau + 2\pi f_{SV} \tau(t) - \pi\mu_V t^2 + 2\pi\mu_V \tau(t)t - \pi\mu_V \tau(t)^2 - \varphi_{SV}). \end{aligned} \quad (2.19)$$

Für die zeitabhängige Verzögerung $\tau(t)$ gelte

$$\tau(t) \approx \tau - \frac{2v_r t}{c_0}. \quad (2.20)$$

Dabei ist v_r die Relativgeschwindigkeit zu einem Ziel und c_0 die Lichtgeschwindigkeit. Eine positive Relativgeschwindigkeit bedeute, dass sich ein Ziel annähert.

Wird (2.20) in (2.19) eingesetzt ergibt sich

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_{\text{MV}}^{\text{KL}}(t) &= \frac{V_{\text{FE}}V_{\text{CA}}A_{\text{TV}}}{2} \cdot \cos \left(2\pi \left[-\mu_{\text{V}} \frac{2v_{\text{r}}}{c_0} t^2 + \underbrace{\left[\mu_{\text{V}} \tau - f_{\text{SV}} \frac{2v_{\text{r}}}{c_0} \right]}_{\approx f_{\text{D}}} t \right] + \right. \\
 &\quad \left. + \underbrace{2\pi f_{\text{SV}} \tau + \varphi_{\text{LO}} - \varphi_{\text{SV}}}_{\varphi_{\text{C}}} \right) \\
 &\approx \frac{V_{\text{FE}}V_{\text{CA}}A_{\text{TV}}}{2} \cos \underbrace{(2\pi(\mu_{\text{V}} \tau - f_{\text{D}})t + \varphi_{\text{C}} + \varphi_{\text{LO}} - \varphi_{\text{SV}})}_{-\zeta_{\text{V}}},
 \end{aligned} \tag{2.21}$$

worin der t^2 -Term hier vernachlässigt und $f_{\text{SV}} \frac{2v_{\text{r}}}{c_0}$ durch die aus der Wellenausbreitungssimulation bekannten Doppler-Frequenzverschiebung f_{D} für die Trägerfrequenz ersetzt wird. In den verbleibenden Ausdruck werden die ebenfalls aus der Wellenausbreitungssimulation bekannte Pfadlaufzeit τ und die Phasenverschiebung φ_{C} eines Ausbreitungspfades eingesetzt. Für $\Delta\mu < 0$ (fallende Frequenzrampe, Mischen in Gleichlage) ergibt sich analog:

$$\dot{x}_{\text{MV}}^{\text{GL}}(t) = \dot{x}_{\text{MV}}(t) = \frac{V_{\text{FE}}V_{\text{CA}}A_{\text{TV}}}{2} \cos \underbrace{(2\pi(f_{\text{D}} - \mu_{\text{V}} \tau)t - \varphi_{\text{C}} - \varphi_{\text{LO}} + \varphi_{\text{SV}})}_{\zeta_{\text{V}}}. \tag{2.22}$$

Die Momentanfrequenzen oder Beat-Frequenzen von (2.21) und (2.22) lauten

$$\begin{aligned}
 f_{\text{BV}} &= \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \left(\dot{x}_{\text{MV}}^{\text{KL}}(t) \right) = \mu_{\text{V}} \tau - f_{\text{D}}; & \mu > 0, \\
 f_{\text{BV}} &= \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \left(\dot{x}_{\text{MV}}^{\text{GL}}(t) \right) = -\mu_{\text{V}} \tau + f_{\text{D}}; & \mu < 0.
 \end{aligned} \tag{2.23}$$

In (2.23) oder (2.22) muss μ_{V} mit Vorzeichen eingesetzt werden. So ergibt sich für ein näher kommendes Fahrzeug ($f_{\text{D}} > 0$) und fallende Frequenzrampe ($\mu_{\text{V}} < 0$) beispielsweise eine höhere Beatfrequenz, als dies bei gleichem f_{D} , jedoch steigender Frequenzrampe ($\mu_{\text{V}} > 0$) der Fall ist. Wird lediglich ein CW-Signal ausgesendet, d.h. $\mu_{\text{V}} = 0$, so kann nicht zwischen einer positiven und negativen Doppler-Frequenzverschiebung unterschieden werden. Der Einsatz eines I/Q-Empfängers lässt die Bestimmung des Vorzeichens der Beat-Frequenz

bereits für einzelne Frequenzrampen zu. Das Empfangssignal eines FMCW-Radars mit I/Q-Empfänger ist hier abhängig vom individuell verwendeten I/Q-Mischer modelliert:

$$\dot{x}_{MV}^{IQ}(t) = \frac{V_{FE}V_{CATV}}{2} \underbrace{(\cos(\zeta_V) - j\sin(\zeta_V))}_{e^{-j\zeta_V}} \begin{cases} \text{HF} > \text{LO}: Q = I + 90^\circ \\ \text{HF} < \text{LO}: Q = I - 90^\circ. \end{cases} \quad (2.24)$$

Die Informationen über die relative Lage von I- und Q-Signal am Ausgang des Mixers kann in der Regel dessen Datenblatt entnommen werden. Gleichung (2.24) wird mittels des in Abb. 2.10 skizzierten Aufbaus für ein stationäres Szenario ($f_D = 0$ Hz) in Abb. 2.11 demonstriert. Die Amplituden wurden für eine bessere Vergleichbarkeit mit konstantem Faktor angeglichen. Das modellierte und das gemessene Signal wurden mit demselben Tiefpass gefiltert, um eine unterschiedliche Zeitverzögerung zu vermeiden. Es zeigt sich eine gut übereinstimmende Phasenlage für Modell und Messung bei einer gegebenen Signallaufzeit von $10 \mu\text{s}$. Im Falle der Weiterverarbeitung des Signals werden die ersten Abtastwerte verworfen, welche mindestens der Signallaufzeit zuzüglich der ungefähren Einschwingzeit des Filters entsprechen.

Ein Vergleich von Messung und Simulation für ein reales, statisches Szenario zeigt Abb. 2.12 für ein stationäres Ziel mit 2,9 dBsm in 6 m Abstand zum Experimentalradar in einer Absorberkammer. Basierend auf den angegebenen Daten des Experimentalradars (Abschnitt A.4), sowie (2.22), werden dabei thermisches, weißes Rauschen, das AAF sowie das Quantisierungsrauschen des ADC modelliert.

Im Frequenzbereich zeigt sich ab etwa 10 kHz eine gute Übereinstimmung von gemessenem und simuliertem Rauschen, welches durch das AAF geformt wird. Das Nutzsignallevel wird gut nachgebildet.



Abb. 2.10: Testaufbau zur Verifikation des verwendeten Modells für einen I/Q-Empfänger. Für den genutzten Mischer gilt: $Q = I + 90^\circ$ falls $\text{HF} > \text{LO}$ und $Q = I - 90^\circ$ falls $\text{HF} < \text{LO}$.

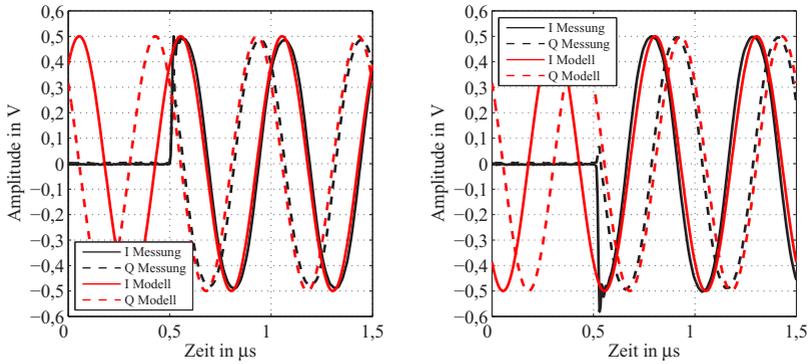


Abb. 2.11: Vergleich von Messung und Signalmodell für I/Q-Empfänger. **Links:** $f_{SV} = 890$ MHz, $f_{EV} = 870$ MHz, $\tau = 10 \mu\text{s}$, $\varphi_C = 2\pi f_{SV} \tau$, $\varphi_{SV} = 0$, $\varphi_{LO} = 33/20\pi + \pi/2$, $f_D = 0$ Hz, $T_V = 100 \mu\text{s}$. **Rechts:** $f_{SV} = 870$ MHz, $f_{EV} = 890$ MHz, $\tau = 10 \mu\text{s}$, $\varphi_C = 2\pi f_{SV} \tau$, $\varphi_{SV} = 33/20\pi$, $\varphi_{LO} = \pi/2$, $f_D = 0$ Hz, $T_V = 100 \mu\text{s}$.

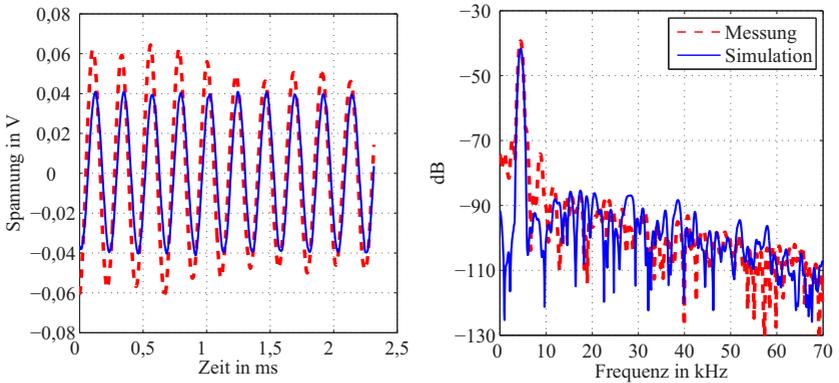


Abb. 2.12: Vergleich von Messung und Simulation für das Experimentalradar. Im Zeitsignal wurden die ersten Abtastwerte verworfen um Einschwingvorgänge zu unterdrücken.

2.3 Modellierung von FMCW-Störungen

2.3.1 Störung im Zeitbereich

Analog zum Sendesignal des Radars lässt sich ein gesendetes FMCW-Störsignal definieren:

$$x_{TI}(t) = A_{TI} \cos(\pi\mu_I t^2 + 2\pi f_{SI} t + \varphi_{SI}). \quad (2.25)$$

Der Parameter $\mu_I = (f_{EI} - f_{SI})/T_I = B_I/T_I$ gibt die Steigung der Frequenzrampe an. Das Empfangssignal $x_{RI}(t)$ für *einen einzelnen* Ausbreitungspfad mit einer zeitabhängigen Signallaufzeit $\tau(t)$, einer Phasenverschiebung φ_{CI} der Trägerfrequenz sowie einer Kanaldämpfung V_{CI} , welche die Antennen einschließt, ergebe sich zu

$$x_{RI}(t) = V_{CI} A_{TI} \cos(\pi\mu_I (t - \tau(t))^2 + 2\pi f_{SI} (t - \tau(t)) + \varphi_{SI}). \quad (2.26)$$

Die zeitabhängige Verzögerung in (2.27) trägt an dieser Stelle im Vergleich zu (2.20) keinen Faktor 2 (das Störsignal muss den Weg zum Radar nur einmal zurücklegen)

$$\tau(t) \approx \tau - \frac{v_r t}{c_0}. \quad (2.27)$$

Später wird die Geschwindigkeitsabhängigkeit erneut durch die aus der Wellenausbreitungssimulation bekannte Doppler-Frequenzverschiebung ersetzt. Das hochfrequente Signal am HF-Eingang des Mixers ergibt sich nach idealer Verstärkung durch den LNA zu

$$x_{LNAI}(t) = \sqrt{G_{LNA}} x_{RI}(t). \quad (2.28)$$

Der Mischer realisiere eine ideale Multiplikation. Das zum Mischen verwendete LO-Signal lautet

$$x_{LO}(t) = \cos(\pi\mu_V t^2 + 2\pi f_{SV} t + \varphi_{LO}). \quad (2.29)$$

Am Ausgang des Mixers ergibt sich

$$x_{MI}(t) = \sqrt{G_M} \cdot x_{LNAI}(t) \cdot x_{LO}(t) = \underbrace{\sqrt{G_M G_{LNA}}}_{V_{FE}} \cdot x_{RI}(t) \cdot x_{LO}(t). \quad (2.30)$$

Das untere Mischprodukt für anfängliche Gleichlage ($f_{SI} > f_{SV}$) ergibt sich zu

$$\begin{aligned} \dot{\lambda}_{MI}(t) = & \frac{V_{FE}V_{CI}A_{TI}}{2} \cdot \cos \left[\left(\underbrace{\pi(\mu_I - \mu_V)}_{\Delta\mu} + 2\pi \left[\mu_I \frac{v_r}{c_0} \left[1 + \frac{v_r}{c_0} \right] \right] \right) t^2 \right. \\ & + 2\pi \left(f_{SI} - f_{SV} + \underbrace{f_{SI} \frac{v_r}{c_0}}_{\approx f_D} - \mu_I \tau \left(1 + \frac{v_r}{c_0} \right) \right) t + 2\pi \left(\frac{\mu_I}{2} \tau - f_{SI} \right) \tau \\ & \left. - \varphi_{LO} + \varphi_{SI} \right]. \end{aligned} \quad (2.31)$$

Werden die von v_r abhängigen Terme bis auf $f_{SI} \frac{v_r}{c_0}$ vernachlässigt, und wird die Phasenverschiebung des Kanals φ_{CI} für eine simulierte Trägerfrequenz berücksichtigt, so kann $\dot{\lambda}_{MI}(t)$ vereinfacht dargestellt werden

$$\begin{aligned} \dot{\lambda}_{MI}(t) = & \frac{V_{FE}V_{CI}A_{TI}}{2} \cdot \cos \left[\underbrace{\pi(\mu_I - \mu_V)}_{\Delta\mu} t^2 + 2\pi \underbrace{(f_{SI} - f_{SV} + f_D - \mu_I \tau)}_{\Delta f_S} t \right. \\ & \left. + \underbrace{\pi\mu_I \tau^2 - 2\pi f_{SI} \tau - \varphi_{LO} + \varphi_{SI}}_{\substack{\varphi_{CI} \\ \Delta\varphi}} \right] \\ = & \frac{V_{FE}V_{CI}A_{TI}}{2} \cdot \cos \left(\underbrace{\pi\Delta\mu t^2 + 2\pi\Delta f_S t + \Delta\varphi}_{\zeta_I} \right). \end{aligned} \quad (2.32)$$

Gleichung (2.32) ist in Abb. 2.13 um den zeitlichen Schnittpunkt t_x von LO-Frequenzrampe und Stör-Frequenzrampe gezeichnet, welcher sich durch Nullsetzen der Momentanfrequenz aus (2.32) bestimmen lässt:

$$\begin{aligned} f_{\text{mom}} = & \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \left(\pi\Delta\mu t^2 + 2\pi\Delta f_S t + \Delta\varphi \right) \\ = & (\mu_I - \mu_V)t + f_{SI} - f_{SV} + f_D - \mu_I \tau \stackrel{!}{=} 0 \\ \Rightarrow t_x = & \frac{\mu_I \tau + f_{SV} - f_{SI} - f_D}{\mu_I - \mu_V} = \frac{-\Delta f_S}{\Delta\mu}. \end{aligned} \quad (2.33)$$

Eine entsprechende Verschiebung des zeitlichen Schnittpunkts aufgrund einer variierenden Pfadlaufzeit τ ist in Abb. 2.13 (rechtes Bild) zu erkennen. Das Mischerausgangssignal verhält sich weiter periodisch mit 2π , und es fällt auf, dass für einen immer gleichen Abstand τ_c von t_x der Zusammenhang $f(t_x) = f(t_x + \tau_c)$ gilt. Wird letzte Gleichung nach τ_c aufgelöst, ergibt sich ein Zusammenhang mit dem Parameter $\Delta\mu$, welcher die Steigungsdifferenz der zwei am Mischprozess beteiligten Frequenzrampen beschreibt:

$$\begin{aligned} \cos(2\pi\Delta f_S t_x + \pi\Delta\mu t_x^2 + \Delta\varphi) = \\ -\cos(2\pi\Delta f_S (t_x + \tau_c) + \pi\Delta\mu (t_x + \tau_c)^2 + \Delta\varphi) \Rightarrow \tau_c = \frac{1}{\sqrt{\Delta\mu}}. \end{aligned} \quad (2.34)$$

Diese Eigenschaft kann z.B. ausgenutzt werden, um die Frequenzsteilheit einer Frequenzrampe im Zeitbereich zu schätzen, da μ_V des eigenen Sendesignals bekannt ist. Voraussetzung ist jedoch ein genügend breites Empfangsfilter, so dass das Störsignal aufschwingen kann (s. Abschnitt 2.3.3). Analog zu (2.24) lässt sich das Störsignal für die Verwendung eines I/Q-Empfängers angeben

$$\hat{x}_{\text{MI}}^{\text{IQ}}(t) = \frac{V_{\text{FE}}V_{\text{CI}}A_{\text{TI}}}{2} \underbrace{(\cos(\zeta_{\text{I}}) - j\sin(\zeta_{\text{I}}))}_{e^{-j\zeta_{\text{I}}}} \left\{ \begin{array}{l} \text{HF} > \text{LO: } Q = I + 90^\circ \\ \text{HF} < \text{LO: } Q = I - 90^\circ. \end{array} \right. \quad (2.35)$$

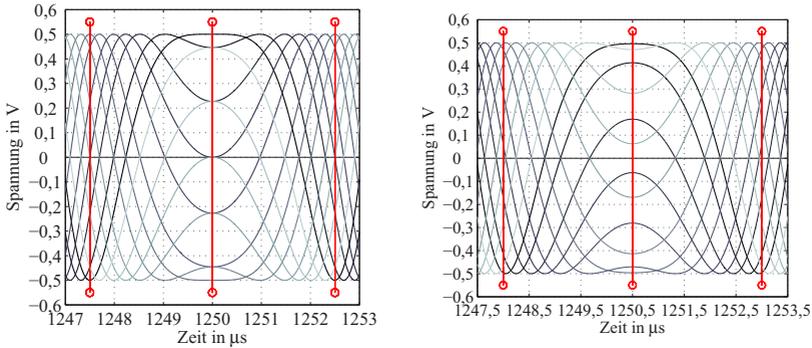


Abb. 2.13: Störsignal nach idealer Mischung im Zeitbereich für verschiedene Phasenlagen. Gezeichnet ist von dunkel nach hell. Die äußeren Markierungen zeigen τ_c , die mittlere t_x .

Bild links: $f_{\text{SV}} = 24,05 \text{ GHz}$, $f_{\text{EV}} = 24,25 \text{ GHz}$, $T_V = 2,5 \text{ ms}$, $\varphi_{\text{LO}} = 0$, $f_{\text{SI}} = 24,25 \text{ GHz}$, $f_{\text{EI}} = 24,05 \text{ GHz}$, $T_{\text{I}} = 2,5 \text{ ms}$, $V_{\text{FE}}V_{\text{CI}}A_{\text{TI}} = 1$, $G_{\text{M}} = 1$, $f_{\text{D}} = 0 \text{ Hz}$, $\tau = 0 \text{ s}$, $\varphi_{\text{SI}} = (0, 3, 7, 10, 13, 17, 20, 23, 27, 30, 33, 37) \cdot \pi/20$.

Bild rechts: wie links, jedoch $f_{\text{SV}} = 24,25 \text{ GHz}$, $f_{\text{EV}} = 24,05 \text{ GHz}$, $f_{\text{SI}} = 24,05 \text{ GHz}$, $f_{\text{EI}} = 24,25 \text{ GHz}$, $\tau = 1 \mu\text{s}$.

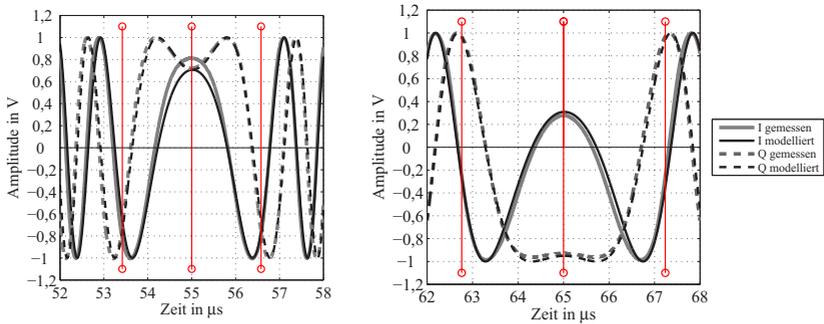


Abb. 2.14: Vergleich von gemessener und modellierter FMCW-Störung. Die äusseren Markierungen zeigen τ_c , die mittlere t_x .

Links: $f_{S1} = 890\text{ MHz}$, $f_{E1} = 870\text{ MHz}$, $\varphi_{S1} = 7\pi/20$, $T_1 = T_V = 100\ \mu\text{s}$,
 $\tau = 10\ \mu\text{s}$, $f_{SV} = 870\text{ MHz}$, $f_{EV} = 890\text{ MHz}$, $\varphi_{LO} = \pi/2 + \pi/10$, $f_D = 0\text{ Hz}$.

Rechts: Wie links, jedoch $f_{S1} = 875\text{ MHz}$, $f_{E1} = 885\text{ MHz}$, $\varphi_{S1} = 0$,
 $\tau = 0\text{ s}$, $f_{SV} = 888\text{ MHz}$, $f_{EV} = 878\text{ MHz}$.

Gleichungen (2.33), (2.34) und (2.35) werden in Abb. 2.14 für zwei beliebige Start und Endfrequenzen sowie zwei beliebig gewählte Phasen in Form von Messungen demonstriert. Dabei wird ein kurzer Zeitausschnitt um t_x gezeigt. Die gemessenen Signale sind auf deren Amplituden-Maxima normiert.

2.3.2 Störung im Frequenzbereich

Angenommen wird zunächst ein zeitlich unbegrenztes Signal. Gleichung (2.35) kann in den Frequenzbereich transformiert werden. Hierzu wird die tabellierte FT²² eines komplexen Gauss-Pulses verwendet [Fou15, Sti00]

$$x(t) = e^{-ja^2 t^2} \circ \bullet X(f) = \begin{cases} \sqrt{\frac{\pi}{a}} e^{j\left(\frac{\pi^2 f^2}{a} - \frac{\pi}{4}\right)} & , a > 0, \\ \sqrt{\frac{\pi}{|a|}} e^{-j\left(\frac{\pi^2 f^2}{|a|} - \frac{\pi}{4}\right)} & , a < 0. \end{cases} \quad (2.36)$$

²² Fourier-Transformation oder Fourier-Transformierte

Weiter wird der Modulationsatz der FT benötigt [GRS05]:

$$e^{j2\pi f_0 t} x(t) \circ \bullet X(j(2\pi f - 2\pi f_0)). \quad (2.37)$$

Die Differenzgrößen seien nochmals zusammengefasst:

$$\begin{aligned} \Delta\mu &= \mu_I - \mu_V \\ \Delta f_S &= f_{SI} - f_{SV} + f_D - \mu_I \tau \\ \Delta\varphi &= \pi\mu_I \tau^2 - \varphi_{CI} - \varphi_{LO} + \varphi_{SI} \end{aligned} \quad (2.38)$$

Ausgehend von (2.35) seien hier zwei FT von komplex vorliegenden Stör-signalen angeben:

$$\hat{x}_{MI}(t) = \frac{V_{FE} V_{CI} A_{TI}}{2} e^{-j\zeta_I t} = \frac{V_{FE} V_{CI} A_{TI}}{2} e^{-j2\pi\Delta f_S t} e^{-j(\pi\Delta\mu)t^2} e^{-j\Delta\varphi}$$

mit $\pi\Delta\mu = a > 0 \rightarrow \Delta\mu > 0$:

$$\hat{X}_{MI}(f) = \frac{V_{FE} V_{CI} A_{TI}}{2} \sqrt{\frac{1}{\Delta\mu}} e^{j\left(\frac{2\pi\Delta f_S f}{\Delta\mu}\right)} e^{j\left(\frac{\pi(f^2 + \Delta f_S^2)}{\Delta\mu}\right) - \frac{\pi}{4} - \Delta\varphi}, \quad (2.39)$$

mit $\pi\Delta\mu = a < 0 \rightarrow \Delta\mu < 0$:

$$\hat{X}_{MI}(f) = \frac{V_{FE} V_{CI} A_{TI}}{2} \sqrt{\frac{1}{-\Delta\mu}} e^{j\left(\frac{2\pi\Delta f_S f}{\Delta\mu}\right)} e^{-j\left(\frac{\pi(f^2 + \Delta f_S^2)}{-\Delta\mu}\right) - \frac{\pi}{4} + \Delta\varphi}.$$

Der Term $e^{j\left(\frac{2\pi\Delta f_S}{\Delta\mu}\right)}$ beschreibt eine Zeitverschiebung. Diese kann negativ (ein Schnittpunkt der Frequenzrampen in der Zukunft) oder positiv sein (ein Schnittpunkt der Frequenzrampen in der Vergangenheit). Die bisherigen FT basieren auf komplexen Zeitsignalen und der Absolutwert von $\hat{X}_{MI}(f)$ ergibt stets eine Konstante. Die FT können auch für jeden einzelnen Zweig des I/Q-Empfängers angegeben werden. Unter Ausnutzung der Trigonometrischen Funktionen ([BSMM08], S.763, [Fou15]) können die Fourier-Transformationen für Varianten mit Kosinus und Sinus angegeben werden

$$\begin{aligned} \mathcal{F}\{\cos(at^2)\} &\circ \bullet \frac{1}{2} \left(\mathcal{F}\{e^{jat^2}\} + \mathcal{F}\{e^{-jat^2}\} \right) \\ \mathcal{F}\{\sin(at^2)\} &\circ \bullet \frac{1}{j2} \left(\mathcal{F}\{e^{jat^2}\} - \mathcal{F}\{e^{-jat^2}\} \right). \end{aligned} \quad (2.40)$$

Mit den aus (2.39) bekannten Lösungen der Fourier-Transformationen ergibt sich für Kosinus und $\Delta\mu > 0$

$$\hat{X}_{\text{MI}}(f) = \frac{V_{\text{FE}}V_{\text{CI}}A_{\text{TI}}}{2} \sqrt{\frac{1}{\Delta\mu}} e^{j\left(\frac{2\pi\Delta f_{\text{S}}f}{\Delta\mu}\right)} \cos\left(\frac{\pi(f^2 + \Delta f_{\text{S}}^2)}{\Delta\mu} - \frac{\pi}{4} - \Delta\varphi\right), \quad (2.41)$$

für Kosinus und $\Delta\mu < 0$

$$\hat{X}_{\text{MI}}(f) = \frac{V_{\text{FE}}V_{\text{CI}}A_{\text{TI}}}{2} \sqrt{\frac{1}{-\Delta\mu}} e^{j\left(\frac{2\pi\Delta f_{\text{S}}f}{\Delta\mu}\right)} \cos\left(\frac{\pi(f^2 + \Delta f_{\text{S}}^2)}{-\Delta\mu} - \frac{\pi}{4} + \Delta\varphi\right), \quad (2.42)$$

für Sinus und $\Delta\mu > 0$

$$\hat{X}_{\text{MI}}(f) = \frac{V_{\text{FE}}V_{\text{CI}}A_{\text{TI}}}{2} \sqrt{\frac{1}{\Delta\mu}} e^{j\left(\frac{2\pi\Delta f_{\text{S}}f}{\Delta\mu}\right)} \sin\left(\frac{\pi(f^2 + \Delta f_{\text{S}}^2)}{\Delta\mu} - \frac{\pi}{4} - \Delta\varphi\right), \quad (2.43)$$

und für Sinus und $\Delta\mu < 0$

$$\hat{X}_{\text{MI}}(f) = -\frac{V_{\text{FE}}V_{\text{CI}}A_{\text{TI}}}{2} \sqrt{\frac{1}{-\Delta\mu}} e^{j\left(\frac{2\pi\Delta f_{\text{S}}f}{\Delta\mu}\right)} \sin\left(\frac{\pi(f^2 + \Delta f_{\text{S}}^2)}{-\Delta\mu} - \frac{\pi}{4} + \Delta\varphi\right). \quad (2.44)$$

Abb. 2.15 und Abb. 2.16 zeigen jeweils eine Gegenüberstellung von Zeit- und Frequenzbereich, basierend auf den Gleichungen (2.41) bzw. (2.42). Dabei wird eine Frequenzauflösung entsprechend der nun als endlich angenommenen Beobachtungszeit T_{V} berücksichtigt. Die angegebenen Spektren sind durch T_{V} zu teilen, wie für die graphische Darstellung geschehen.

Im Zeit- und Frequenzbereich ist ein gegensätzliches Verhalten zu beobachten. Ein größer werdendes $\Delta\mu$ führt zu einem zeitlich kürzer werdenden zentralen Puls im Zeitbereich um den zeitlichen Schnittpunkt t_{x} der Frequenzrampen von Radar und Störer. Gleichzeitig wird die maximale Pulsbreite im Frequenzbereich größer und die maximale Amplitude im Frequenzbereich nimmt ab. Die Änderung der Amplitude verhält sich dabei $\propto \sqrt{1/|\Delta\mu|}$. Eine Verdopplung von $\Delta\mu$ führt so zu einer Absenkung des Spektrums um den Faktor $\sqrt{2}$.

Die relative Phasenlage $\Delta\varphi$ variiert die erste Nullstelle im Zeitbereich vor oder nach t_{x} im Bereich $t_{\text{x}} \pm \tau_{\text{c}}$. Im Spektrum wandert die erste Nullstelle zwischen 0 Hz und einem Maximum von $\sqrt{\Delta\mu}$. Nach einer Phasendrehung von π wiederholt sich das Betragsspektrum. Die relative Phasenlage $\Delta\varphi$ variiert auch direkt die Amplitude im Zeitbereich zur Zeit t_{x} , sowie die Amplitude des Spektrums um 0 Hz.

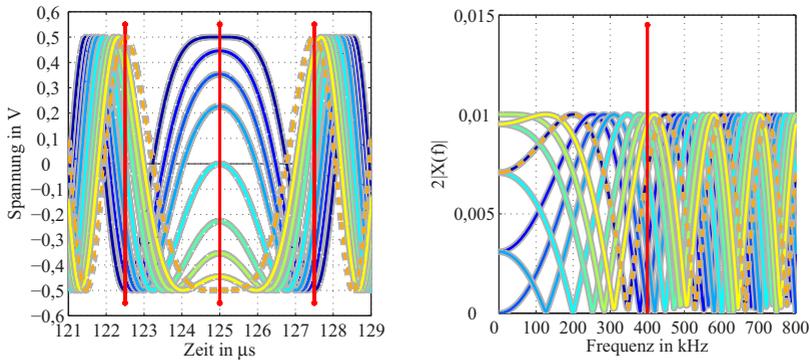


Abb. 2.15: Störsignal nach idealer Mischung im Zeit- und Frequenzbereich. Die Markierungen im Zeitbereich von links nach rechts entsprechen $-\tau_c$, t_x und τ_c . Im Frequenzbereich entspricht die Markierung $\sqrt{\Delta\mu}$. Die Farbe Grau als Hinterlegung dient dem Vergleich des Signalmodells mit einer rein numerischen Simulation basierend auf der Annahme, dass eine Mischung einer idealen Multiplikation entspricht. Die Zeitverzögerung durch das verwendete AAF wurde herausgerechnet. Eine variierende Differenzphase $\Delta\varphi$ führt zu einer sich ändernden Amplitude am zeitlichen Schnittpunkt der Frequenzrampen, sowie zu einer sich ändernden Amplitude im Frequenzbereich. **Simulationsparameter:** $V_{FE}V_{CIA_{TI}} = 1$, $T_V = 0,25$ ms, $f_{SV} = f_{EI} = 2,425$ GHz, $f_{EV} = f_{SI} = 2,405$ GHz, $\tau = 0$ μ s, $f_D = 0$ Hz, $\Delta\varphi = (0, 3, 5, 7, 10, 13, 15, 17, 20) \cdot \pi/20$ (v. blau nach rot).

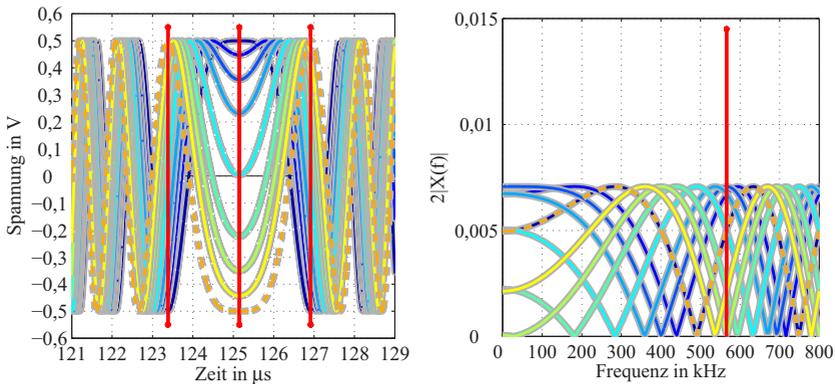


Abb. 2.16: Wie Abb. 2.15, jedoch mit Parameteränderungen: $\tau = 200$ ns, $f_{SV} = 2,405$ GHz, $f_{EV} = 2,425$ GHz, $f_{SI} = 2,445$ GHz, $f_{EI} = 2,385$ GHz.

Der Extremfall $\Delta\mu \approx 0$ Hz/s beschreibt das parallele Verlaufen der Frequenzrampen von Störsignal und LO-Signal, d.h. beide sind nahezu kohärent (vgl. Abb. 2.9). Die empfangene Nutz-Frequenzrampe aus Abb. 2.9 kann somit auch durch einen störendes Radar hervorgerufen werden, was nach der Mischung zu einer einzelnen Beat-Frequenz führt. Fällt die Beat-Frequenz in die AAF-Bandbreite, so kann dies zu einer Falschdetektion eines Ziels führen. Dies wird auch Geisterziel genannt. In der Praxis wird ein Geisterziel über einen Frequenzbereich verteilt sein, der umso schmaler ist, je reiner die Generierung von Nutz- und Störsignal ist. Ein praktisches Beispiel für ein Geisterziel ist in [GBM10] gegeben. Aufgrund des nicht korrelierten Phasenrauschens verteilt sich die Störleistung jedoch um die eigentliche Beat-Frequenz des Geisterziels. In Abschnitt 5.3.5 wird nochmals auf Geisterziele bzw. nahezu kohärente Störungen eingegangen.

Abb. 2.17 zeigt einen Vergleich von Modell und Messung, was die Anwendbarkeit der hier vorgestellten Modellierung im Frequenzbereich demonstriert. Das Zusammenspiel aus Störsignal und dem AAF entscheidet letztlich über die Höhe der Störampplitude im Zeitbereich. Entsprechend wird im nächsten Unterkapitel die Bedeutung des AAF für Störungen diskutiert.

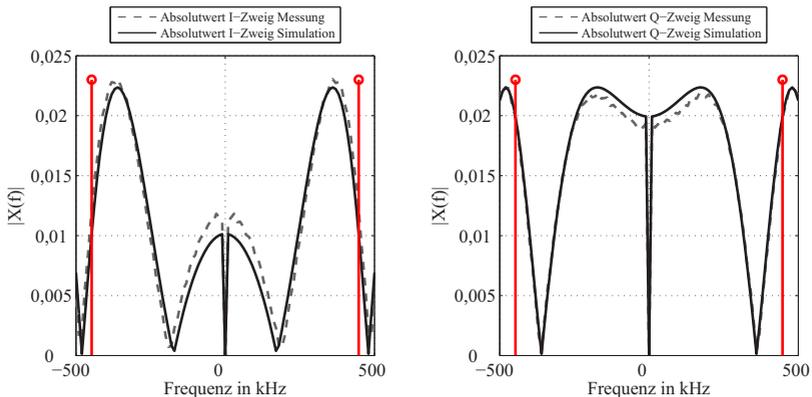


Abb. 2.17: Vergleich von Modellierung und Messung im Frequenzbereich für I- und Q-Zweig. Parameter: $f_{S1} = 875$ MHz, $f_{E1} = 885$ MHz, $\varphi_{S1} = \varphi_C = 0$, $T_i = T_V = 100 \mu s$, $\tau = 0 s$, $f_D = 0$ Hz, $f_{SV} = 888$ MHz, $f_{EV} = 878$ MHz, $\varphi_{LO} = \pi/2 + \pi/10$. Der Mittelwert ist nicht modelliert und wurde im Beispiel abgezogen.

2.3.3 Einfluss des Anti-Aliasing Filters auf das Störsignal

Das Ausgangssignal des AAF kann durch Faltung des Mischerausgangssignals mit der Filterimpulsantwort des AAF berechnet werden [GRS05]. Zum Beispiel für das Nutzsignal:

$$x_{\text{IFV}}(t) = h_{\text{AAF}}(t) * \dot{x}_{\text{MV}}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h_{\text{AAF}}(t - \tau) \dot{x}_{\text{MV}}(\tau) d\tau. \quad (2.45)$$

An dieser Stelle soll näher auf die Auswirkungen des AAF auf das empfangene Störsignal eingegangen werden. Wegen der Distributivität der Faltung gilt

$$\begin{aligned} x_{\text{IFVI}}(t) &= h_{\text{AAF}}(t) * (\dot{x}_{\text{MV}}(t) + \dot{x}_{\text{MI}}(t)) \\ &= h_{\text{AAF}}(t) * \dot{x}_{\text{MV}}(t) + h_{\text{AAF}}(t) * \dot{x}_{\text{MI}}(t) = x_{\text{IFV}}(t) + x_{\text{IFI}}(t) \end{aligned} \quad (2.46)$$

und im Frequenzbereich bedeutet dies

$$\begin{aligned} X_{\text{IFVI}}(f) &= \mathcal{F}\{h_{\text{AAF}}(t)\} \cdot \mathcal{F}\{\dot{x}_{\text{MV}}(t)\} + \mathcal{F}\{h_{\text{AAF}}(t)\} \cdot \mathcal{F}\{\dot{x}_{\text{MI}}(t)\} \\ &= \mathcal{F}\{x_{\text{IFV}}(t)\} + \mathcal{F}\{x_{\text{IFI}}(t)\} = X_{\text{IFV}}(f) + X_{\text{IFI}}(f). \end{aligned} \quad (2.47)$$

Nutz und Störsignal können somit getrennt voneinander im Zeit- oder Frequenzbereich gefiltert und später zusammengeführt werden. Das AAF ist zwecks Dynamikkompression oft als Bandpass ausgeführt. Die grundlegende Übertragungsfunktion des AAF für FMCW-Radare ist in Abb. 2.18 (links) skizziert. Ein Ziel erscheint dank des Hochpassabschnitts des AAF, je nach dessen Welligkeit im Frequenzbereich, mit vergleichbarer Leistung für alle Entfernungen (Relativgeschwindigkeit von 0 m/s angenommen). Die Höhe des Störimpulses im Zeitbereich nach der Filterung mittels AAF hängt von der Amplitude des Störsignals nach der Mischung, der Charakteristik/Bandbreite des Filters, dem Parameter $\Delta\mu$ sowie der relativen Phasenlage von LO- und Störsignal $\Delta\phi$ ab. Vier Tief- und Bandpässe werden zur Argumentation verwendet, deren Übertragungsfunktionen in Abb. 2.18 (rechts) dargestellt sind. Die zugehörigen Impulsantworten sind in Abb. 2.19 zusammengefasst.

Für einen reinen Tiefpass kann die Grenzfrequenz $f_{3\text{dB}}$ nach [TSG12] näherungsweise auch durch die an der Sprungantwort gemessenen Anstiegszeit des Filters ausgedrückt werden:

$$t_r = \frac{1}{3} \frac{1}{f_{3\text{dB}}}. \quad (2.48)$$

Diese Näherung ist weitestgehend unabhängig von der Ordnung und vom Typ des Tiefpassfilters [TSG12].

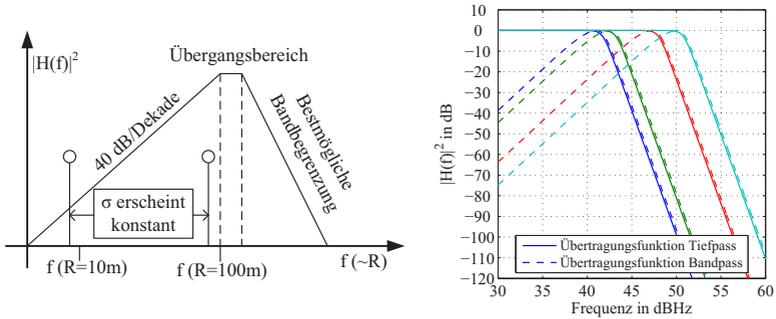


Abb. 2.18: Links: Das AAF verbindet die Bandbegrenzung mit einer Kompression der Signaldynamik. **Rechts:** Die Übertragungsfunktionen von vier Tief- und Bandpässen mit jeweils 15, 21, 63 und 120 kHz oberer Grenzfrequenz und Butterworth Charakteristik. Für den Tiefpass-Abschnitt wird ein Filter sechster Ordnung verwendet, für den Hochpass-Abschnitt ein Filter zweiter Ordnung.

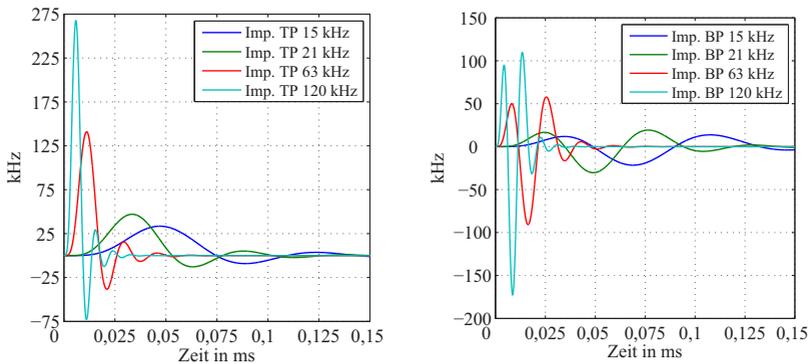


Abb. 2.19: Charakteristiken der verwendeten Filter im Zeitbereich. Die Impulsantworten sind die Ableitungen der Sprungantworten nach der Zeit, deshalb tragen sie hier die Einheit Hz auf der y-Achse. **Links:** Tiefpassfilter 6ter Ordnung mit Grenzfrequenzen von 15, 22, 63 und 120 kHz. **Rechts:** Für eine Dynamikkompensation wird das Tiefpassfilter um einen Hochpass mit 40 dB/Dekade Steigung zu einem Bandpass erweitert.

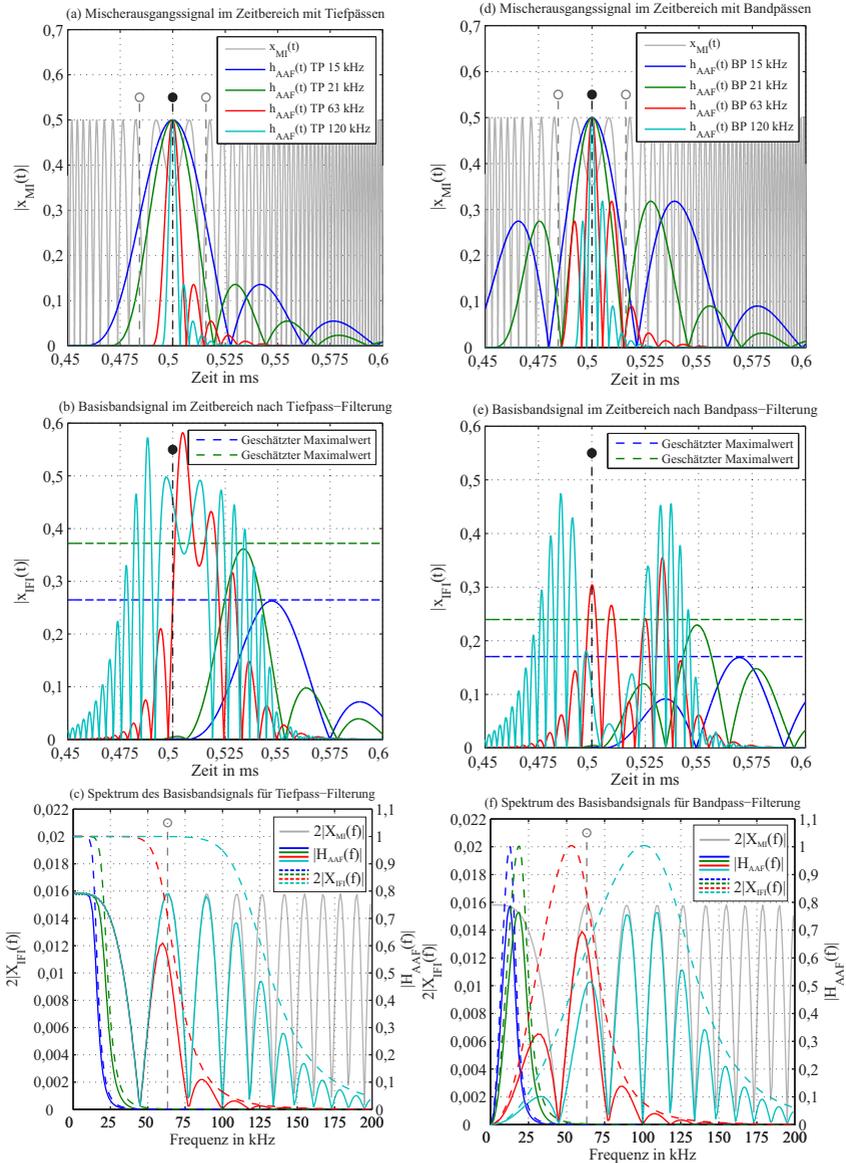


Abb. 2.20: Einfluss von Tiefpass (**links**) und Bandpass (**rechts**) auf Formung des Störsignals. **Schwarze vertikale Markierung:** Schnittpunkt der Frequenzrampen zum Zeitpunkt t_x . **Graue Markierungen:** $t_x \pm \tau_c$ (im Zeitbereich) und $1/\tau_c = \sqrt{\Delta\mu}$ (im Frequenzbereich). **Parameter:** $V_{FE}V_{CI}A_{TI} = 1$, $f_{SV} = f_{EI} = 102\text{ MHz}$, $f_{EV} = f_{SI} = 104\text{ MHz}$, $\Delta\varphi = -\pi/4$, $T_V = T_I = 1\text{ ms}$.

Die zwei Tiefpass-Grenzfrequenzen 21 kHz und 63 kHz sind in Abhängigkeit vom Parameter $\Delta\mu$ gewählt. Das Nutzsignal hat die Eigenschaft $\mu_V = 2 \frac{\text{MHz}}{1 \text{ms}}$, das Störsignal die Eigenschaft $\mu_I = -2 \frac{\text{MHz}}{1 \text{ms}}$.

$$f_{3\text{dB}} = \frac{1}{3} \cdot \frac{1}{t_r} = \frac{1}{3} \cdot \sqrt{|\Delta\mu|} = \frac{1}{3} \cdot \sqrt{|\mu_I - \mu_V|} \approx 21 \text{ kHz},$$

$$f_{3\text{dB}} = 1 \cdot \sqrt{|\Delta\mu|} \approx 63 \text{ kHz}.$$
(2.49)

Die Formung des Störsignals nach der Mischung durch die definierten Tiefpassfilter und Bandpassfilter kann in Abb. 2.20 nachvollzogen werden. Die Teilbilder (a) und (d) zeigen das untere Mischprodukt $\hat{x}_{\text{MI}}(t)$ zusammen mit den Filterimpulsantworten, welche Zwecks Anschauung zum idealen zeitlichen Schnittpunkt der Frequenzrampen t_x hin verschoben, und auf ihr Maximum normiert sind. In Abb. 2.20 (b) und (e) sind die sich durch Faltung im Zeitbereich ergebenden Störsignale $x_{\text{FI}}(t)$ nach dem AAF gezeigt. Es fällt auf, dass entweder die Filterimpulsantwort $h_{\text{AAF}}(t)$ mit Dauer τ_{imp} tendiert, das Störsignal $x_{\text{MI}}(t)$ um t_x abzubilden ($\tau_{\text{imp}} < \tau_c$), oder dass $x_{\text{MI}}(t)$ tendiert $h_{\text{AAF}}(t)$ abzubilden ($\tau_{\text{imp}} > \tau_c$). Dabei ist $\tau_c = 1/\sqrt{|\Delta\mu|}$. Der Parameter τ_{imp} beschreibt die wesentliche Länge der Filterimpulsantwort. Es soll zunächst festgehalten werden:

$$\tau_{\text{imp}} \approx t_r \lesssim \frac{1}{\sqrt{|\Delta\mu|}} = \tau_c: \text{ das Filter schwingt auf,}$$

$$\tau_{\text{imp}} \approx t_r \gtrsim \frac{1}{\sqrt{|\Delta\mu|}} = \tau_c: \text{ das Filter schwingt nicht auf,}$$
(2.50)

wobei der Übergang fließend ist. Die Bedingungen aus (2.50) werden messtechnisch überprüft. Dazu wird die maximal auftretende absolute Amplitude des digitalisierten Zeitsignals im Experimentalradar als Funktion von τ_c bzw. $\Delta\mu$ betrachtet (s. Abb. 2.21). Ist $\tau_c \approx \tau_{\text{imp}}$, so kann das Störsignal näherungsweise aufschwingen und seine maximale Amplitude erreichen. Der den Messdaten für Abb. 2.21 zugrundeliegende Versuchsaufbau ist in Abb. 2.22 skizziert, Beispiele der für die Darstellung in Abb. 2.21 verwendeten Zeitsignale sind in Abb. 2.23 gezeigt. Dabei kann der Anstieg der Stör-Amplitude in Abhängigkeit von $\tau_c = 1/\sqrt{|\Delta\mu|}$ nachvollzogen werden. Dabei ist die Sichtbarkeit der FMCW-Störung im Bandpass-Filter des Experimentalradars auf etwa

$$t_{\text{dl}} = \frac{2B_{\text{AAF}}}{\Delta\mu}$$
(2.51)

beschränkt, wobei für B_{AAF} eine obere Frequenzgrenze des AAF eingesetzt wird. Dies kann eine beliebige Frequenz aus dem Sperrbereich des Tiefpass-

Abschnitts sein, welche als Maß zur Bestimmung der Aufenthaltsdauer ange-
dacht ist.

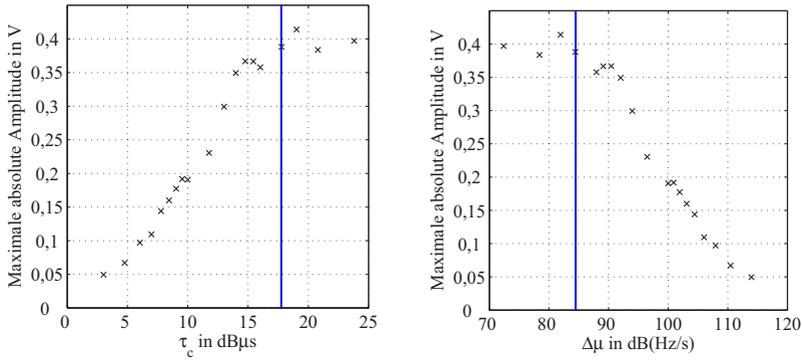


Abb. 2.21: Abhängigkeit der maximalen, absoluten Amplitude des Störsignals von τ_c bzw. $\Delta\mu$. Die Gerade markiert die wesentliche Länge der AAF-Impulsantwort $\tau_{imp} \approx 60\mu$ s (siehe Impulsantwort des Experimentalradars in Abschnitt A.4) bzw. $\Delta\mu_{imp} = 1/\tau_{imp}^2$. Stichprobenumfang je Datenpunkt: 1000 Zeitsignale um bei variierender Phasenlage möglichst zuverlässig das jeweilige Maximum des Zeitsignals bestimmen zu können.

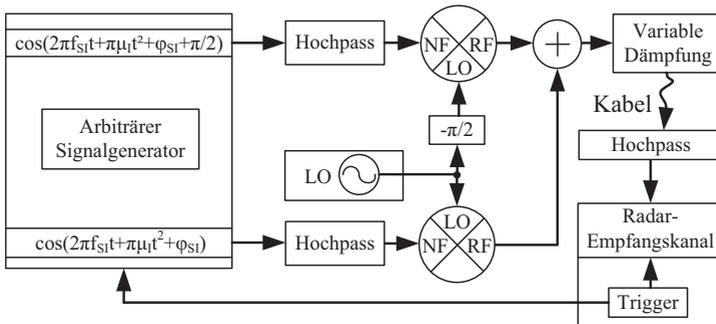


Abb. 2.22: Messaufbau für Verifikation mit realem FMCW-Radar. Es wird nur das obere Seitenband generiert. Alle unbenutzten Kanäle sind mit 50 Ω abgeschlossen. Eine Photographie des Messaufbaus ist im Anhang zu finden (Abschnitt A.5).

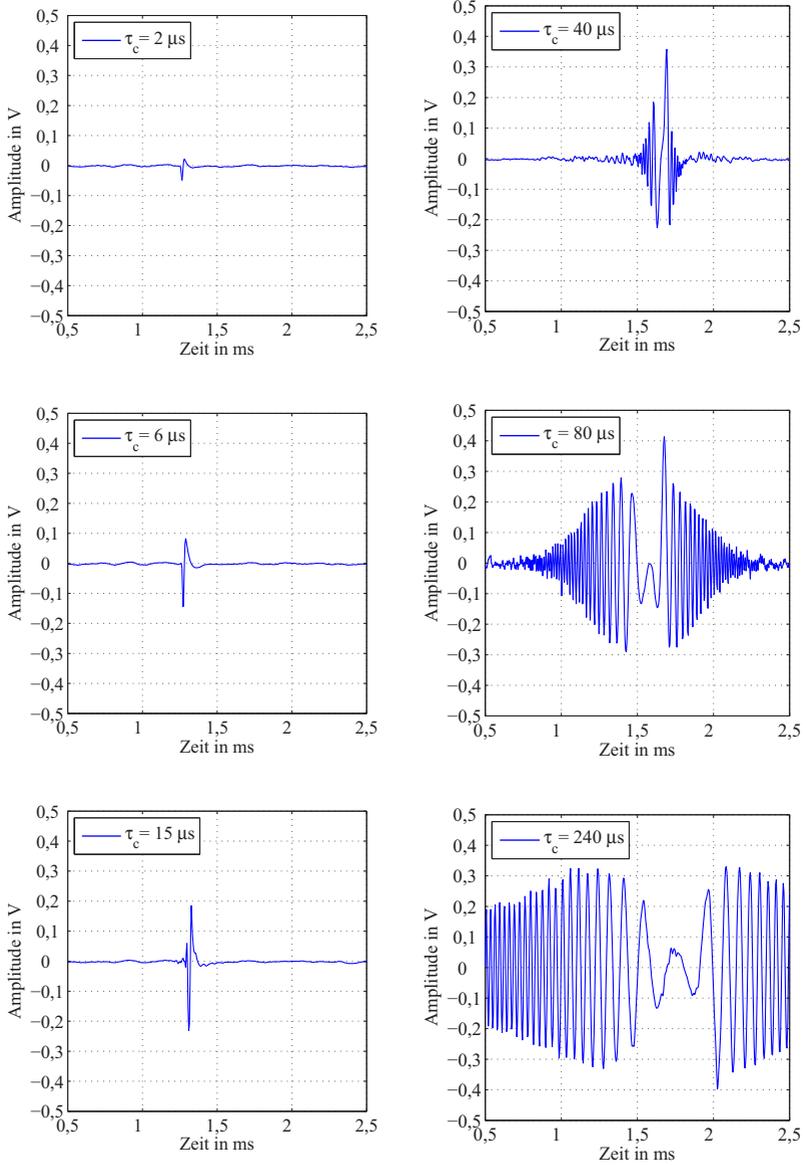


Abb. 2.23: Exemplarische Stichproben gestörter Signale im Zeitbereich mit unterschiedlichem $\tau_c = 1/\sqrt{\Delta\mu}$.

Beim Tiefpassfilter entspricht τ_{imp} etwa dem Abstand von Beginn zu erster Nullstelle, oder der Anstiegszeit t_r . In Abb. 2.20(b) ist erkennbar, dass für die Grenzfrequenzen von 15 kHz und 21 kHz das Störsignal nicht aufschwingen kann. Die maximalen Amplituden der Störungen lassen sich für diesen Fall abschätzen:

$$\hat{x}_1 = \frac{V_{\text{FE}} V_{\text{CA}} A_{\text{TI}}}{2\sqrt{|\Delta\mu|}} \cdot \max(|h_{\text{AAF}}(t)|) \approx \frac{V_{\text{FE}} V_{\text{CA}} A_{\text{TI}}}{2\sqrt{|\Delta\mu|}} \cdot \frac{1}{t_r} \cdot A_0,$$

wobei gelten muss: $t_r \sqrt{|\Delta\mu|} \stackrel{!}{>} 1,$ (2.52)

oder: $\frac{A_0}{\max(|h_{\text{AAF}}(t)|)} \sqrt{|\Delta\mu|} \stackrel{!}{>} 1,$

oder alternativ nach (2.48): $\frac{1}{3 \cdot f_{3\text{dB}}} \sqrt{|\Delta\mu|} \stackrel{!}{>} 1.$

Diese Gleichung gilt in der Form mit t_r für reine Tiefpassfilter. Die Impulsantwort ist die Ableitung der Sprungantwort. Da die Bestimmung der Anstiegszeit t_r vom Prinzip her einer Ableitung nach der Zeit im linearsten Teil der Sprungantwort entspricht, kann diese auch statt dem Maximalwert der Impulsantwort $\max(|h_{\text{AAF}}(t)|)$ verwendet werden. Jedoch muss in diesem Fall die Verstärkung im Passband des Filters A_0 zusätzlich berücksichtigt werden. Bandpässe mit gleichem A_0 und gleicher Grenzfrequenz des Tiefpassabschnitts führen im Vergleich zu reinen Tiefpässen zu niedrigeren maximalen Störampplituden (weniger Bandbreite wird belegt, entsprechend weniger Energie kann für den Puls aufgebracht werden). Nach (2.52) ist in Abb. 2.20 (b) und (e) eine Grenze für die maximalen Amplituden für die AAF mit 15 kHz und 21 kHz Bandbreite eingezeichnet. Das Filter mit 21 kHz Bandbreite erfüllt mit $f_{3\text{dB}} = 1/3 \cdot \sqrt{|\Delta\mu|}$ gerade nicht mehr die Bedingung für die Anwendbarkeit aus (2.52). Die Störampplitude steigt nach dieser Grenze immer flacher an, bis das Filter der Störung folgen kann und damit voll aufgeschwungen ist.

In Abb. 2.20 (c) und (f) zeigt der rote Graph das sich ergebende Spektrum nach Filterung im Frequenzbereich mit einem Filter mit oberer Grenzfrequenz von $f_{3\text{dB}} = \sqrt{|\Delta\mu|} = 63 \text{ kHz}$. Im Zeitbereich des Basisbands ergibt sich für den reinen Tiefpass hierbei eine Störspitze, die bereits die maximal zu erwartende Amplitude (0,5 V) erreicht hat und beginnt dem Störsignal zu folgen. Soll ein Tiefpassfilter die maximale Störampplitude verringern, muss das AAF somit eine obere Grenzfrequenz besitzen, die kleiner ist als $\sqrt{|\Delta\mu|}$. Die maximale Amplitude des Stör-Spektrums ist dagegen unabhängig von der Filterbandbreite und wird maßgeblich durch die maximale Beobachtungszeit T_V (legt die Frequenzauflösung

Δf fest) und den Parameter $\Delta\mu$ bestimmt (siehe Formeln um (2.42) sowie den dort nachfolgenden Absatz). Damit ist die Störimpulshöhe vor dem ADC im Zeit- und Frequenzbereich modellier- und abschätzbar.

An diesem Punkt kann nun der Effekt der sich abwechselnden, maximalen Amplituden und variierenden Abstände der Störimpulse im Zeitbereich in Abb. 2.6 erklärt werden. Da das FMCW-Störsignal abwechselnd positive und negative μ aufweist, das gestörte Radar jedoch lediglich dieselbe Art von Frequenzrampen mit positiven μ aufweist, existieren zwei Werte für $\Delta\mu$. Wegen der zwei unterschiedlichen $\Delta\mu$ kann die Amplitude einzelner Störungen nach dem AAF zwei unterschiedliche Maxima annehmen (ein Maxima für $\mu_V > 0$ und $\mu_I > 0$ sowie ein Maxima für $\mu_V > 0$ und $\mu_I < 0$). Die Variation der Phase ist dabei weiterhin ein Einflussfaktor. Im Vergleich zur CW-Störung aus Abb. 2.4 ist die maximale Amplitude in Abb. 2.6 geringer. Da $\Delta\mu$ sowie T_V und T_I variieren, variiert auch der zeitliche Abstand zwischen den Störzeitpunkten im Zeitbereich in Abb. 2.6.

Zusammenfassung der Bedeutung des AAF für die Gestalt von Störungen im FMCW-Radar

Das AAF beschränkt die Zeit, in der die Störung im Zeitbereich zu sehen ist. Die Störung kann dabei in zwei Typen unterteilt werden. Typ eins ist eine Störung, die aufgrund großem $\Delta\mu$ und schmalbandigem AAF nicht bis auf deren maximale Amplitude im Zeitbereich aufschwingen kann. Die Bedingung dafür ist in (2.50) bzw. (2.52) aufgeführt. Die Störung zeigt tendenziell die Gestalt der Filterimpulsantwort. Diese Störung wird im Rahmen dieser Arbeit als inkohärente Störung bezeichnet.

Die Störung von Typ zwei kann auf deren maximale Amplitude aufschwingen. Die Störung nimmt mit größer werdender Filterbandbreite oder kleiner werdendem $\Delta\mu$ immer mehr die Gestalt des Störsignals nach dem Mischer $\hat{x}_{MI}(t)$ an. Dabei steigt proportional die Dauer der sichtbaren Störung im gefilterten Zeitsignal $x_{FI}(t)$ an, d.h. mehr Abtastwerte werden gestört. Das Extrem ist eine nahezu kohärente Störung, für die $\Delta\mu \approx 0$ gilt. In diesem Fall werden ein Großteil oder alle Abtastwerte gestört.

Ein schmales AAF hat im wesentlichen zwei Vorteile gegenüber breiten AAF. Als erstes kann es verhindern, dass eine Störung zu stark aufschwingt und damit das Signal an die Stellgrenzen des AAF gelangt. Kann dies geschehen, geht für

jeden Abtastpunkt, für den Clipping auftritt, Information verloren. Der zweite Vorteil eines schmalen Filters ist, dass die Wahrscheinlichkeit dafür sinkt, dass mehrere Störer zugleich in das AAF fallen.

Arbeiten mit reduzierter Abtastrate

Die in (2.46) beschriebene Modellierung kann vom Aufwand her gering gehalten werden, indem ein möglichst niedriges Vielfaches von $\sqrt{|\Delta\mu|}$ als Abtastfrequenz f_s verwendet wird. Der Übergang zu höheren, nicht mehr darstellbaren Frequenzen wird durch die Multiplikation mit einer Fensterfunktion abgemildert (s. Abb. 2.24 (links)). Das verwendete AAF muss gleichzeitig vor dem Wirksamwerden der Fensterfunktion das Signal in seiner Bandbreite beschränken. Dann ergibt sich ein praktisch identisches Ergebnis für das Störsignal im Zeitbereich nach der Filterung mit dem AAF bei hoher und reduzierter Abtastrate. Existieren mehrere Störungen, so richtet sich die minimale Abtastrate nach dem größten vorkommenden $\sqrt{|\Delta\mu|}$.

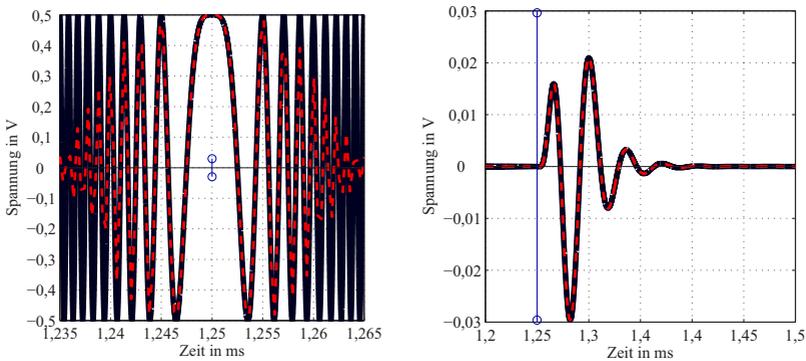


Abb. 2.24: Modellierung im Zeitbereich mit reduzierter Abtastrate. Eine Faltung der Störsignale aus dem Bild links mit der Impulsantwort des AAF ergibt die rechts gezeigten Filterimpulsantworten. Rot markiert die Simulation mit reduzierter Abtastrate (hier ca. 3 MHz $\approx 10 \cdot \sqrt{|\Delta\mu|}$), mit $\Delta\mu = 200$ MHz/2, 5 ms), schwarz eine Simulation mit 1 GHz Abtastrate. Die Markierung zeigt den zeitlichen Schnittpunkt t_x .

2.3.4 Mehrfache Störungen

Wegen der derzeit nicht vorhandenen zeitlichen Synchronisation von Radaren unterschiedlicher Fahrzeuge, der unterschiedlichen Modulationsformen sowie dem gleichzeitigen Vorhandensein mehrerer relevanter Störer treten häufig mehrere Schnittpunkte je Frequenzrampe des Radars auf. Drei unterschiedliche Radar- bzw. Störsignale sind in Abb. 2.25 skizziert.

Die CW-Störung ist ein Sonderfall der FMCW-Störung mit einer Frequenzsteilheit von 0 Hz/s . Eine FSK-Störung kann als Aneinanderreihung von CW-Störungen mit variierender Frequenzlage aufgefasst werden. Eine CS-Störung ist eine Aneinanderreihung von FMCW-Störungen kurzer Dauer. Die maximale Amplitude der CS-Störung sinkt dabei $\propto \sqrt{|\Delta\mu|}$ (s. (2.52)), wobei im Gegenzug die Anzahl sichtbarer Störungen zunimmt. Bei allen Störungen entscheidet die relative Phasenlage von Nutz- und Störsignal über die Amplitude der sichtbaren Störung, was mit $A = f(\varphi)$ im Bild kenntlich gemacht ist. Eine Übersicht der wichtigsten Signalparameter B_I , T_I und f_{step} ist in Tabelle 2.2 gegeben. Die Übersicht ist angelehnt an Parameter, die im Rahmen des MOSARIM-Projekts [MK12] für einen Generator von Störsignalen [TFW⁺12] festgelegt wurden.

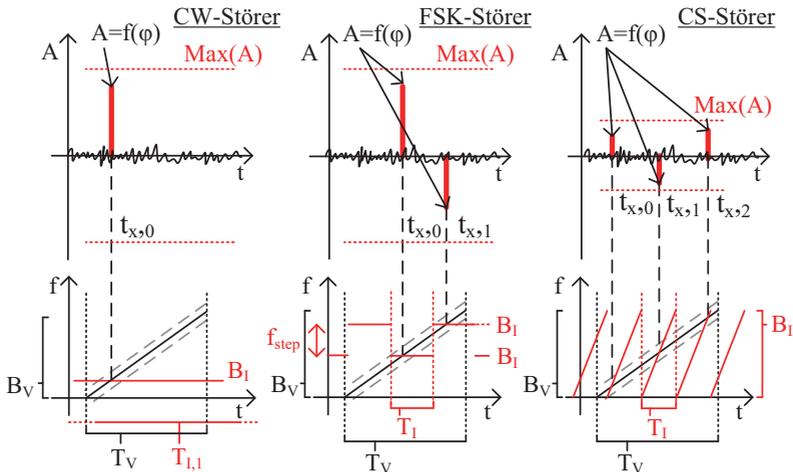


Abb. 2.25: Prinzipzeichnung verschiedener Typen von Störsignalen.

Tabelle 2.2: Hier angenommene Parameter typischer frequenzmodulierter Störsignale.

	CW	FMCW	FSK	CS
T_I	-	0,5 - 40 ms	$\geq 15 \mu\text{s}$	20 - 50 μs
B_I	-	100 - 250 ms	-	100 - 200 MHz
f_{step}	-	-	1 MHz	-

Das bisher erarbeitete Formelwerkzeug für FMCW-Störungen kann ebenso für die Generierung solcher CW-, FSK- und CS-Störungen verwendet werden. Es wird an dieser Stelle angenommen, dass das Empfangsfilter (in Abb. 2.25 grau angedeutet) so schmal ist, dass jede Kreuzung von Frequenzrampen durch einen kurzen Impuls im Zeitbereich repräsentiert werden kann. Eine Aneinanderreihung von zeitlich kurzen, individuell mit τ_n verzögerten Pulsen der Anzahl N mit Amplituden A_n sei wie folgt dargestellt:

$$x(t) = \sum_{n=0}^N A_n \delta(t - \tau_n) \circ \bullet X(f) = \sum_{n=0}^N A_n e^{-j2\pi f \tau_n}. \quad (2.53)$$

Der Vergleich eines Summanden von (2.53) mit einer FT aus Abschnitt 2.3.2 zeigt die Ähnlichkeit der beiden Ausdrücke, wobei der Koeffizient A und der komplexe Phasenterm von den Signalparametern abhängig ist:

$$\dot{X}_{MI}(f) = \underbrace{\frac{V_{FE} V_C A_{TI}}{2} \sqrt{\frac{1}{\Delta\mu}} \cos\left(\frac{\pi(f^2 + \Delta f_S^2)}{\Delta\mu} - \frac{\pi}{4} - \Delta\varphi\right)}_A \underbrace{e^{j\left(\frac{2\pi\Delta f_S f}{\Delta\mu}\right)}}_{e^{-j2\pi f \tau}}. \quad (2.54)$$

Abb. 2.26 zeigt Störungen durch ein FSK-Signal aus Abb. 2.25. Die Parameter sind bewusst so gewählt, dass zwei Störspitzen mit einem zeitlichen Abstand τ_{\perp} von 1 ms bzw 0,4 ms zueinander auftreten, was wie folgt berechnet wird:

$$\tau_{\perp} = t_{x,2} - t_{x,1} = -\frac{\Delta f_{S2}}{\Delta\mu_2} - \left(-\frac{\Delta f_{S1}}{\Delta\mu_1}\right). \quad (2.55)$$

In Abb. 2.26 lässt sich nachvollziehen, dass die maximale Amplitude von FSK-Störspitzen und CW-Störspitzen im Zeitbereich gleich sind, falls dieselbe Aufenthaltszeit von FSK-Störung und CW-Störung im AAF gegeben ist. Im Vergleich mit einem CW-Störer steigt die maximale Amplitude dieser FSK-Störung im Frequenzbereich im Worst Case linear mit der Anzahl der Störzeitpunkte an.

Der ideale Abstand der Bögen im Spektrum kann aus τ_{\perp} berechnet werden

$$f_{\perp} = \frac{1}{\tau_{\perp}}. \quad (2.56)$$

Liegen Filterimpulsantworten eng benachbart, so kann die Überlagerung der Störungen im Zeitbereich jedoch auch zu stark variierenden Werten von f_{\perp} führen.

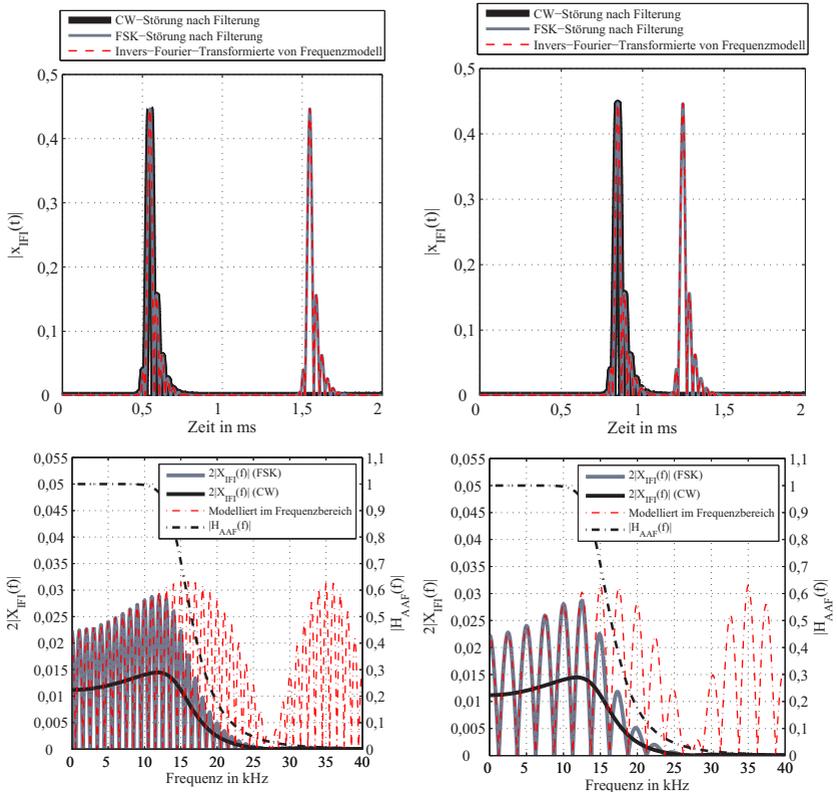


Abb. 2.26: Mehrfache Störungen und Auswirkung auf das Spektrum. **Links:** Ein zeitlicher Abstand von 1 ms führt im Spektrum zu Bögen mit 1 kHz Abstand. Parameter: $f_{SV} = 102$ MHz, $f_{EV} = 104$ MHz, $f_{SI} = f_{EI} = 102,8$ MHz (erste Stufe), 103,2 MHz (zweite Stufe) **Rechts:** Ein zeitlicher Abstand von 0,4 ms führt zu einem Abstand der Bögen von 2,5 kHz.

Dies ist auch der Grund, weswegen der Abstand der Bögen im Spektrum der FSK-Störung in Abb. 2.5 nicht ohne genaue Kenntnis über die Filterimpulsantwort, sowie über die Phasenlagen von LO- und Störsignal bestimmt werden können. Abb. 2.26 zeigt weiter, dass sich diese FSK-Störung auch direkt im Frequenzbereich modellieren lässt. Weiter kann durch IFFT²³ des Produkts aus Frequenzmodell und Filterübertragungsfunktion eine Approximation des Zeitsignals nach dem AAF gewonnen werden.

Im Falle einer CS-Störung tritt eine deutlich höhere Anzahl von Störspitzen im Zeitbereich des FMCW-Radarsignals auf. Deren zeitliche Schnittpunkte $t_{x,n}$ mit einer Frequenzrampe eines FMCW-Radars lassen sich durch Erweiterung von (2.33) um $n \cdot T_1$ mit $n \in \mathbb{Z}$ bestimmen:

$$\begin{aligned} t_{x,n} &= -\frac{f_{SI} - f_{SV} + f_D - \mu_1(\tau + nT_1)}{\mu_1 - \mu_V} \\ \Rightarrow t_{x,n} &= \frac{-\Delta f_S}{\Delta \mu} + n \underbrace{\frac{\mu_1 T_1}{\Delta \mu}}_{\tau_{\perp}} = \frac{-\Delta f_S}{\Delta \mu} + n \underbrace{\frac{f_{EI} - f_{SI}}{\Delta \mu}}_{\tau_{\perp}}. \end{aligned} \quad (2.57)$$

Dabei muss die jeweilige Momentanfrequenz von Stör- und Radarfrequenzrampe im gemeinsam abgedeckten Frequenzbereich liegen, und es muss $t_{x,n} \geq 0$ sowie $t_{x,n} \leq T_V$ erfüllt sein. Unter Zuhilfenahme der zuletzt genannten Randbedingungen können die tatsächlichen Zeiten der Rampenschnittpunkte bestimmt werden. Der Parameter τ_{\perp} beschreibt auch hier den zeitlichen Abstand benachbarter Störzeitpunkte voneinander. Die maximal zu erwartende Amplitude eines CS-Störers $\hat{x}_{I,CS}$ lässt sich mit (2.52) ermitteln. Alternativ lässt sich $\hat{x}_{I,CS}$ aus der gemessenen oder simulierten maximal zu erwartenden Amplitude einer CW-Störung $\hat{x}_{I,CW}$ und den jeweiligen Steigungsunterschieden $\Delta\mu_{CSvsFMCW}$ und $\Delta\mu_{CWvsFMCW}$ relativ zur Frequenzrampe des Radars berechnen:

$$\hat{x}_{I,CS} = \hat{x}_{I,CW} \sqrt{\left| \frac{\Delta\mu_{CWvsFMCW}}{\Delta\mu_{CSvsFMCW}} \right|} = \hat{x}_{I,CW} \sqrt{\left| \frac{\mu_{CW} - \mu_{FMCW}}{\mu_{CS} - \mu_{FMCW}} \right|} \quad (2.58)$$

Gleichung (2.58) wird in Abb. 2.27 verwendet, um die Höhe der Störampplitude $\hat{x}_{I,CS}$ aufgrund einer CS-Störung aus einer gegebenen CW-Störung zu schätzen. Die Abbildung zeigt weiter, dass $\hat{x}_{I,CS}$ mit größer werdendem $\Delta\mu$ (entspricht $\mu_{CSvsFMCW}$) sinkt. Dies geschieht solange der relevanteste Teil der Filterimpulsantwort τ_{imp} kürzer ist als der zeitliche Abstand τ_{\perp} zwischen den auftretenden Störungen (d.h. $\tau_{imp} < \tau_{\perp}$).

²³ engl. Inverse Fast Fourier Transformation

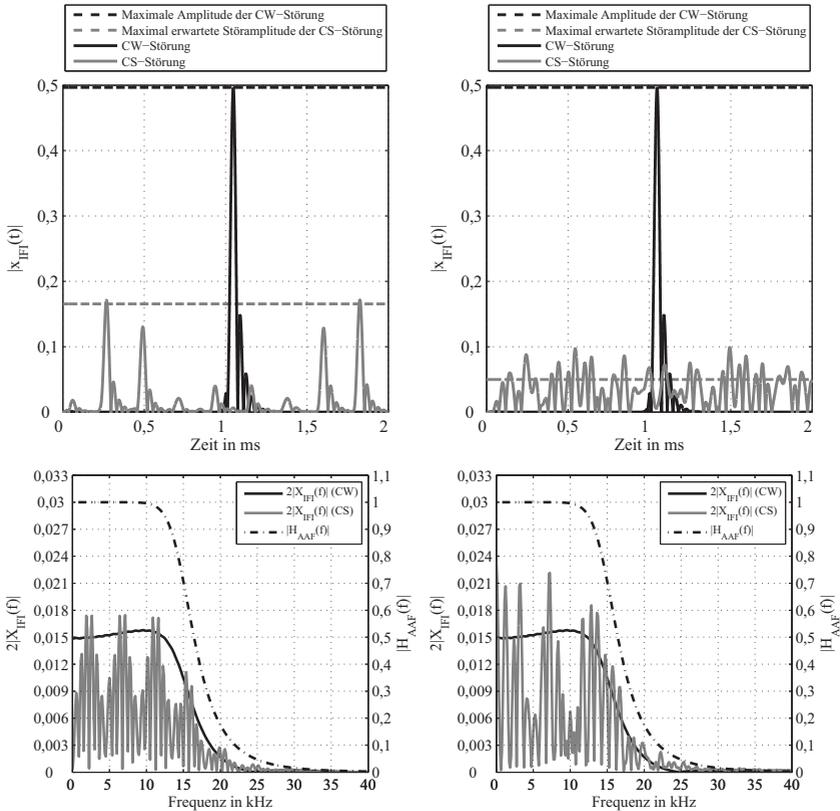


Abb. 2.27: Gestalt von mehrfachen Störungen aufgrund von CS-Störsignalen. Die relevante Länge des AAF ist etwa $\tau_{imp} = 100 \mu s$ (siehe Abb. 2.19 links, TP 15 kHz) **Links:** Die Störspitzen im Zeitbereich liegen weit genug auseinander, dass die maximale Störampplitude gut abgeschätzt werden kann (graue, waagerechte Linie). Parameter: $f_{SV} = 102 \text{ MHz}$, $f_{EV} = 104 \text{ MHz}$, $T_V = 2 \text{ ms}$, $T_I = 200 \mu s$. **Rechts:** Sobald die Störungen im Zeitbereich ineinander überlaufen fällt die maximale Störampplitude im Zeitbereich nicht mehr weiter ab und lässt sich nicht wie gehabt abschätzen. Parameter: wie links, jedoch $T_I = 20 \mu s$.

Ist $\tau_{imp} > \tau_{\perp}$, so kann die maximale Störampplitude nicht mehr mit (2.58) oder (2.52) abgeschätzt werden, da es zur, nach wie vor von der relativen Phasenlage abhängigen, Überlagerung der eng benachbarten Störungen kommt. Die maximale Störampplitude fällt als Folge nicht weiter ab. Das sichtbare Störsignal im Zeitbereich geht in einen zunehmend rauschähnlichen Zustand über (Abb. 2.27,

rechtes Bildpaar). Gleichung (2.52) lässt sich um eine Bedingung zur Verwendung mit CS-Störern ergänzen:

$$\hat{x}_1 = \frac{V_{FE} V_{CA_{TI}}}{2\sqrt{|\Delta\mu|}} \cdot \max(|h(t)|); \text{ mit: } t_r \sqrt{\Delta\mu} > 1; \tau_{\text{imp}} < \tau_{\perp}. \quad (2.59)$$

Anhand von Abb. 2.27 und den sich darauf beziehenden Erläuterungen ist nun die Form der Spektren in Abb. 2.6 und Abb. 2.7 erklärbar. Diese Aussage zur Abschätzbarkeit der Amplitude von CS-Störungen im Zeitbereich wird durch eine Messung belegt, deren Ergebnisse in Abb. 2.28 zusammengestellt sind. Die Grundlage für die Grafik bildet ein Stichprobenumfang von 1000 Messungen je Parametervariation mit dem Experimentalradar in der Konfiguration nach Abb. 2.22 ohne zeitliche Synchronisation sowie konstanter Sendeamplitude des Störsignals. Die Parametervariation besteht in einer schrittweisen Verkürzung der Dauer T_1 der CS-Frequenzrampe, während die Dauer T_V der LO-Frequenzrampe des gestörten FMCW-Radars konstant bei 2,5 ms verbleibt. Der DC²⁴ des Störsignals ist dabei eins, d.h. es wird ohne Pausen wiederholt. Störer und Radar überstreichen dabei denselben Frequenzbereich mit einer Bandbreite von 260 MHz. Das Experimentalradar arbeitet immer mit steigenden Frequenzrampen, d.h. $\mu_V > 0$. Die Störsignale werden mit ansteigenden ($\mu_1 > 0$) und fallenden Frequenzrampen $\mu_1 < 0$ generiert. Aus jeder einzelnen Stichprobe, welche einem absoluten Basisbandsignal $|x_{IF1}(t)|$ von 2,5 ms Länge abzüglich der Einschwingzeit des AAF zu Beginn des Signals entspricht, wird der Maximalwert \hat{x}_1 bestimmt. Die relative Häufigkeit von \hat{x}_1 wird über 1000 Stichproben generiert und als Kastengrafik in Abb. 2.28 dargestellt. Für $\mu_1 > 0$ und eine steigende Anzahl von Störungen $N_{\text{Stör,max}} = T_V/T_1$ zeigt sich, dass die Breite der Verteilung schmaler wird und deren Median sowie absolute Lage mit größer werdendem $N_{\text{Stör,max}}$ absinken, bis $N_{\text{Stör,max}} = 50$ ist, und damit $\tau_{\text{imp}} = 60 \mu\text{s} > \tau_{\perp} = 49 \mu\text{s}$ ist. Für $\mu_1 < 0$, d.h. einer fallenden Frequenzrampe des Störsignals, ist die Bedingung $\tau_{\text{imp}} > \tau_{\perp}$ mit $N_{\text{Stör,max}} = 40$ etwas schneller erreicht. Auch sind die Verteilungen tendenziell schmaler als für $\mu_1 > 0$. Für große $N_{\text{Stör,max}}$ pendelt sich \hat{x}_1 im selben Bereich ein. Ein relevanter Unterschied bzgl. \hat{x}_1 besteht zwischen $\mu_1 > 0$ und $\mu_1 < 0$ nur für kleine Werte von $N_{\text{Stör,max}}$.

²⁴ engl. Duty Cycle (Tastgrad)

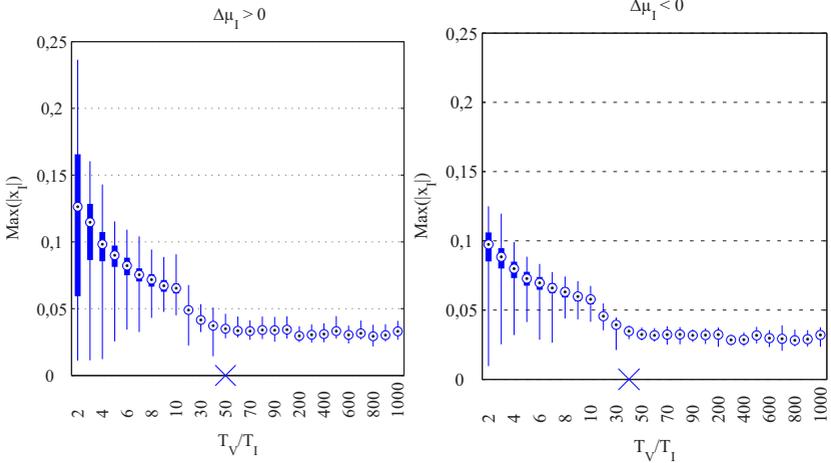


Abb. 2.28: Verlauf der maximalen Störampplitude im Zeitbereich in Abhängigkeit von den Rampenparametern T_V und T_I . Parameter: $B_I = B_V = 270$ MHz. Stichprobenumfang: 1000 Messungen je T_V/T_I ohne Synchronisation zwischen Störer und Radar. DC = 1. Die Box markiert den 25% - 75% Perzentil-Bereich, der Punkt den Median und die Linie erfasst alle restlichen Werte. Das Kreuz markiert das T_V/T_I , ab dem $\tau_{\text{imp}} > \tau_{\perp}$ gilt.

In Abb. 2.29 ist der Mittelwert des Absolutwert-Quadrats (oder mittlere Leistung bzw. Störleistung des Signals [GRS05], Abschnitt A.2)

$$x_{I,\text{RMS}}^2 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |x[n]|^2 = \frac{1}{N^2} \sum_{k=1}^K |X[k]|^2 \quad (2.60)$$

über T_V/T_I für die bereits zuvor beschriebene Stichprobe aufgetragen. Für kleine T_V/T_I und $\mu_I < 0$ zeigen sich schmalere Verteilungen und geringere Maxima für $x_{I,\text{RMS}}^2$, als es für $\mu_I > 0$ der Fall ist. Sonst verhält sich $x_{I,\text{RMS}}^2$ für $\mu_I > 0$ und $\mu_I < 0$ sehr ähnlich. Der Median von $x_{I,\text{RMS}}^2$ bleibt für alle Parametervariationen von T_V/T_I etwa gleich.

Wegen des Parsevalschen Theorems [GRS05] kann $x_{I,\text{RMS}}^2$ auch im Frequenzbereich bestimmt werden, was ein Vergleich von Abb. 2.29 und Abb. 2.30 zeigt. Vor Bestimmung des dazu verwendeten Spektrums mittels FFT wurden keinerlei Offset-Kompensation oder Fensterung des Zeitsignals durchgeführt.

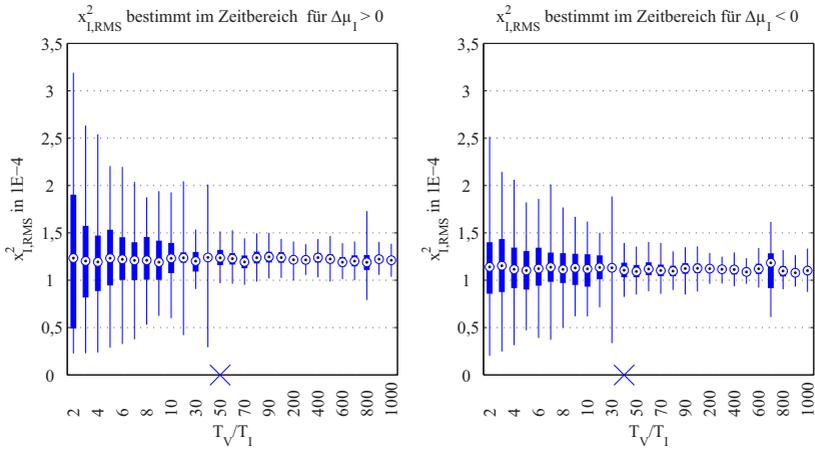


Abb. 2.29: Diese Grafik zeigt den Vergleich der mittleren Störleistung für $\mu_1 > 0$ (linkes Bild) und $\mu_1 < 0$ (rechtes Bild) für die beschriebene Stichprobe.

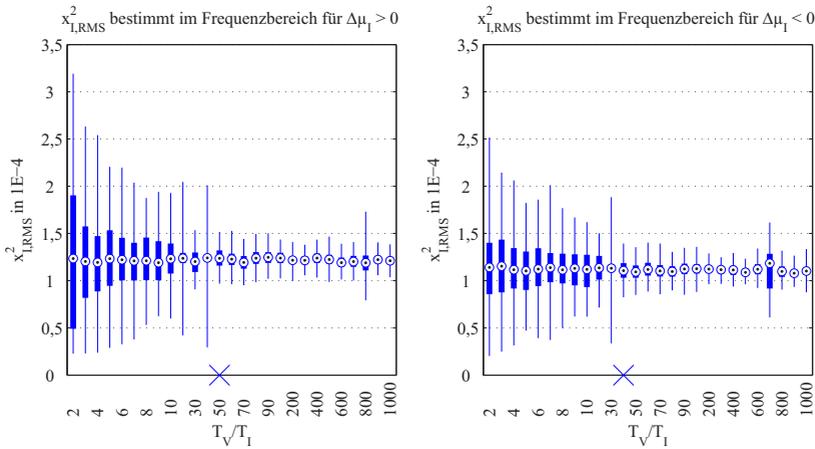


Abb. 2.30: x_{LRMS}^2 wurde hier im Frequenzbereich berechnet und stimmt mit den Ergebnissen aus Abb. 2.29 überein.

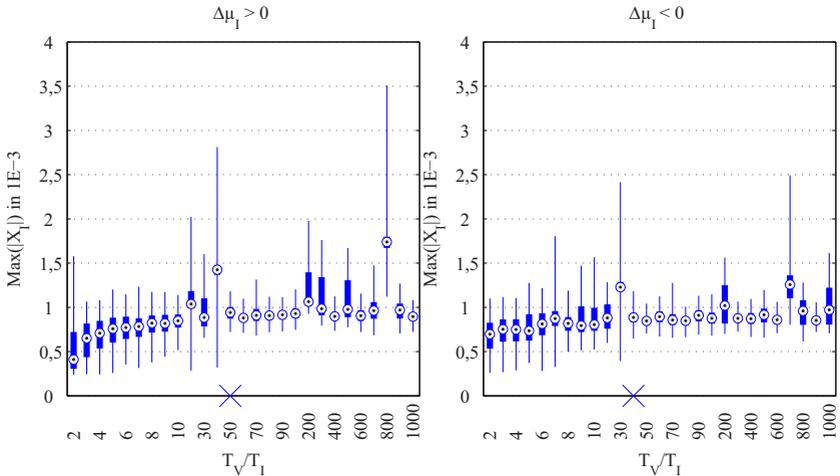


Abb. 2.31: Verlauf der maximalen Störampplitude \hat{X}_I im Frequenzbereich in Abhängigkeit von T_V/T_I . Auffällig sind die Ausreißer für verschiedene Werte von $T_V/T_I = 40, 800$ bzw. $30, 700$.

Die Maximalwerte von \hat{X}_I sind in Abb. 2.31 dargestellt, wozu vor der FFT der Mittelwert des jeweiligen Zeitsignals abgezogen, sowie eine Fensterung im Zeitbereich vorgenommen wurde.

Während in Abb. 2.28 der Median von \hat{x}_I abfällt, bis etwa $\tau_{\text{imp}} > \tau_{\perp}$ gilt, steigt der Median von \hat{X}_I im selben Bereich in Abb. 2.31. Im letztgenannten Bild sind Ausreißer der Verteilungen zu größeren Amplituden hin erkennbar. Für $\mu_V > 0$ treten die Ausreißer bei $N_{\text{Stör,max}} = 40$ bzw. 800 , für $\mu_V < 0$ bei $N_{\text{Stör,max}} = 30$ bzw. 700 auf.

Die Ursache hierfür ist eine periodische Aneinanderreihung und Überlagerung von AAF-Impulsantworten im Zeitbereich, welche im Frequenzbereich wiederum eine Aneinanderreihung von Impulsen ergibt. Da die Filterimpulsantworten mehrere lokale Extremwerte aufweisen, und deren Amplitude zudem noch abhängig von der relativen Phasenlage von LO- und Störsignal ist, sind diese gemessenen Ausreißer schwierig vorherzusagen. Dieser Effekt ist auch in Abb. 2.27 rechts zu erkennen, wo das Spektrum der CS-Störung zum Teil höhere Amplituden aufweist, als es für die weniger häufig auftretenden Störungen im Bildpaar links der Fall ist.

An dieser Stelle kann erklärt werden, warum in Abb. 2.4 und Abb. 2.6 (aus der Einleitung dieses Kapitels) etwa gleiche Störleistungsdichten zu erkennen sind.

Das FMCW-Signal stört im Gegensatz zum CW-Signal, bei gleicher Sendeleistung, mit geringeren maximalen Amplituden im Zeitbereich, jedoch stört es dafür öfter. Dies führt in der Summe zu einer vergleichbaren Störleistungsdichte für die mehrmalige FMCW-Störung und die einmalige CW-Störung. Für die FMCW-Störung ist wegen der Aneinanderreihung von Impulsen eine Bogenform erkennbar.

Alternative Modellierung von Mehrfachstörungen

An dieser Stelle sollen, alternativ zu (2.46), zwei Varianten der Modellierung von mehrfachen Störungen erläutert und demonstriert werden. Sie basieren auf dem bisher entwickelten Formelapparat.

Die erste Variante besteht in der direkten Modellierung der Störung im Zeitbereich nach dem AAF durch eine geeignete Platzierung von skalierten Filterimpulsantworten des AAF. Voraussetzung ist, dass $t_r \sqrt{\Delta\mu} > 1$ erfüllt ist, was auch bedeutet, dass die Höhe der Filterimpulsantwort \hat{x}_I mit (2.52) abschätzbar ist. Das Signal nach dem AAF mit N Störzeitpunkten lässt sich über folgendes Schema erstellen:

$$x_{\text{IFI}}(t) = \sum_{n=1}^N \text{Re} \left(\hat{x}_{I,n} \cdot \frac{h_{\text{AAF}}(t)}{\max\{|h_{\text{AAF}}(t)|\}} \cdot e^{j\varphi_n} \right) * \delta(t - t_{x,n}). \quad (2.61)$$

Die Phase φ_n folgt dabei einer vorzugebenden Verteilung (z.B. einer Gleichverteilung, wie später verwendet) und variiert die Amplitude der sichtbaren Störung. In der praktischen Realisierung kann auf die Faltung verzichtet werden, wenn die Filterimpulsantworten direkt an den Störzeitpunkten τ_n platziert werden. Das so generierte Störsignal kann direkt zum Nutzsignal nach dem AAF addiert werden. Diese Art der Störmodellierung ist bereits brauchbar um Algorithmen zur nachträglichen Unterdrückung von Störungen zu testen. Durch eine FFT kann in den Frequenzbereich gewechselt werden.

Die zweite Variante der Modellierung besteht in der direkten Generierung des Spektrums. Dazu wird eine mehrfache Störung in einzelne Störungen zerlegt. Diese können anschließend mittels Formeln aus Abschnitt 2.3.2 (z.B. Gleichung (2.41)) modelliert und superpositioniert werden. Das Prinzip dieses Modellierungsansatzes ist in Abb. 2.32 für eine mehrfache FMCW-Störung bzw. CS-Störung skizziert. Die benötigten Startfrequenzen der Störer $f_{\text{SI},1}$ und $f_{\text{SI},2}$ werden dabei durch Extrapolation gewonnen. Dazu werden zunächst die Ram-

penschnittpunkte $t_{x,n}$ mittels (2.57) unter Verwendung der tatsächlichen Startfrequenzen der Stör-Frequenzrampen $f_{SI,org}$ bestimmt.

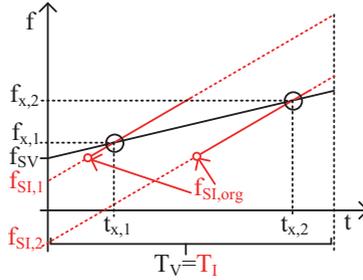


Abb. 2.32: Beispiel einer Zerlegung von mehrfachen Störungen. Schwarz zeigt das Nutzsignal, rot die mehrfache Störung.

Im Anschluss werden die Startfrequenzen $f_{SI,n}$ der neuen Stör-Frequenzrampen bestimmt:

$$\begin{aligned} f_{SI,n} &= t_{x,n} \cdot -\mu_I + f_{x,n} \text{ mit} \\ f_{x,n} &= t_{x,n} \cdot \mu_V + f_{SV} \\ \Rightarrow f_{SI,n} &= t_{x,n} \cdot (\mu_V - \mu_I) + f_{SV} = t_{x,n} \cdot -\Delta\mu + f_{SV} \end{aligned} \quad (2.62)$$

Beispielhaft lässt sich ein repräsentatives Stör-Spektrum für das Experimentalradar nach dessen AAF für N Störungen generieren ($\Delta\mu > 0$)

$$\begin{aligned} \check{X}_{IFI}(f) &= \left(\sum_{n=1}^N \frac{V_{FE} V_{CA} T_I}{2} \sqrt{\frac{1}{\Delta\mu}} e^{j\left(\frac{2\pi\Delta f_{S,n} f}{\Delta\mu}\right)} \right. \\ &\quad \left. \cdot \cos\left(\frac{\pi(f^2 + \Delta f_{S,n}^2)}{\Delta\mu} - \frac{\pi}{4} - \Delta\varphi_n\right) \right) \cdot H_{AAF}(f). \end{aligned} \quad (2.63)$$

Das Spektrum muss lediglich bis zu der Frequenz erstellt werden, für die das AAF genügend dämpft. Durch eine IFFT lässt sich das Zeitsignal nach dem AAF berechnen.

Die Anwendbarkeit von (2.61) und (2.63) wird anhand einer Stichprobe von 1000 Messungen je Satz von Signalparametern unter der Verwendung des Messaufbaus nach Abb. 2.22 überprüft. Eine Erläuterung zum Prinzip der Datenerhebung kann Abb. 2.33 und deren Bildunterschrift entnommen werden.

Die Stichproben im Zeitbereich sind dem Ausschnitt entnommen, welcher von der Störung beeinflusst ist. Die Amplituden von $x_{\text{IFI}}(t)$ werden in Abb. 2.34 bis Abb. 2.36 durch relative Summenhäufigkeiten dargestellt und sind mit x_{IFI} bezeichnet.

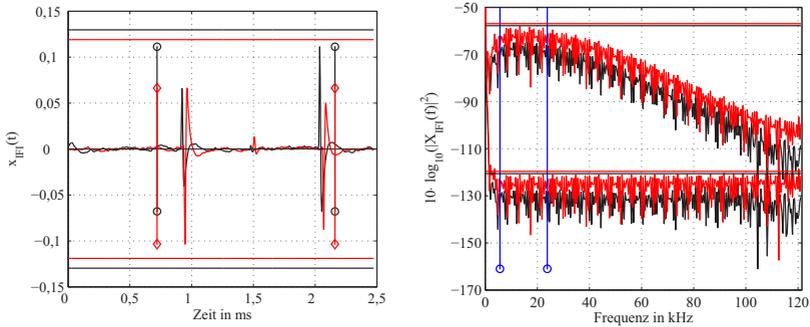


Abb. 2.33: Obige Bilder werden beispielhaft für die Erläuterung der Datenerhebung genutzt. Die erhobenen Daten werden zur Überprüfung der Signalmodelle verwendet. In diesem Beispiel verwendete Signalparameter: $\tau = 0$ s, $f_D = 0$ Hz, $f_{\text{SV}} = 23,99$ GHz, $f_{\text{EV}} = 24,26$ GHz, $T_V = 2,47$ ms, $f_{\text{SI}} = 24,05$ GHz, $f_{\text{EI}} = 24,22$ GHz, $\phi_{\text{LO}} = 0$, $T_I = 412$ μ s. Störsignal und Radar-LO werden zeitgleich gestartet, jedoch variiert die Phase des zum Hochmischen des Störsignals verwendeten Trägersignals dabei zufällig. Die initiale Phase des Störsignals ϕ_{SI} ist als gleichverteilt zwischen 0 und 2π angenommen. **Links:** Der schwarze Graph zeigt eine Messung des Störsignals nach dem AAF. Der rote Graph zeigt das modellierte Störsignal $x_{\text{IFI}}(t)$, welches hier durch IFFT aus dem Frequenzbereichsmodell gewonnen wird. Die oberen und unteren waagerechten Grenzen zeigen die erreichten maximalen absoluten Amplituden der Stichprobe an (1 bis x, aus 1000). Der zur Erhebung der Stichprobe herangezogene Zeitabschnitt wird durch die vertikalen Grenzen markiert. **Rechts:** Das obere schwarz/rote Paar von Graphen zeigt die Fourier-Transformierte einer Messung (schwarz) und das Frequenzbereichs-Modell (rot) auf Basis von Signalen nach der Filterung mit dem AAF. Das untere schwarz/rote Paar von Graphen zeigt die Fourier-Transformierte einer Messung (schwarz) und das Frequenzbereichs-Modell (rot) ohne das AAF. Um letztere zu erhalten, ist das bekannte AAF aus der Messung herausgerechnet worden. Die waagerechten Grenzen zeigen die bislang erreichten maximalen Amplituden während der Stichprobenerhebung an. Der zur Erhebung der Stichprobe herangezogene Frequenzabschnitt wird durch die vertikalen Grenzen markiert.

Im Frequenzbereich dient ein Ausschnitt aus dem flachsten Teil des Spektrums, unter Einbezug des AAF, als Stichprobe. Die Amplituden von $|X_{\text{IFI}}(f)|$ werden in Abb. 2.34 bis Abb. 2.36 durch relative Häufigkeiten dargestellt und sind mit $|X_{\text{IFI}}|$ bezeichnet.

In Abb. 2.34 ist ein Vergleich von Messung und Simulation für eine einzelne CW-Störung gezeigt. Bis auf einen konstanten Amplitudenfaktor zeigt sich eine gute Übereinstimmung von Messung und Simulation. Die Ursache für

die Abweichung liegt in der direkten Verwendung der Datenblattangaben von LNA, Mischer und der theoretischen Übertragungsfunktion des AAF für die Simulation. Weitere Verluste und Nichtidealitäten des Radars sind nicht berücksichtigt. Das thermische und sonstige Grundrauschen des Radars (bei ausgeschalteter Störquelle) wird im Zeit und Frequenzbereich zur Simulation hinzu addiert. Modelliert wird jeweils im Zeitbereich ("Modell Zeitbereich") oder im Frequenzbereich ("Modell Frequenzbereich"), anschließend wird per FFT bzw. IFFT in die andere Domäne gewechselt.

In Abb. 2.35 und Abb. 2.36 sind zwei weitere Modellierungsbeispiele für 6 und 100 Störzeitpunkte je FMCW-Frequenzrampe gezeigt. Die Parameter der Messung und Simulation sind den Bildunterschriften zu entnehmen.

Nun könnte aufgrund der in Abb. 2.34, Abb. 2.35 und Abb. 2.36 aufgeführten relativen Häufigkeiten der Schluss gezogen werden, dass die Störampplituden im Frequenzbereich durch eine bestimmte Verteilung beschrieben werden können. Dem muss jedoch nicht zwingend so sein. $|X_{\text{IFF}}(f)|$ kann auch bi- oder multimodal verteilt sein, wie Abb. 2.37 zeigt. Dies ist das Resultat von Spektren mit ausgeprägten Maxima und Minima (Pulskämmen), die auch über der Zeit veränderlich sein können. Je stabiler diese Maxima und Minima eingehalten werden, umso deutlicher sind die lokalen Maxima der relativen Häufigkeiten voneinander trennbar.

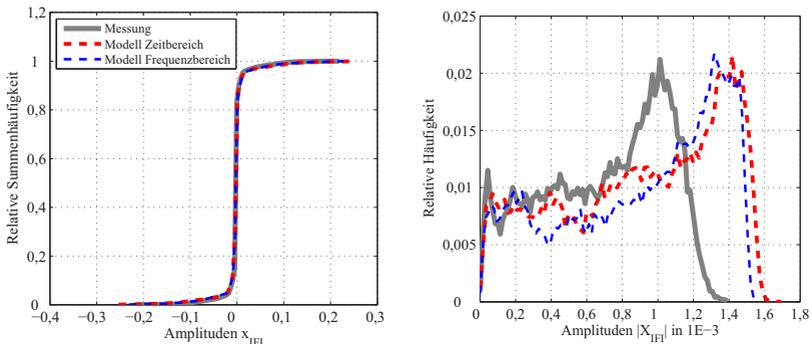


Abb. 2.34: Die Messung und Simulation einer CW-Störung zeigen eine gute Übereinstimmung, bis auf einen konstanten Faktor. Die Darstellungen basieren auf einer Stichprobenerhebung, wie sie in Abb. 2.33 beschrieben ist. Verwendete Parameter: $\tau = 0$ s, $f_D = 0$ Hz, $f_{SV} = 23,99$ GHz, $f_{EV} = 24,26$ GHz, $T_V = 2,47$ ms, $\varphi_{LO} = 0$, $f_{SI} = 24,135$ GHz, $f_{EI} = 24,135$ GHz, $T_I = T_V$, φ_I ist gleichverteilt zwischen 0 und 2π angenommen.

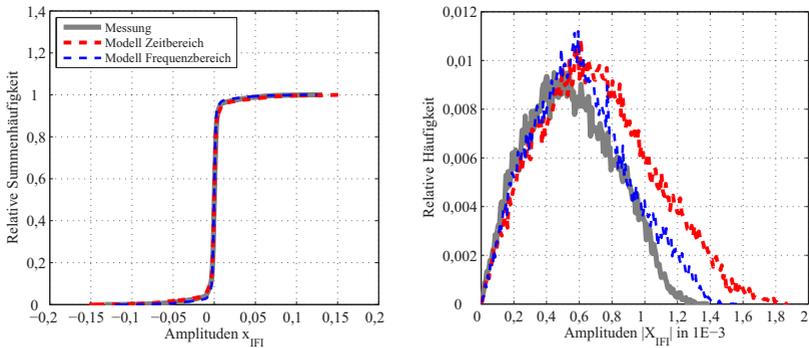


Abb. 2.35: Vergleich von Messung und Simulation für $T_V/T_I = 6$ im Zeit- und Frequenzbereich. Die Darstellungen basieren auf einer Stichprobenerhebung, wie sie in Abb. 2.33 beschrieben ist. Verwendete Parameter: $\tau = 0$ s, $f_D = 0$ Hz, $f_{SV} = 23,99$ GHz, $f_{EV} = 24,26$ GHz, $T_V = 2,47$ ms, $\varphi_{LO} = 0$, $f_{SI} = 24,05$ GHz, $f_{EI} = 24,22$ GHz, $T_I = 412$ μ s, φ_I ist als gleichverteilt zwischen 0 und 2π angenommen.

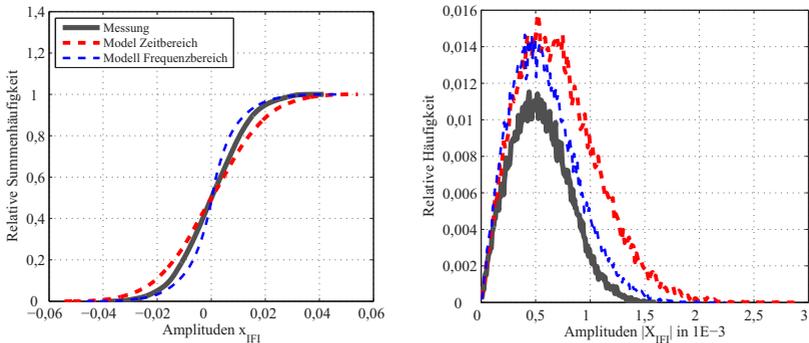


Abb. 2.36: Vergleich Messung und Simulation für $T_V/T_I = 100$ im Zeit- und Frequenzbereich. Die Darstellungen basieren auf einer Stichprobenerhebung, wie sie in Abb. 2.33 beschrieben ist. Verwendete Parameter: $\tau = 0$ s, $f_D = 0$ Hz, $f_{SV} = 23,99$ GHz, $f_{EV} = 24,26$ GHz, $T_V = 2,47$ ms, $\varphi_{LO} = 0$, $f_{SI} = 24,05$ GHz, $f_{EI} = 24,22$ GHz, $T_I = 24,7$ μ s, φ_I ist gleichverteilt zwischen 0 und 2π angenommen.

Das deterministische Signalmodell kann diese Verteilungen liefern, muss jedoch entsprechend parametrisiert werden, was genaue Kenntnis über die tatsächlichen Nichtidealitäten des Radars und des Generators sowie die Taktge-

ber erfordert. Ohne besondere Parametrisierung liefert das Modell in Abb. 2.37 zwar ebenfalls eine multimodale Verteilung der Amplituden von $|X_{\text{IF}}(f)|$, diese weicht allerdings deutlich von der gemessenen Verteilung ab. Die maximal auftretende Amplitude ist jedoch fast identisch. Auch das Spektrum in Abb. 2.27 (links unten) würde eine multimodale Verteilung liefern.

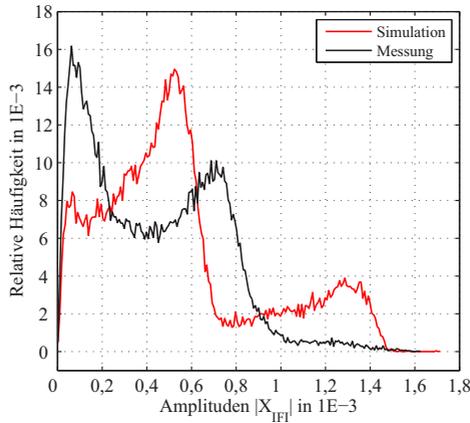


Abb. 2.37: Beispiel für multimodale relative Häufigkeiten im Frequenzbereich. Solche Verläufe der relativen Häufigkeit weisen auf Pulskäme im Spektrum hin. Der Einbruch zwischen den beiden Maxima ist umso ausgeprägter, je stabiler der Kamm im Frequenzbereich sichtbar ist. Zeitlich veränderliche Käme mit mehreren, in der Amplitude unterschiedlichen lokalen Maxima führen zu entsprechenden multimodalen relativen Häufigkeiten. Parameter: $T_V/T_I = 7$, sonst wie Abb. 2.36. Die Signale wurden nach (2.61) modelliert.

2.3.5 Modellierung des Gesamtsignals

Zur gemeinsamen Verifikation der Modelle für Nutz- und Störsignale dient ein Vergleich von Messung und Simulation auf Basis des Messaufbaus in Abb. 2.38. Im Aufbau sind die Sende- und Empfangsantennen des Experimentalradars durch externe Antennen ersetzt. Das Gesamtsignal ergibt sich aus der Superposition von Nutz- und Störsignal.

Die Modellierung des Nutzsignals $x_{\text{IFV}}(t)$ im Zeitbereich nach der Filterung mit dem AAF geschieht nach (2.45). Dabei wird die Radargleichung (2.9) zur

Abschätzung der Dämpfung des Funkkanals genutzt. Weiter werden die Gewinne der verwendeten Hardwarekomponenten aus Abb. 2.38 berücksichtigt, ebenso wie die Gewinne der Komponenten des Experimentalradars (s. Abschnitt A.4).

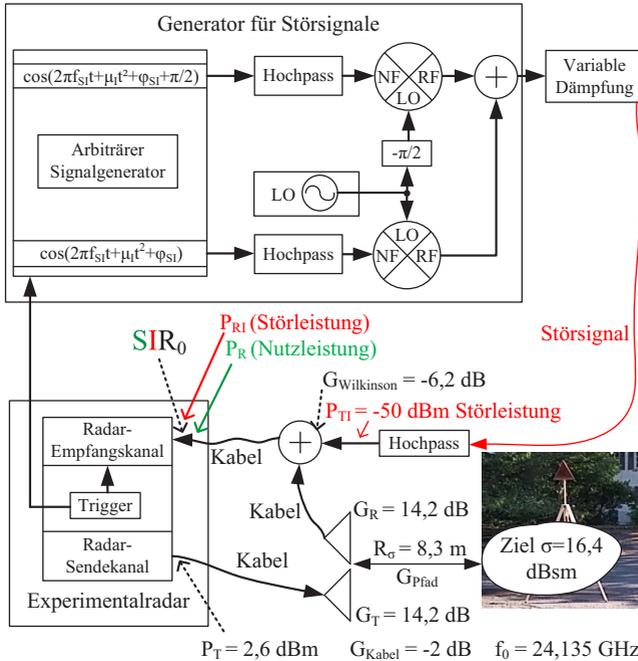


Abb. 2.38: Messaufbau zur Überprüfung des gemeinsamen Simulation von Nutz- und Störsignal. Sämtliche beschriftete Kabel haben dieselbe Länge von 1 m. Die Mehrwegeausbreitung im Szenario ist vernachlässigbar.

Das Grundrauschen des Radars wird nach der Filterung mit dem AAF pseudozufällig hinzu addiert, wobei separat aufgezeichnete Signale $x_n(t)$ verwendet werden. Letztere werden mit dem Experimentalradar gemessen, wobei die Empfangskanäle des Experimentalradars mit 50Ω Widerständen abgeschlossen sind.

Das Störsignal $x_{IF1}(t)$ im Zeitbereich wird mit Hilfe von (2.61) modelliert und, nach Einbezug der Gewinne der Hardwarekomponenten ab dem Wilkinson-Teiler, zum Nutzsignal $x_{IFV}(t)$ hinzu addiert. Dabei ist eine vorherige Filterung des Störsignals mit dem AAF nicht nötig, da dessen Auswirkung auf die

Störung bereits in (2.61) enthalten ist. In Abb. 2.39 (links) ist ein Vergleich von gemessenem und simuliertem Zeitsignal gezeigt. Die waagerechten Grenzen markieren die sich dabei für 1000 Messungen ergebenden maximalen, absoluten Amplituden aufgrund der Störungen. Es ist zu erkennen, dass die maximal erreichten Amplituden für Messung und Simulation gut übereinstimmen. Das Modell gibt die Worst-Case Störimpulse im Zeitbereich somit gut wieder. Auch akzeptabel ist die Übereinstimmung der Amplituden der Nutzsignale. Die Abweichungen lassen sich durch die vereinfachte Annahme eines Punktziels im Freiraum für die Simulation erklären. In der Realität kommt es im Kanal und im Aufbau selbst zu weiteren Reflexionen oder einer Kopplung zwischen Sende- und Empfangsantenne, was beispielsweise zu einer Überlagerung mehrerer Nutzsignale ähnlicher Frequenz und damit zu einer Schwebung, oder zu zusätzlichen, niederfrequenten Signalanteilen führen kann.

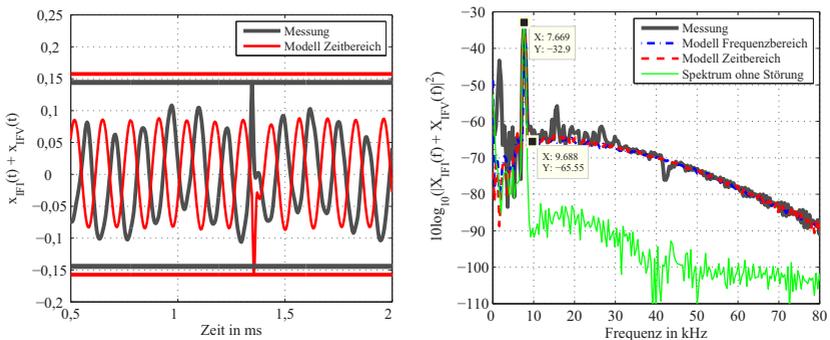


Abb. 2.39: Links: Der Ausschnitt zeigt das gemessene und ein simuliertes Zeitsignal. Die Grenzen markieren die Maximalwerte, die über 1000 Stichproben hinweg erreicht werden. Die Störung ist bei ca. 1,4 ms zu erkennen. **Rechts:** Spektrum auf Basis der Modellierung im Zeit- oder Frequenzbereich. Es sind die Signale gezeigt, die zur höchsten Störleistung führen. Es zeigt sich eine gute Übereinstimmung von Simulation und Messung. Die zusätzlich sichtbaren Reflexionen in der Messung sind in der Simulation nicht berücksichtigt, da dort nur das RCS des Winkelreflektors vorgegeben ist.

Das Spektrum des Gesamtsignals ergibt sich durch Multiplikation von $x_{\text{IFV}}(t) + x_{\text{IFI}}(t)$ mit einem Hamming-Fenster, sowie durch eine anschließende FT. Dieses wird im Spektrum von Abb. 2.39 (rechts) mit “Modell Zeitbereich“ bezeichnet. Es zeigt sich eine gute Übereinstimmung der gemessenen und simulierten Worst-Case Spektren.

Als zweite Variante wird $X_{\text{IFV}}(f)$ im Frequenzbereich generiert. Zunächst wird die Beat-Frequenz des Ziels nach (2.23) berechnet und das Ziel in der entsprechenden Frequenzzeile im Spektrum platziert. Die Information zur Bestimmung der Amplitude der Beat-Frequenz stammt erneut aus der Radargleichung, sowie aus den Informationen über die Gewinne der Hardwarekomponenten. Die Filterung mit dem AAF geschieht durch eine Multiplikation des Spektrums mit $H_{\text{AAF}}(f)$. Das Grundrauschen $x_n(t) \circ \bullet X_n(f)$ wird zum sich ergebenden Spektrum hinzu addiert. Die Fensterung wird durch eine Faltung dieses Spektrums mit der FT des Hamming-Fensters realisiert. Es ergibt sich $X_{\text{IFV}}(f)$.

Das Spektrum des Störsignals $X_{\text{IFI}}(f)$ wird nach (2.63) generiert und zu $X_{\text{IFV}}(f)$ hinzu addiert. Das sich ergebende Spektrum des Gesamtsignals wird in Abb. 2.39 (rechts) mit "Modell Frequenzbereich" bezeichnet. Auch für die Modellierung des Gesamtsignals im Frequenzbereich zeigt sich eine gute Übereinstimmung der gemessenen und simulierten Worst-Case Spektren.

In Abb. 2.39 (rechts) markieren zwei Datenpunkte im Spektrum den Abstand von Nutzsignal zu Störsignal. Das folgende Kapitel nimmt sich der Abschätzung dieses Abstands an und geht auf die wesentlichen Einflussfaktoren im Radarempfänger ein.

2.3.6 Gewinn gegenüber Störungen

Bis zu diesem Punkt sind die Störeffekte zwischen FMCW-Radaren und CW-/FSK-/FMCW-/ und CS-Radaren beschrieben worden. Nun folgen einige Faustformeln zur Abschätzung des Gewinns von Nutzsignalen gegenüber Störsignalen. Der Gewinn gegenüber völlig unkorrelierten bzw. inkohärenten Störquellen entspricht nach [Pac04] dem Produkt aus belegter Signalbandbreite multipliziert mit der kohärenten Integrationszeit. Die Integrationszeit wird hier mit der Dauer des ausgesendeten Signals gleichgesetzt. Damit ergibt sich

$$G_{\text{SIR}} = B_V \cdot T_V, \quad (2.64)$$

was dem Gewinn eines Radars mit FMCW-Modulation gegenüber einem CW-Störer entspricht. Bei einer Störung durch ein FMCW-Radar muss dieser Gewinn entsprechend skaliert werden, wie in [Gop11] aufgeführt. In der vorliegen-

den Arbeit ergibt sich der Gewinn direkt aus dem Vorfaktor der FT einer Störung (vgl. (2.41)) unter Einbezug der kohärenten Integrationszeit T_V

$$G_{\text{SIR}} = (T_V \sqrt{|\Delta\mu|})^2 = T_V^2 |\Delta\mu|, \quad (2.65)$$

wobei T_V zugleich die Frequenzauflösung der FT bestimmt. Tatsächlich teilt sich dieser Gewinn eines FMCW-Radars gegenüber Störungen in einen Gewinn durch analoge Signalprozessierung und einen Gewinn durch digitale Signalprozessierung auf. Wenn ein breitbandiges AAF zu keiner Sättigung des ADC des Radarempfängers führt, kann der Gewinn auch digital realisiert werden. Hier gilt, je länger die kohärente Integrationszeit, umso höher fällt der Gewinn G_{SIR} aus, da die Frequenzauflösung des per FFT gewonnenen Spektrums verbessert wird und sich die Energie damit über mehr Frequenzzellen verteilen kann.

Weiter ist der Gewinn von der Fensterfunktion abhängig, mit der das Empfangssignal vor der FFT multipliziert wird. Dabei erfahren das Signal als auch die Störung eine zeitabhängige Dämpfung ihrer Amplitude. Falls die Störung nur wenige Abtastwerte um einen dominierenden Abtastwert n lokalisiert ist, kann der Gewinn G_W durch die Multiplikation mit einer auf ihr Maximum normierten Fensterfunktion "win" als

$$G_W = \left(\frac{\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \text{win}[m]}{\text{win}[n]} \right)^2 \quad (2.66)$$

angenähert werden, wobei M der Länge des Zeitsignals oder des Fensters in Abtastwerten entspricht. Der Zähler in Gleichung (2.66) entspricht dabei dem CPG²⁵, wie er in [Har78] im Rahmen einer Diskussion von Fensterfunktionen verwendet wird. Dieser beschreibt den Verlust an mittlerer Leistung, die ein Signal durch Multiplikation mit dem normierten Fenster erfährt. In Abb. 2.40 kann der Gewinn G_W für eine Messung anschaulich nachvollzogen werden.

Gleichung (2.65) kann um den Gewinn durch die Fensterung ergänzt werden:

$$G_{\text{SIR}} = T_V^2 |\Delta\mu| \cdot G_W. \quad (2.67)$$

Dieser Effekt des Fensters kann gezielt zur Störreduktion verwendet werden, z.B. durch den Einsatz schmalbandiger Modulationsformen wie FSK an den Rändern des regulierten Spektrums. Breitbandige Signale, welche mit Fensterung im Zeitbereich prozessiert werden, würden hiervon profitieren.

²⁵ engl. Coherent Power Gain

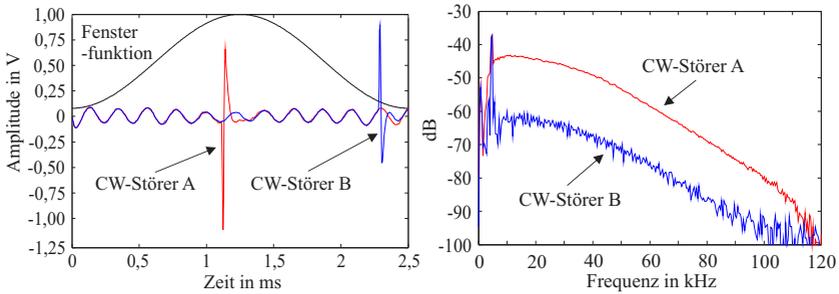


Abb. 2.40: Die Fensterung bewirkt eine zeitabhängige Dämpfung des gestörten Zeitsignals. Abhängig von der Lage der Störung wird diese stärker oder schwächer gedämpft. In der Grafik links sind die Störungen noch nicht mit dem Fenster multipliziert. Die Dämpfung im Zeitbereich wirkt sich direkt auf das SIR im Frequenzbereich aus [SHM⁺ 14] ©IJMWT.

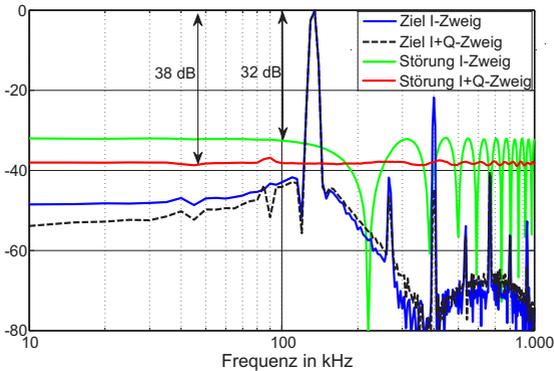


Abb. 2.41: Für diese Ergebnisse wurde ein I/Q-Mischer bei 880 MHz verwendet, in der Konfiguration wie in Abb. 2.10 gezeigt. Mit Hilfe eines AWG werden die Signale für HF- und LO-Eingang direkt vorgegeben, I- und Q-Signale werden mit einem Oszilloskop aufgezeichnet. Die Signalamplitude wird dabei konstant gehalten. Zunächst wird ein Nutzsinal mittels zwei zeitversetzter Frequenzrampen ($B_V = 20 \text{ MHz}$, $T_V = 200 \mu\text{s}$) generiert, von dem anschließend entweder nur I- oder I- und Q-Zweig kombiniert ausgewertet werden. Dies führt zum generischen Ziel bei etwa 100 kHz. Anschließend wird am HF-Eingang ein CW-Störsignal bei 880 MHz eingespeist und ebenfalls für I- sowie I- und Q-Zweig kombiniert Fourier-transformiert. Beide Spektrum-Paare (I-Nutz und Störsignal, sowie I/Q-Nutz- und Störsignal) sind mit Ihrem jeweiligen Maximum auf 0 dB Referenzlevel dargestellt. Ohne einen I/Q-Empfänger ergibt sich das bekannte Bogenspektrum, dessen erster Bogen (0 bis maximal $\sqrt{\Delta\mu}$) von der Amplitude her phasenabhängig variieren kann. Im gezeigten Fall ist dessen Maximum getroffen, welches im Vergleich zum nahezu frequenzunabhängigen Gewinn bei I/Q-Prozessierung um 6 dB höher liegt. Jedoch kann bei günstiger relativer Phasenlage von LO- und Störsignal auch ein temporär deutlich höherer Gewinn erzielt werden, als ihn eine I/Q-Prozessierung liefert [SHM⁺ 14, Ker14].

Damit Gleichung (2.67) gilt, darf jede Frequenz von einer Störung nur einmal belegt werden. Wird ein I/Q-Empfänger verwendet, ist dies der Fall, da dieser die Unterscheidung zwischen positiven und negativen Frequenzen erlaubt.

Wird kein I/Q-Empfänger verwendet, so ist diese Unterscheidung nicht möglich und die Amplitude je Frequenzzelle des Spektrums variiert abhängig von der relativen Phasenlage $\Delta\varphi$ von LO-Signal und Störsignal. Dies bringt der Kosinus-Term in der FT einer FMCW-Störung zum Ausdruck (siehe z.B. (2.41)). Dies bedeutet, dass die Störung bei günstiger Phasenlage auch sehr stark unterdrückt werden kann (der Kosinus Term wird null). Der minimale Gewinn eines FMCW-Radars ohne I/Q-Empfängerum fällt hingegen, wie in Abb. 2.41 gezeigt und kommentiert, um bis zu 6 dB niedriger aus, als es für ein FMCW-Radar mit I/Q-Empfänger der Fall ist.

Ergänzend wird in Abb. 2.42 und Abb. 2.43 anhand einer LTspice-Simulation (LTspice IV von Linear Technology, Version 4.21g) der Gewinn für eine ideale Mischung näher erläutert. Für dieses Beispiel beträgt der ideale Gewinn

$$G_{\text{SIR}} = |\Delta\mu| T_V^2 = \left| \frac{(113,025 - 103,025) \text{ MHz}}{250 \mu\text{s}} - \frac{(100 - 110) \text{ MHz}}{250 \mu\text{s}} \right| \cdot 250^2 \mu\text{s}^2 \quad (2.68)$$

$$= 5000.$$

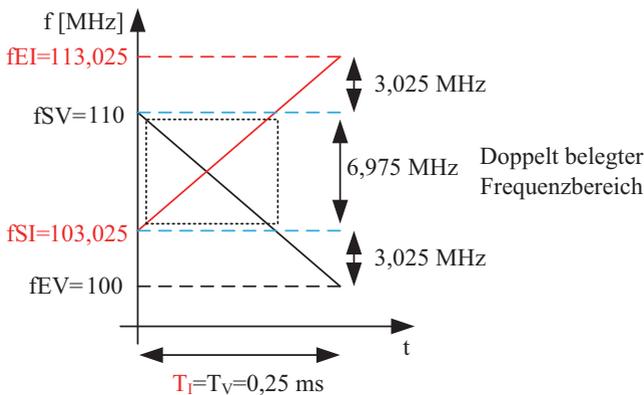


Abb. 2.42: Setup für die Simulation des Gewinns mit LTspice. Der per Kasten markierte Frequenzbereich wird während der Mischung doppelt belegt. Daher ist dort die Amplitude bis zu Faktor 2 höher. Der Bereich oberhalb 6,975 MHz wird stattdessen nur einmal belegt.

Im Spektrum der Störung aus Abb. 2.43 (rechts) lässt sich auch ein mittlerer Gewinn für den Fall ohne I/Q-Empfänger definieren. Wird die Kosinus-Gestalt des Teilbereichs von 0 bis 7 MHz betrachtet, so lässt sich analog zum Zeitbereich der Effektivwert der Amplitude angeben. Wird dieser quadriert ergibt sich $G_{\text{SIR}} = 1/2 |\Delta\mu| T_V^2$.

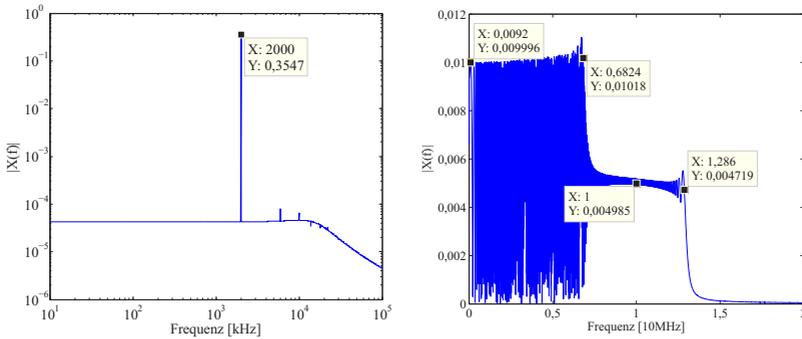


Abb. 2.43: Gewinn eines FMCW-Radars gegenüber einer als FMCW-Signal beschreibbaren Störung in der Simulation mit LTspice. Simuliert ist eine Mischung (in Form einer idealen Multiplikation) von LO- und Störsignal. Das LO-Signal sowie das Störsignal haben eine Amplitude von 1 V. **Links:** In diesem Bild ist der Empfang eines kohärenten Störsignals gezeigt, was zu einem unteren Mischprodukt bei 2 MHz führt. Das zugehörige Signal im Zeitbereich, nach der Mischung, hat eine Amplitude von 0,5 V. Das Spektrum zeigt als Maximum 0,354 $\approx 0,5 / \sqrt{2}$. Ein Bessel-Tiefpassfilter 4ter Ordnung beschränkt das Spektrum ab etwa 10 MHz. Diese Messung dient als Referenz. **Rechts:** Die Amplitude des Störsignals im Zeitbereich nach der Mischung beträgt 0,5 V. Das obere Mischprodukt wurde durch das Tiefpassfilter entfernt. Mit den Parametern der Frequenzrampe aus Abb. 2.42 und der Berechnung in (2.68) ergibt sich eine Reduktion um $\sqrt{5000}$ von 0,354 auf $\approx 0,005$. Dieses Störlevel ist bei etwa 10 MHz markiert, wo keine Überlappung der beteiligten Mischsignale auftritt. Dies ist der ideale Gewinn. Im Teilbereich mit Überlappung der beteiligten Signale (bis etwa 7 MHz) ergibt sich eine um bis zu Faktor 2 höhere Amplitude. Jedoch ist nun auch eine absolute Amplitude von 0 möglich. Die Gestalt der Störung im Bereich der Überlappung in Frequenzbereich kann in sehr guter Näherung mit dem Formelwerkzeug aus Kapitel 2 beschrieben werden.

Die Faustformeln zur Abschätzung des Gewinns eines FMCW-Radars gegenüber einer als FMCW-Signal beschreibbaren Störung lauten somit

$$G_{\text{SIR}} = T_V^2 |\Delta\mu| \cdot G_W \cdot \begin{cases} 1 & , \text{ I/Q-Empfänger} \\ \frac{1}{4} & , \text{ kein I/Q-Empfänger, dafür variiert } \Delta\varphi \\ & \text{ die Höhe des Spektrums,} \\ \frac{1}{2} & , \text{ kein I/Q-Empfänger, mittlere Störleistung.} \end{cases} \quad (2.69)$$

CW-, FSK- und CS-Signalförmungen sind Spezialfälle einer FMCW-Störung. Die obige Formel gilt für jeden vollständigen Durchlauf einer Frequenzrampe eines Störers durch das AAF im idealen Spektrogramm. Durchläuft ein störende Frequenzrampe das AAF mehrfach, so kann der Gewinn für jede einzelne Teilrampe bestimmt werden.

Gleichung (2.69) wird beispielhaft verwendet um das SIR für die markierten Datenpunkte in Abb. 2.39 (rechts) zu berechnen. Dazu werden die Angaben zum Messaufbau nach Abb. 2.38 und Abschnitt A.4 verwendet. Das SIR^{26} am Eingang des Experimentalradars wird mit

$$SIR_0 = \frac{P_R}{P_{RI}} \quad (2.70)$$

bezeichnet. Es ergibt sich zu

$$\begin{aligned} SIR_0 &= P_R - P_{RI} = P_T + G_R + G_T + \sigma|_{dBsm} + 3 \cdot G_{Kabel} + G_{Pfad} + G_{Wilkinson} \\ &\quad - (P_{TI} + G_{Wilkinson} + G_{Kabel}) \\ &= 2,6 \text{ dBm} + 2 \cdot 14,2 \text{ dB} + 16,34 \text{ dBsm} - 3 \cdot 2 \text{ dB} + 10 \log_{10} \left(\frac{\left(\frac{3E8 \text{ m}}{24,135 \text{ GHz}} \right)^2}{(4\pi)^3 R_{\sigma}^4} \right) \\ &\quad - 6,2 \text{ dB} - (-50 \text{ dBm} - 6,2 \text{ dB} - 2 \text{ dB}) = -72,71 \text{ dBm} - (-58,2 \text{ dBm}) \\ &\approx -14,5 \text{ dB} \end{aligned} \quad (2.71)$$

Das Signal-zu-Interferenz-Verhältnis nach der Signalprozessierung SIR ergibt sich für das verwendete FMCW-Experimentalradar ohne I/Q-Empfänger im Worst-Case zu

$$\begin{aligned} SIR &= SIR_0 \cdot G_{SIR} = SIR_0 \cdot T_V^2 \cdot |\Delta\mu| \cdot G_W \cdot \frac{1}{4}. \\ SIR &= -14,5 \text{ dB} + (2,5 \text{ ms})^2 \Big|_{dB} \\ &\quad + \left| \frac{(24,135 - 24,135) \text{ GHz}}{2,5 \text{ ms}} - \frac{(24,26 - 23,99) \text{ GHz}}{2,5 \text{ ms}} \right| \quad (2.72) \\ &\quad - 5,35 \text{ dB} - 6 \text{ dB} = -14,5 \text{ dB} - 52,04 \text{ dB} + 110,33 \text{ dB} - 5,35 \text{ dB} - 6 \text{ dB} \\ &= 32,44 \text{ dB}. \end{aligned}$$

Dieser Gewinn stimmt sehr gut mit dem in Abb. 2.39 abzulesenden Gewinn von $-32,9 \text{ dB} - (-65,55 \text{ dB}) = 32,55 \text{ dB}$ für eine Worst-Case Störung (ungünstigste

²⁶ engl. Signal-to-Interference Ratio (Signal-zu-Stör-Verhältnis)

Phasenlage des Störsignals) überein. Der "Gewinn" des Hamming Fensters G_W gegenüber der Störung ist in diesem Fall identisch mit dem CPG des Hamming-Fensters nach [Har78], da die CW-Störung die FMCW-Frequenzrampe in deren zeitlicher Mitte schneidet, wie in Abb. 2.40 (links) skizziert. Dabei wird fast ausschließlich die Energie des Nutzsignals durch die Fensterung gemindert. Der CPG beträgt für das Hamming Fenster $20 \cdot \log_{10}(0,54) = -5,35$ dB.

2.4 Konstellationsdiagramm für die Reichweite von Radaren

Das nun folgende Modell stellt ein Werkzeug für die erste Einschätzung von Störszenarien dar. Dabei wird der zuvor eingeführte Gewinn G_{SIR} eines FMCW-Radars verwendet. Das Modell erlaubt Aussagen über den Einfluss von externen Störungen auf die Reichweite des Radars. Das Modell nimmt dabei die Wellenausbreitung im Freiraum an, was Mehrwegeausbreitung ausschließt. Rauschen und Clutter bleiben an dieser Stelle unberücksichtigt. Weiter wird Ko-Polarisation zwischen Sende- und Empfangsantennen angenommen. Abbildung 2.44 zeigt ein Szenario mit einem Radar, einem Ziel und einem Störer. Die Bezeichnungen sind in Abschnitt 2.1 eingeführt worden. Das RCS des Ziels ist durch σ gegeben, wobei an dieser Stelle ein monostatisches RCS angenommen wird, das weiter unabhängig von der Entfernung R_σ ist. Damit existieren keine Ausbreitungspfade vom Störer über das Ziel hin zum Radar.

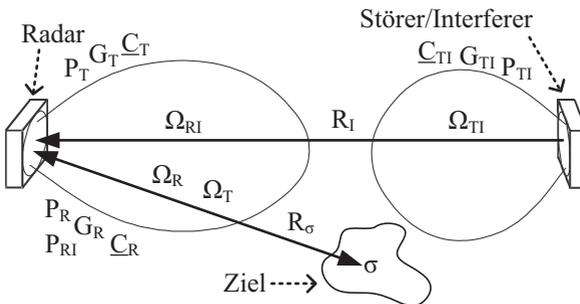


Abb. 2.44: Idealisertes Szenario eines gestörten Radars im Freiraum.

Die vom Radar empfangene Stör- und Nutzleistung kann durch Ausnutzung des Pfadverlusts

$$P_{RI} = \frac{P_{TI} G_{TI} |\underline{C}_{TI}(\Omega_{TI})|^2 G_R |\underline{C}_R(\Omega_{RI})|^2 \lambda_0^2}{(4\pi)^2 R_I^2} \quad (2.73)$$

und der Radargleichung

$$P_R = \frac{P_T G_T |\underline{C}_T(\Omega_T)|^2 G_R |\underline{C}_R(\Omega_R)|^2 \sigma \lambda_0^2}{(4\pi)^3 R_\sigma^4} \quad (2.74)$$

berechnet werden. Um nun die Reichweite des gestörten Radars abzuschätzen, kann aus den obigen Gleichungen (2.73) und (2.74) das SIR_0 am Antennenfußpunkt des Radarempfängers bestimmt werden (2.77). Dabei wird angenommen, dass sowohl Radar als auch Störer im selben Frequenzbereich arbeiten (24, 77 oder 79 GHz), weswegen sich die Wellenlänge λ_0 in guter Näherung heraus kürzen lässt.

$$P_R = \frac{P_T G_T |\underline{C}_T(\Omega_T)|^2 G_R |\underline{C}_R(\Omega_R)|^2 \sigma \lambda_0^2}{(4\pi)^3 R_\sigma^4} \quad (2.75)$$

$$P_{RI} = \frac{P_{TI} G_{TI} |\underline{C}_{TI}(\Omega_{TI})|^2 G_R |\underline{C}_R(\Omega_{RI})|^2 \lambda_0^2}{(4\pi)^2 R_I^2} \quad (2.76)$$

$$\frac{P_R}{P_{RI}} = \frac{P_T G_T |\underline{C}_T(\Omega_T)|^2 |\underline{C}_R(\Omega_R)|^2 \sigma R_I^2}{P_{TI} G_{TI} |\underline{C}_{TI}(\Omega_{TI})|^2 |\underline{C}_R(\Omega_{RI})|^2 4\pi R_\sigma^4} = \frac{S_0}{I_0} = SIR_0. \quad (2.77)$$

Gleichung (2.77) enthält bislang keinen Gewinn durch analoge oder digitale Prozessierung. Gleichung (2.77) kann um einen Gewinn G_{SIR} erweitert

$$SIR = \frac{S}{I} = \frac{P_T G_T |\underline{C}_T(\Omega_T)|^2 |\underline{C}_R(\Omega_R)|^2 \sigma R_I^2}{P_{TI} G_{TI} |\underline{C}_{TI}(\Omega_{TI})|^2 |\underline{C}_R(\Omega_{RI})|^2 4\pi R_\sigma^4} G_{SIR} \quad (2.78)$$

und auf die Entfernung von Radar zu Störer umgestellt werden.

$$R_I = \sqrt{\frac{S}{I} \frac{P_{TI} G_{TI} |\underline{C}_{TI}(\Omega_{TI})|^2 |\underline{C}_R(\Omega_{RI})|^2}{P_T G_T |\underline{C}_T(\Omega_T)|^2 |\underline{C}_R(\Omega_R)|^2} \frac{4\pi R_\sigma^4}{\sigma G_{SIR}}}. \quad (2.79)$$

Aus obiger Gleichung lässt sich ablesen, in welcher Entfernung und Ausrichtung sich ein Störer zum Radar befinden muss, um ein vorgegebenes SIR nach einer Prozessierung mit einem Gewinn von G_{SIR} zu erzeugen. Steigt der Gewinn, muss sich für ein gleichbleibendes SIR die Entfernung des Störer zum

Radar entsprechend verringern, oder sich die Ausrichtung der Antennen zueinander ändern. Hier sei angenommen, dass die Hauptkeule des Radars auf das Ziel und den Störer ausgerichtet ist. Die Hauptkeule des Störers sei auf das Radar gerichtet. Für diese Annahmen vereinfacht sich (2.79) zu

$$R_I = \sqrt{\frac{S P_{TI} G_{TI}}{I P_T G_T} \frac{4\pi R_\sigma^4}{\sigma G_{SIR}}} = \sqrt{\frac{S P_{IEIRP}}{I P_{EIRP}} \frac{4\pi R_\sigma^4}{\sigma G_{SIR}}} = \sqrt{SIR \frac{P_{IEIRP}}{P_{EIRP}} \frac{4\pi R_\sigma^4}{\sigma G_{SIR}}} . \quad (2.80)$$

Es sei weiter angenommen, dass Radar und Störer dieselbe EIRP aufweisen und sich im gegenseitigen Fernfeld befinden. Auch befinden sich Radar und Ziel im gegenseitigen Fernfeld ($\sigma \neq f(R_\sigma)$, Ziel ist ein Punktziel). Das RCS von Motorrädern oder Fahrrädern ist (zum Teil erheblich) kleiner als 10 dBsm. Fahrzeuge und Lastkraftwagen erreichen 15 dBsm und mehr für die dominanten Beobachtungswinkel (Front-, Seiten- und Heckansicht), wie in Abschnitt 3.5.3 bzw. [SFGT⁺11] für das 24 GHz Band gezeigt. Fußgänger sind mit -7 bis -3 dBsm vergleichsweise klein [FGC13].

Basierend auf (2.80) können Isolinien für ein vorgegebenes SIR gezeichnet werden. Abbildung 2.45 zeigt eine solche Grafik, an der drei interessante Begrifflichkeiten definiert werden können. Die diagonale (blaue) Linie teilt das Bild in zwei Zonen ein. Die Fläche oberhalb der blauen Linie kennzeichnen die Konstellationen aus Radar, Ziel und Störer, welche das gewünschte SIR mindestens erfüllen. Entsprechend wird diese Zone mit der in ihr enthaltenen Konstellationen im Folgenden als IFOC²⁷-Zone bezeichnet.

Die Zone unterhalb der Isolinie enthält die Konstellationen, die das geforderte SIR nicht erfüllen. Diese Zone wird im Folgenden als TMC²⁸-Zone bezeichnet. Ein Ziel kann gleichzeitig als Störer fungieren. Ab einer bestimmten Distanz zum Radar kann es sich selbst maskieren ("verstecken"), fällt also unter den gewünschten SIR-Wert. Diese Entfernung wird hier als TSMD²⁹ bezeichnet.

Die Isolinien für verschiedene G_{SIR} , ein festes σ und ein festes SIR sind in Abb. 2.46 eingezeichnet. Basierend auf diesen Parametern kann ein Ziel mit 10 dBsm ab etwa 50 bis 60 m und ein Ziel mit 0 dBsm ab etwa 30 m Entfernung unter das gewünschte SIR von 10 dB fallen, falls sich der Störer in 10 m Abstand zu einem Radar mit einem G_{SIR} von 60 dB befindet. Bei gleichem Gewinn fällt ein Fahrzeug mit einem RCS von 10 dBsm in 100 m Entfernung unter

²⁷ engl. Interference Free Operation Constellations

²⁸ engl. Target Masking Constellations

²⁹ engl. Target Self-Masking Distance

das geforderte SIR, falls sich ein Störer in etwa 35 m Distanz aufhält. Für Fahrzeuge ist das TSMD groß. Für die in Bild 2.46 gegebenen Parameter liegt die TSMD für ein σ von 10 dBsm bei etwa 250 m. Für Ziele in der Region um 0 dB fällt die TSMD jedoch schon unter 100 m, was für schnell näher kommende Verkehrsteilnehmer wie Motorräder relevant werden könnte, sobald diese mit Radar ausgestattet sind. Diese würden dann später erkannt, vorausgesetzt das Szenario ist Interferenz-limitiert, und nicht Rausch- oder Clutter-limitiert.

Eine harte Grenze zwischen IFOC- und TMC-Zonen ist in der Realität so nicht zu erwarten. Dort spielen der Schwund als Resultat von Mehrwegeausbreitungen, die Richtcharakteristiken der Antennen sowie ein veränderlicher Gewinn gegenüber der Störung eine Rolle. Bislang wurde stillschweigend davon ausgegangen, dass keine Sättigung des HF-Frontends vorliegt und auch kein Clipping des ADC vorkommt.

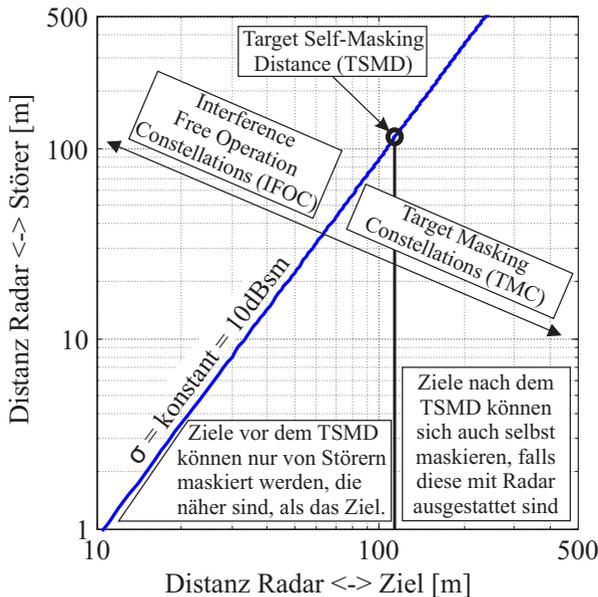


Abb. 2.45: Die diagonale (blaue) Isolinie, für ein SIR von 10 dB, teilt das Bild in zwei Hauptzonen ein. Parameter: $SIR = 10$ dB; $G_{SIR} = 52$ dB; $P_{EIRP} = P_{EIRP}$; $\sigma = 10$ dBsm $\neq f(R_\sigma)$. [SHM⁺14] ©IJMWT.

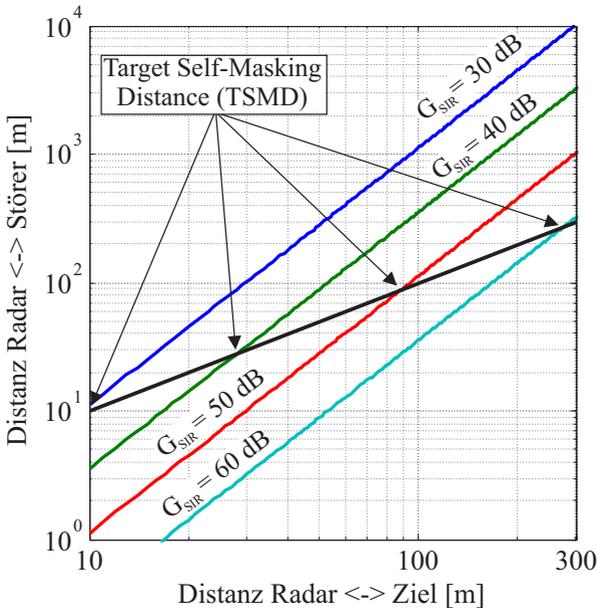


Abb. 2.46: Isolines eines Radars für verschiedene G_{SIR} . Parameter: $\text{SIR} = 10 \text{ dB}$; $P_{\text{IEIRP}} = P_{\text{EIRP}}$; $\sigma = 10 \text{ dBsm} \neq f(R_\sigma)$. [SHM⁺14] ©IJMWT.

2.5 Einfluss von Störungen auf den benötigten Dynamikbereich von ADCs

Im HF-Frontend (Mischer und LNA) sowie im Basisband können Sättigungseffekte aufgrund von Störungen anderer Radare auftreten. Im HF-Frontend ist, vorausgesetzt sämtliche Radare sind von ihrer maximal aussendbaren Leistung her gleich reguliert, mit keinen Sättigungseffekten zu rechnen. Eine Begründung hierfür ist, dass Radare gegenüber Selbst-Interferenz durch die Kopplung zwischen eigenen Sende- und Empfangsantennen robust sein müssen. Auch sind starke, bündelnde Streuungen an Zielen in nächster Distanz denkbar, die das HF-Frontend ebenfalls nicht in die Sättigung treiben dürfen. Aus diesen Gründen wird auf Sättigungseffekte des HF-Frontends an dieser Stelle nicht weiter eingegangen. Das AAF sorgt im Anschluss an die Mischung durch eine entfer-

nungsabhängige (d.h. frequenzabhängige) Verstärkung bzw. Dynamikkompresion des Nutzsignals für eine möglichst gute Aussteuerung des nachfolgenden ADC (s. Abschnitt 2.3.3 für Beispiele von AAF). Niedrige Mischerausgangsfrequenzen werden gering, hohe Mischerausgangsfrequenzen dagegen hoch verstärkt. Für das Nutzsignal führt dies zur beabsichtigten Kompression des belegten Dynamikbereichs, da nur schwache Signale aus größeren Entfernungen und damit längeren Signallaufzeiten hoch verstärkt werden. Hingegen werden Frequenzrampen von Störern mit großer Ähnlichkeit zum Nutzsignal (d.h. $\Delta\mu$ ist klein, z.B. von Radaren gleicher Bauart) zu beliebigen Zeitpunkten empfangen. Dadurch kann der Fall eintreten, dass Störer aus naher Distanz zusätzlich hoch verstärkt werden, da sie zu hohen Mischerausgangsfrequenzen führen. Das Verhältnis von Stör- zu Nutzleistung für den Empfang von nahezu kohärenten Störsignalen mit linearer Frequenzmodulation lässt sich unter der Annahme ideal aufeinander ausgerichteter, identischer Antennen von Radar und Störer sowie Verzicht auf Mehrwegeausbreitung wie folgt angeben

$$\begin{aligned} \Lambda_{\text{koh}} &\approx \frac{P_{\text{RI}}}{P_{\text{R}}} = \frac{P_{\text{TI}}\lambda_0^2}{(4\pi)^2 R_{\text{I}}^2} \cdot \frac{|H(f_{\text{mom},1})|^2}{1} \cdot \frac{(4\pi)^3 R_{\sigma}^4}{P_{\text{T}}\sigma\lambda_0^2} \cdot \frac{1}{|H(f_{\text{mom},\sigma})|^2} \\ &\approx \frac{P_{\text{RI}}}{P_{\text{R}}} = \frac{P_{\text{TI}}}{R_{\text{I}}^2} \cdot \frac{R_{\sigma}^4 \cdot (4\pi)}{P_{\text{T}}\sigma} \cdot \frac{|H(f_{\text{mom},1})|^2}{|H(f_{\text{mom},\sigma})|^2}. \end{aligned} \quad (2.81)$$

Λ_{koh} gibt den ungefähren, minimal benötigten Dynamikbereich bei gegebenem Ziel σ an, welchen ein ADC bereitstellen muss, um Nutzsignal und nahezu kohärentes Störsignal ($\mu_{\text{V}} \approx \mu_{\text{I}}$) gemeinsam ohne Clipping zu digitalisieren. Diese Näherung ist umso genauer, je höher der Unterschied zwischen P_{RI} und P_{R} ist, da die Summe aus Nutz- und Störsignal konvertiert werden muss. $H(f)$ ist die Übertragungsfunktion des verwendeten AAF. Die der Zielentfernung proportionalen Momentanfrequenzen im Basisband (auch Beat-Frequenzen genannt, s. (2.23)) werden mit $f_{\text{mom},\sigma}$ bezeichnet

$$f_{\text{mom},\sigma} = \left| 2 \frac{v_{\text{r}}}{\lambda_0} - \mu_{\text{V}} \frac{2R_{\sigma}}{c_0} \right|. \quad (2.82)$$

Die vom Störer hervorgerufenen Momentanfrequenzen sind mit $f_{\text{mom},1}$ benannt und sind abhängig von der relativen zeitlichen Lage von Nutz- und Stör-Frequenzrampe.

$H(f)$ wird hier als Hochpass mit Verstärkung A_0 im Durchlassbereich modelliert

$$H(f) = \frac{A_0}{1 + j\left(\frac{f_{\ddot{u}}}{f}\right)^n} \quad (2.83)$$

und gleicht mit $n = 2$ in seinem Sperrbereich den R^4 Term der Radargleichung gerade aus. Der Parameter $f_{\ddot{u}}$ kennzeichnet den Übergangsbereich von Sperr- zu Durchlassbereich. Gleichung (2.83) ist für $A_0=1$ und $f_{\ddot{u}} = 152$ kHz in Abb. 2.47 gezeichnet. Die Grenzfrequenz $f_{\ddot{u}}$ ergibt sich dabei aus den angenommenen Parametern des Sendesignals ($\mu_V = -270/2,5$ in MHz/ms, $\lambda_0 = 24,125$ GHz), und den Zielparametern (maximal 200 m Distanz, Relativgeschwindigkeit $v_r = 50$ m/s).

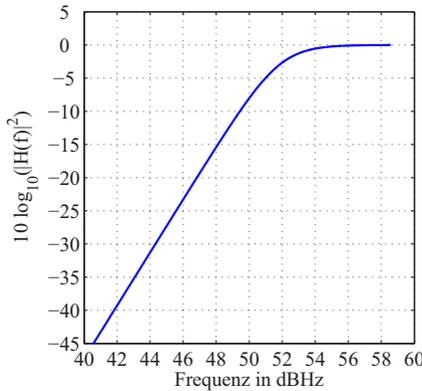


Abb. 2.47: Modell für einen Hochpass nach (2.83) mit $n=2$, $A_0=1$ und $f_{\ddot{u}} = 152$ kHz.

Abbildung 2.48 zeigt den benötigten Dynamikbereich A_{koh} für eine Digitalisierung ohne Clipping bei einem Ziel der Größe $\sigma = 0$ dBsm in Abhängigkeit der Position von Radar und Störer. Dabei wird der beinahe Worst-Case angenommen, nämlich dass das Störsignal mit $H(f = f_{\ddot{u}}) \approx A_0 - 3$ dB gewichtet wird, und das Nutzsinal hingegen abhängig von der Momentanfrequenz $H(f = 0 \dots f_{\ddot{u}})$ verstärkt wird. Es zeigt sich, dass sich bei nahezu kohärentem Empfang von Störungen besonders die Detektion kleiner Ziele als schwierig erweisen kann. So zeigt sich in Abb. 2.48, dass für eine Konstellation aus einem Störer in 10 m Entfernung und einem Ziel mit 0 dBsm in 20 m Entfernung mit $v_r = 0$ m/s etwa $\Lambda = 70$ dB an Dynamik benötigt wird, damit das Signal ohne Clipping digi-

talisiert werden kann. Mit jedem Abtastpunkt, für den Clipping vorliegt, verringert sich die verfügbare Integrationszeit und das SNR³⁰ im Radarbild sinkt proportional dazu. Jedoch ist in der Praxis ein "perfektes" Geisterziel schwer zu realisieren. Vielmehr tritt eine Verteilung über die benachbarten Frequenzzellen aufgrund der nicht perfekten Kohärenz zwischen Nutz- und Störsignal auf [GBM10], was die maximal zu erwartende Störleistung absenkt. Bei dieser Art Störung ist hervorzuheben, dass wenn Clipping auftritt, dieses über praktisch die gesamte Frequenzrampe anfällt, was einen Totalverlust des Empfangssignals zur Folge haben kann.

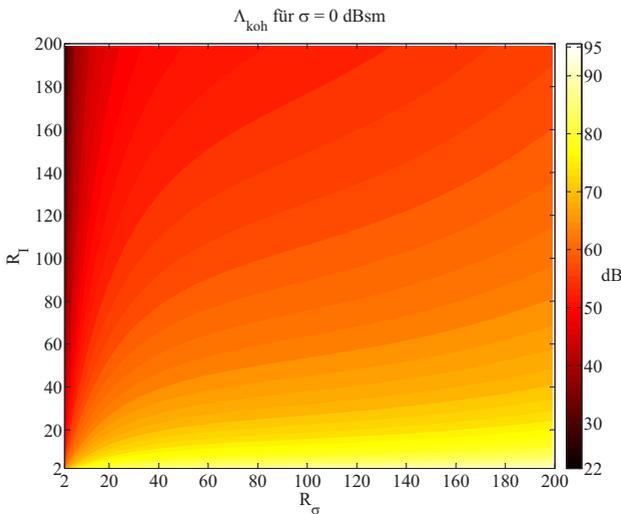


Abb. 2.48: Minimal benötigter Dynamikbereich Λ_{koh} des ADC bei nahezu kohärenter Störung. Nutz- und Störsignalparameter $\mu_I \approx \mu_V = -270/2,5$ in MHz/ms, $\lambda_0 = 24,125$ GHz, $\sigma = 0$ dBsm, $A_0 = 1$, $f_{\text{ü}} = 152$ kHz (entspricht 200 m Distanz, Relativgeschwindigkeit $v_r = 50$ m/s), $n = 2$. Für das Störsignal wird immer eine Gewichtung mit $H(f = f_{\text{ü}}) \approx A_0 - 3$ dB durchgeführt. Lediglich der Pfadverlust wird für die Störung in Abhängigkeit von R_I berücksichtigt. Die problematischsten Konstellationen ergeben sich für nahe Distanzen zum Störer, dort wäre für ein 0 dBsm Ziel mit Relativgeschwindigkeit 0 in naher Distanz und eine Digitalisierung ohne Clipping zwischen 60 und 80 dB ADC-Dynamik nötig. Zu erkennen ist auch der Eintritt in den Übergangsbereich des Filters um $f_{\text{ü}}$. Dort wandern die Äquipotentiallinien nach oben ab, da die Verstärkung des Nutzsignals mit der Frequenz $f_{\text{mom},\sigma}$ langsamer ansteigt.

³⁰ engl. Signal-to-Noise Ratio (Signal-zu-Rausch-Verhältnis)

Im bisher betrachteten Fall konnte eine Störung komplett aufschwingen und wurde frequenzselektiv vom Filter verstärkt. Solche, über längere Zeit nahezu kohärenten Störungen sind im Vergleich zu inkohärenten Störungen selten (in Abschnitt 5.3.5 wird später darauf näher eingegangen).

Inkohärente Störungen ($\Delta\mu \neq 0$) überstreichen in der Regel kontinuierlich einen Frequenzbereich innerhalb des AAF. Dabei stellt sich die Frage, ob das Störsignal aufschwingen kann und wie lange es sich insgesamt im Filter aufhält. Damit eine Störung *nicht* komplett aufschwingt muss in etwa gelten

$$\frac{1}{3f_{3\text{dB}}} \sqrt{\Delta\mu} = \frac{1}{3f_{3\text{dB}}} \sqrt{\mu_I - \mu_V} \stackrel{!}{>} 1. \quad (2.84)$$

Letzteres wurde in (2.52) eingeführt. Nun lässt sich die Bedingung für das Aufschwingen von Störungen in Abhängigkeit von Signal- und Zieleigenschaften angeben. Dazu wird in (2.84) für $f_{3\text{dB}}$ die aufgrund der maximalen Entfernung und Geschwindigkeit eines Ziels maximal zu erwartende Momentanfrequenz aus (2.82) eingesetzt

$$\Upsilon = \frac{\sqrt{\Delta\mu}}{3f_{3\text{dB}}} = \frac{\sqrt{\Delta\mu}}{3 \left| -2 \frac{v_{r,\text{max}}}{\lambda_0} + \mu_V \frac{2R_{\sigma,\text{max}}}{c_0} \right|} \stackrel{!}{>} 1. \quad (2.85)$$

Der Gewichtungsfaktor für die Amplitude der empfangenen Momentanleistung von einem inkohärenten Störer lässt sich entsprechend angeben

$$\begin{aligned} H_{\text{inkoh}} &\approx \left(\frac{\max(|h_{\text{AAF}}(t)|)}{\sqrt{|\Delta\mu|}} \right) \approx \left(\frac{A_0}{t_r \sqrt{|\Delta\mu|}} \right) \\ &\approx \left(\frac{3A_0 f_{3\text{dB}}}{\sqrt{|\Delta\mu|}} \right) \approx \left(\frac{3A_0 \left| -2 \frac{v_{r,\text{max}}}{\lambda_0} + \mu_V \frac{2R_{\sigma,\text{max}}}{c_0} \right|}{\sqrt{|\mu_I - \mu_V|}} \right) \\ &\approx \left(\frac{A_0}{\Upsilon} \right). \end{aligned} \quad (2.86)$$

Mit diesem Faktor wird (2.81) abgeändert

$$\Lambda_{\text{inkoh}} \approx \frac{P_{\text{RI}}}{P_{\text{R}}} = \frac{P_{\text{TI}}}{P_{\text{T}\sigma}} \cdot \frac{R_{\sigma}^4 \cdot (4\pi)}{R_{\text{I}}^2} \cdot \frac{|H_{\text{inkoh}}|^2}{|H(f_{\text{mom},\sigma})|^2}. \quad (2.87)$$

Ein Beispiel für den Verlauf von H_{inkoh} und Υ in Abhängigkeit der Ziel und Signaleigenschaften ist in Abb. 2.49 gegeben. Dabei wird die Filterbandbreite (obere Grenzfrequenz des Tiefpass-Abschnitts des AAF-Bandpasses) mit der Entfernung zum Ziel skaliert. Diese Grafik ist folgendermaßen zu interpretieren: Für die gegebenen Signalparameter, eine Relativgeschwindigkeit von maximal 50 m/s und einer Entfernung von z.B. maximal 40 m zum Ziel ist gegenüber Abb. 2.48 mit einer Verringerung des benötigten Dynamikbereichs (falls eine AD-Wandlung ohne Clipping gewünscht ist) um etwa $H_{\text{inkoh}}^2(40\text{ m}) = 0,22^2$ oder 13 dB zu rechnen.

Belegen starke Störungen nur wenige Abtastpunkte, so kann der ADC gezielt nach der Leistung des Nutzsignals angesteuert werden, was eine Verbesserung im SIR und SNR bedeutet. Dieses vorgehen kann als Interferenz-Gegenmaßnahme aufgefasst werden und ist in Abschnitt 5.3.8 näher erläutert.

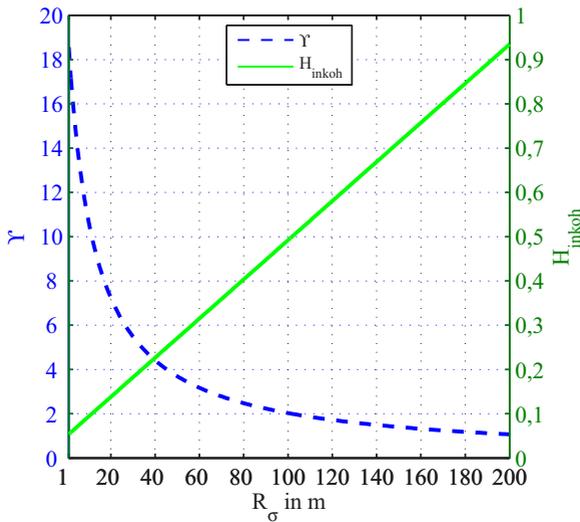


Abb. 2.49: Aufschwingen des Filters in Abhängigkeit der Signal und Zielparame-ter. Zieleigenschaften: 1...200 m, Geschwindigkeit 50 m/s. Signaleigenschaften: $\mu_V = -270\text{ MHz}/2,5\text{ ms}$, $\mu_I = 270, \text{ MHz}/2,5\text{ ms}$, $\Delta\mu = 540\text{ MHz}/2,5\text{ ms}$, Trägerfrequenz 24,125 GHz. Verstärkung des Filters im Passband $A_0=1$. Eigenschaften wie in Abb. 2.48.

3 Konzeption eines Mehr-Nutzer Kfz-Radar Simulators

Nachdem im vorherigen Kapitel die Modellierung von gestörten FMCW-Signalen realisiert wurde, wird sie in diesem Kapitel zu einer Systemsimulation erweitert.

Der Einsatz von Simulatoren bietet sich besonders zur Untersuchung von komplexem Systemverhalten an, wie es (gestörte) Kfz-Radare aufweisen. Letztere vereinen HF- und Basisband-Hardware, einen zeitvarianten, nichtlinearen Funkkanal mit mehreren Nutzern sowie eine umfangreiche digitale Signalverarbeitung zu komplexen Gesamtsystemen. Als direkte Folge davon ist die Modellierung der Radarsysteme ebenfalls eine komplexe Aufgabe. Deswegen wird zunächst die Bedeutung der virtuellen Testfahrt verdeutlicht und zugleich auch deren Verwendung in dieser Arbeit begründet.

3.1 Chancen und Herausforderungen der virtuellen Testfahrt

Der zu konzipierende Simulator soll den Nutzer in die Lage versetzen, die Auswirkung von Störungen auf die Performanz und Funktionalität des Kfz-Radars systematisch untersuchen zu können. Dazu muss er die Zwischen- und Ausgangsgrößen des Radarsystems unter Variation aller relevanten Modellparameter beobachtbar machen. Dies entspricht im Wesentlichen einer *virtuellen Test- oder Erprobungsfahrt*. Die virtuelle Testfahrt birgt enormes Potential für die vorliegende Arbeit und die zukünftigen Entwicklungszyklen der Automobilindustrie. Anhand der Gegenüberstellung zweier beispielhafter Abläufe von realer und virtueller Testfahrt in Abb. 3.1 soll die letzte Aussage begründet werden.

Dabei wird zunächst angenommen, dass die virtuelle Testfahrt bereits existiert und deren Resultate realitätsgetreu sind.

Die reale Testfahrt beginnt üblicherweise mit der Organisation eines Versuchsfahrzeugs mit derjenigen Radar-Generation, für die es zu entwickeln gilt. Versuchsfahrzeuge sind durch die firmeneigene Werkstatt umgerüstete Serienfahrzeuge, entsprechend begrenzt verfügbar und begehrt. Entwicklungs- als auch Applikationsingenieure müssen sich diese Fahrzeuge teilen und dadurch Kompromisse im Belegungsplan eingehen. Schlägt ein Test fehl, kann dieser möglicherweise nicht einfach am nächsten Tag wiederholt werden. Dazu kommt die Wahrscheinlichkeit des Wegfalls eines Fahrzeugs durch technische Defekte oder Unfälle während des Testbetriebs.

Im Gegensatz dazu steht die virtuelle Testfahrt jederzeit und jedem zur Verfügung. Voraussetzung dafür ist lediglich ein Rechner und eine Simulationssoftware. Fällt der Rechner als virtuelles Fahrzeug aus, so kann er binnen kürzester Zeit und zu geringen Kosten ausgetauscht werden.

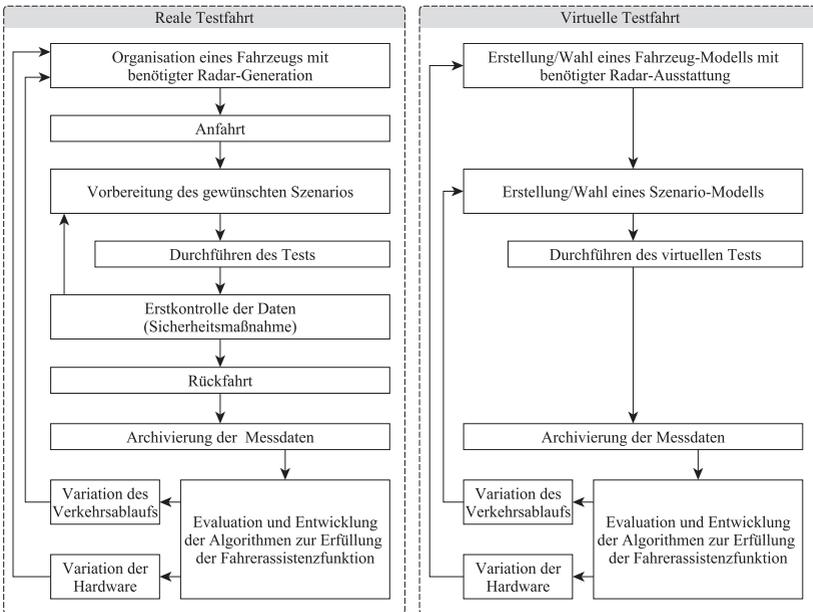


Abb. 3.1: Vergleich von realer und virtueller Testfahrt.

Bei einer realen Testfahrt müssen zudem längere An- und Rückfahrtswege zum und vom Erprobungsgebiet eingeplant werden. Auch können mehrere Versuchsfahrzeuge und Testläufe vor Ort nötig sein, um das gewünschte Testziel zu erreichen. Dies bindet Material sowie Personal und verursacht damit Kosten.

Bei der virtuellen Testfahrt gestaltet sich dies gänzlich anders. An die Stelle der An- und Rückfahrt sowie des Arrangieren des Testablaufs vor Ort tritt das einmalige Erstellen oder Laden von Modellen für Fahrzeug und Szenario. Die virtuelle Testfahrt ist exakt definierbar und auch perfekt reproduzierbar. Die Durchführung des Tests selbst wird vom Rechner übernommen.

Auf Basis der Messdaten (digitalisierte Rohdaten) können direkt Algorithmen entwickelt und evaluiert werden. Dabei ist es üblich, Fahr Situationen zu identifizieren, die nochmals identisch oder mit leichter Abwandlung wiederholt werden müssen. Auch nötige Änderungen an der Hardware sind denkbar (Einbauort, Filtercharakteristiken usw.). Beides macht neue Testfahrten nötig.

Im Fall der realen Testfahrt muss deren Flussdiagramm abermals durchlaufen werden. Dazu kommen bei Änderungen der Hardware Umrüstzeiten für das Versuchsfahrzeug. Die virtuelle Testfahrt kann hingegen schneller neu gestartet werden. Änderungen am Szenario oder an der Hardware sind rein digital und daher unproblematisch. Auch kann mit Komponenten und Parametervariationen experimentiert werden. Die Entwicklung der folgenden Radar-Generation kann hierdurch erheblich beschleunigt werden, da der virtuelle Fahrversuch sehr früh eine weitgehende Evaluation der Systemfunktionalität erlaubt.

Beabsichtigt risikoreiche Fahrmanöver sind auf öffentlichen Verkehrswegen entweder rechtlich nicht zulässig oder, falls unbeabsichtigt, selten und meist nicht reproduzierbar. Der virtuelle Test hat in dieser Hinsicht keinerlei Einschränkungen. Auch erlaubt der virtuelle Test das Erstellen von Szenarien, die praktisch noch nicht existent sind, wie das Vorhandensein hoher RPR (Radarpenetrationsrate).

Der bisherige Vergleich zeigt, dass eine virtuelle Testfahrt ein wesentlich effektiveres Entwickeln ermöglicht. Zudem gilt der bisherige Vergleich analog für Flottentests. Bei diesen werden Millionen von Kilometern an Strecke abgefahren, um über eine möglichst große Stichprobe die Probleme des Kfz-Radars oder der mit Hilfe dessen realisierten Funktion aufzudecken. Für die Automobilindustrie und speziell die Zulieferer von Kfz-Radaren führt folglich kein Weg an einer möglichst weitgehenden Virtualisierung der Testfahrten vorbei.

Aus den bisherigen Ausführungen lässt sich eine Reihe von Gründen ableiten, wegen derer die virtuelle Testfahrt für die Untersuchung von Interferenzeffekten zwischen Kfz-Radaren vorteilhaft oder zwingend nötig ist:

1. Sind keine Versuchsfahrzeuge vorhanden, bleibt nur der virtuelle Test.
2. Sind Versuchsfahrzeuge vorhanden, so kann für deren Radar nicht nach Belieben Einbauort, Modulationsform oder Hardware verändert werden. Stattdessen bedarf es der Organisation von gemeinsamen Fahrversuchen mit konkurrierenden Firmen, wie sie in [MK12] durchgeführt wurden. Die detaillierten Ergebnisse dieser Tests unterliegen weiter dem Firmengeheimnis. Virtuelle Testfahrten können hingegen von einer neutralen Person durchgeführt werden, die kurzfristigen Einfluss auf alle Parameter des Szenarios und der beteiligten Radare hat.
3. Riskante Fahrsituationen wie Beinahe-Unfälle, Unfälle, Auffahrten auf Stauenden und Fahrmanöver bei hohen Relativgeschwindigkeiten sind mittels virtueller Testfahrten gefahrlos und perfekt reproduzierbar möglich.
4. Noch ist ein geringer Anteil der Fahrzeuge auf den Straßen mit Radar ausgestattet, die Radar-Penetrationsrate ist als gering einzustufen [KMFA10]. Sollen Fahrsituationen für höhere Radar-Penetrationsraten untersucht werden, so sind diese schlicht noch nicht existent. Diese Fahrsituationen können auf absehbare Zeit nur über eine virtuelle Testfahrt nachgestellt werden.
5. Interferenz-Gegenmaßnahmen können mittels virtueller Testfahrt zeitnah in typischen Szenarien evaluiert werden. Die Entwicklung von Algorithmen (oder auch von neuen Hardwarekonzepten oder kompletten Radarsystemen) profitiert dabei insbesondere von der perfekten Reproduzierbarkeit der Simulation, da konkurrierende Lösungsansätze unter exakt gleichen Randbedingungen verglichen werden können. Dies ist dank der Simulation bereits vor dem ersten Prototyp möglich.

Die bisherige Argumentation ging von einer bereits verfügbaren, realitätsgetreuen virtuellen Testfahrt aus. Leider ist zum Stand der Drucklegung dieser Arbeit keine spezielle Software für Funkanwendungen frei oder käuflich verfügbar, die eine virtuelle Testfahrt ermöglicht. Jedoch ist der Automobilbranche die Bedeutung der virtuellen Testfahrt bewusst und man treibt die Entwicklung erfolgreich voran [IPG14]. Die Realisierung einer virtuellen Test-

fahrt ist ein umfangreiches Unterfangen, das von den Entwicklern ein hohes Maß an Systemverständnis voraussetzt. Ein Kfz-Radar vereint Hardware für den Frequenzbereich bis zig-GHz, einen zeitvarianten, nichtlinearen Funkkanal mit mehreren Nutzern, sowie eine ausgefeilte digitale Signalverarbeitung. Diese drei Blöcke (Funkkanal, Hardware (analoge Signalverarbeitung), Signalverarbeitung) sind jeweils für sich genommen mit kommerzieller Software gut beherrschbar. MATLAB¹ ist hier als Universalwerkzeug für allgemeine numerische Berechnungen zu nennen. Speziell für HF-Schaltungen und Systeme ist beispielsweise ADS² geeignet. Für die Charakterisierung des Funkkanals bieten sich kommerzielle Lösungen [AWE14, Rem14], aber auch akademische Lösungen [Kay02] an. Auch für die automatische Modellierung des Verkehrs existieren kommerzielle und frei verfügbare Lösungen [PTV14, Ins13].

Die Herausforderung ist nun nicht die Entwicklung einer eigenständigen Softwarelösung, welche mit den bereits vorhandenen Teillösungen konkurriert. Die Herausforderung liegt vielmehr bei der geeigneten Wahl, Modifikation und Verknüpfung vorhandener Software zu einem Simulator, mit dem eine virtuelle Testfahrt durchgeführt werden kann.

Das folgende Unterkapitel widmet sich der Konzeption dieses Simulators.

3.2 Systemsimulation und Simulationskontrolle

Eine virtuelle Testfahrt wird durch die in Abb. 3.2 skizzierte, modular konzipierte Systemsimulation ermöglicht. Eine Simulationskontrolle steuert dabei den Ablauf. Sie übergibt Eingangsgrößen und Steuerungsparameter an die einzelnen Blöcke, holt die sich ergebenden Ausgangsgrößen ab und stellt sie wiederum für weitere Blöcke in geeigneter Form bereit. Die Software MATLAB eignet sich für eine Simulationskontrolle sehr gut. Sie ist für drei wichtige Betriebssysteme verfügbar (Windows, Linux, Macintosh) und erlaubt die Steuerung anderer Software über spezielle Schnittstellen oder die Kommandozeile. Eine Systemsimulation beginnt mit der Generierung von Szenarien, die manuell oder automatisch erfolgt.

¹ engl. MATrix LABoratory®Software der Firma *The Mathworks, Inc.*

² Advanced Design System der Firma Keysight®

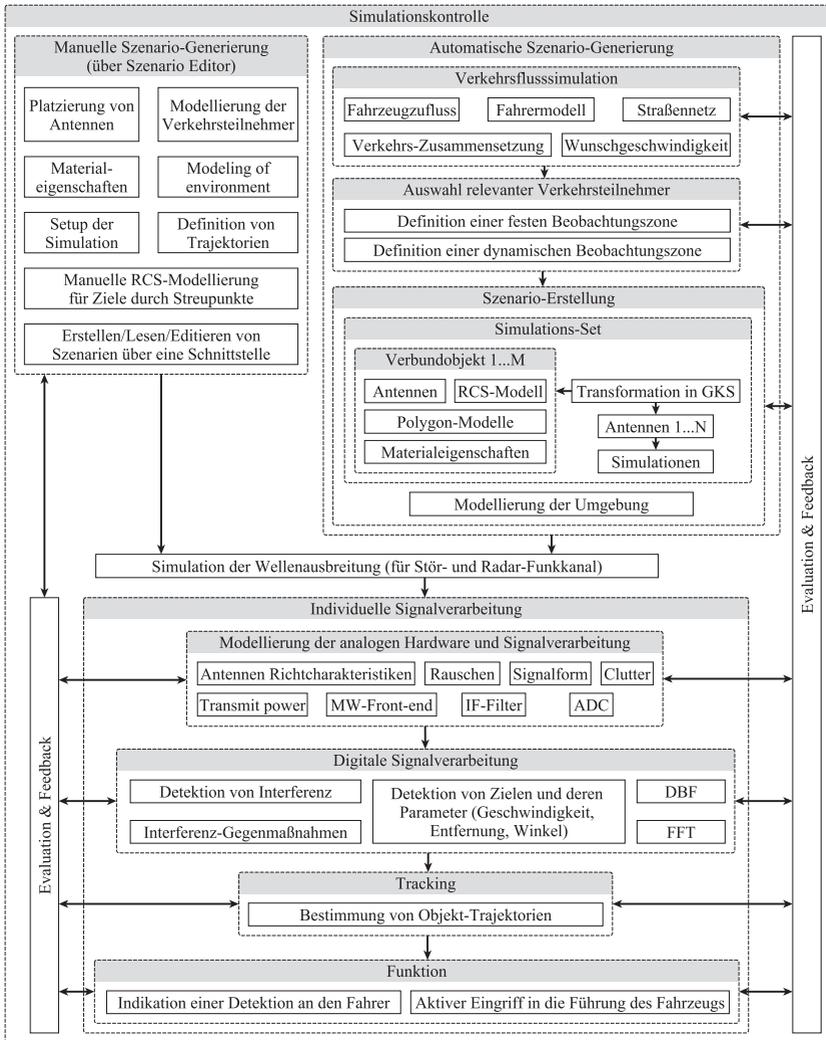


Abb. 3.2: Konzept der Systemsimulation mit Evaluation.

3.3 Automatische Szenario-Generierung

Die automatische Generierung von Szenarien bietet sich insbesondere für komplexe Fahrten längerer Dauer an. Gute Beispiele hierfür sind Autobahn- oder Kreuzungs-Szenarien bei hohem Verkehrsaufkommen. Um solche Szenarien automatisch generieren zu können, bedarf es einer *Verkehrsflusssimulation*.

3.3.1 Verkehrssimulation

Die Wahl der Verkehrssimulation hat direkten Einfluss auf die Repräsentativität der später erhobenen Daten zum Störpotential zwischen Kfz-Radaren. Entsprechend muss hier Software Verwendung finden, die den Verkehrsfluss möglichst realitätsnah bereitzustellen vermag. Im Rahmen der vorliegenden Arbeit fiel die Wahl auf VISSIM³[PTV14]. Diese erlaubt die Nachstellung nahezu beliebiger, realistischer Verkehrsszenarien für private und öffentliche Verkehrsmittel, wie z.B. Kreuzungen mit Ampelanlagen, Fußgängerüberwege, Bushaltestellen oder Kreisverkehre. VISSIM stellt eine Vielzahl an vorgefertigten Fahrzeugtypen wie Fußgänger, Pkw⁴, Lkw⁵, Busse, Motorräder oder Straßenbahnen zur Nutzung bereit, deren Zufluss und Wunschgeschwindigkeit wählbar sind. Zusammen mit den Randbedingungen Umgebung und individuellem Fahrverhalten stellt sich daraufhin eine Fahrzeugdichte automatisch ein, bis hin zu Verkehrsstauungen. Der Verkehrsfluss in VISSIM basiert dabei auf einer Weiterentwicklung des Wiedemann-Modells ([Wie74]) und berücksichtigt die für Fahrer spezifischen physischen und psychologischen Aspekte sowie deren Einfluss auf das Fahrverhalten. Das Verhalten von Fußgängern wird in VISSIM unter Verwendung des 1995 vorgestellten Social Force Modells von Helbing ([HM95]) modelliert. VISSIM verfügt über eine Exportfunktion, welche die im Szenario befindlichen Teilnehmer in einem Fzp⁶ auflistet. Letzteres beinhaltet die Nummer der individuellen Verkehrsteilnehmer sowie Informationen über deren Art, Position, Lage und Geschwindigkeit. Auch sind Informationen über das Straßennetz verfügbar. Die VISSIM-Projektdatei stellt weiter auslesbare, detaillierte 3D-Daten der Umgebung zur Verfügung. VISSIM ist derzeit nur für das Betriebssystem Windows

³ Mikroskopische Verkehrsflusssimulation der Firma PTV AG

⁴ Personenkraftwagen

⁵ Lastkraftwagen

⁶ Fahrzeugprotokoll, VISSIM Version 5.40

verfügbar. Da ein Fzp jedoch unabhängig vom Rest der Systemsimulation erstellt werden kann, ist dies kein Ausschlusskriterium. Die Software ist kommerziell erfolgreich, bewährt und damit repräsentativ. Es existiert zudem eine Vielzahl von realistischen Beispielszenarien. Für den akademischen Einsatz ist die Software zudem kostenfrei nutzbar. Abb. 3.3 zeigt eine komplexe, stark befahrene Kreuzung in der Karlsruher Innenstadt, Ecke Ludwig-Erhard-Allee / Ruppurer Straße.

Eine interessante Alternative zu VISSIM ist SUMO⁷. Es handelt sich dabei ebenfalls um eine Mikrosimulation des Verkehrsflusses [Ins13], die unter der Open-Source-Lizenz GPL⁸ erhältlich ist. Linux und Windows werden unterstützt, zudem existiert eine experimentelle Importfunktion für VISSIM-Daten. Ihr erfolgreicher Einsatz in Projekten beweist zudem ihre prinzipielle Eignung in Systemsimulationen [BBT14].



Abb. 3.3: Von VISSIM bereitgestelltes Straßenszenario.

Bei der Verwendung von VISSIM bieten sich die in Tabelle 3.1 gelisteten Parameter für einen Export mittels Fzp-Datei an. Werden die Parameter aus Tabelle 3.1 zusammen mit der VISSIM-Projektdatei (INP-Datei) ausgewertet, so lassen sich die in Tabelle 3.2 gelisteten Informationen zusammenstellen.

⁷ engl. Simulation of Urban MOBility, Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt

⁸ GNU Public License

Tabelle 3.1: Auflistung relevanter VISSIM-Exportparameter.

Parametername	Bedeutung
t	Simulationszeitpunkt
FzNr	Fahrzeugnummer
Str	Momentan vom Fahrzeug befahrene Strecke
x	Koordinate des Fahrzeugs auf befahrener Strecke
Typ	Fahrzeugtyp
Laenge	Maximale Länge des Fahrzeugs
vMS	Aktuelle Geschwindigkeit des Fahrzeugs
WeltX,-Y,-Z	globale X,Y,Z-Position Fahrzeug-Vorderkante
HWeltX,-Y,-Z	globale X,Y,Z-Position Fahrzeug-Hinterkante

Tabelle 3.2: Aufbereitete Informationen aus Fzp- und INP-Datei.

1.	Fahrzeugnummer
2.	Streckenummer
3.	Fahrzeugtyp
4.	Maximale Länge des Fahrzeugs
5.	Geometrische Länge (Differenz von Vorder- zu Hinterkante)
6.	Längenkoordinate auf Strecke
7.	Globale Koordinate Fahrzeug-Vorderkante (x,y,z)
8.	Globale Koordinate Fahrzeug-Hinterkante (x,y,z)
9.	Globale Koordinate der geometrischen Fahrzeug-Mitte (x,y,z)
10.	Skalare Geschwindigkeit in Fahrtrichtung
11.	Normierter Richtungsvektor (Kartesische Koordinaten)
12.	Normierter Richtungsvektor (Kugel-Koordinaten)
13.	Richtung des Abbiegens (wichtig für mehrteilige Fahrzeuge)

Diese werden später für die Generierung des Szenarios benötigt (siehe Abschnitt 3.3.3). VISSIM liefert beispielsweise keine direkten Informationen über die Abbiegerichtung von mehrteiligen Fahrzeugen wie Sattelschleppern oder Straßenbahnen. Die Richtung des Abbiegens wird deshalb durch einen Vergleich der maximalen Länge des Fahrzeugs (Distanz von Fahrzeug-Vorderkante zu

Fahrzeug-Hinterkante bei Geradeausfahrt) mit der geometrischen Länge (Distanz von Fahrzeug-Vorderkante zu Fahrzeug-Hinterkante bei Kurvenfahrt) ermittelt.

3.3.2 Auswahl relevanter Verkehrsteilnehmer

Das von der Verkehrssimulation bereitgestellte Fzp beinhaltet eine Vielzahl von Verkehrsteilnehmern in Fahrbahnabschnitten von bis zu mehreren Kilometern Länge. Würde die Wellenausbreitung direkt für ein solches Szenario berechnet, so wäre dies zeitlich in hohem Maße ineffizient. Die Funktion eines Fahrzeug-Selektors ist es, die Anzahl der Verkehrsteilnehmer auf eine benutzerdefinierte Art und Weise einzuschränken.

Die erste Möglichkeit der Einschränkung besteht in der Definition einer *festen Beobachtungszone*, beispielsweise eines Abschnitts auf einer Autobahn. In Abb. 3.4 ist das Prinzip der festen Beobachtungszone skizziert. Eine Anwendungsmöglichkeit für die feste Beobachtungszone ist die Generierung vieler, unabhängiger Momentaufnahmen eines Szenarios. Diese helfen, aussagekräftige Statistiken zum Störpotential zwischen Kfz-Radaren zu gewinnen, wie später in Kapitel 4 gezeigt wird. Auch kann es von Interesse sein, spezielle Verkehrssituationen wie einen kompletten Abbiegevorgang auf einer stark befahrenen Kreuzung in immer neuen Varianten zu testen. Hierfür eignet sich eine *dynamische Beobachtungszone*. Ein Beispiel ist in Abb. 3.5 gegeben.

Zunächst wird in der Startzone auf das Eintreffen eines definierten Verkehrsteilnehmers gewartet (z.B Pkw, Lkw, Motorrad). Ist ein passendes Opfer-Fahrzeug vorhanden, so werden innerhalb der dynamischen Beobachtungszone weitere Verkehrsteilnehmer zugelassen. Während das Opfer-Fahrzeug seiner Trajektorie folgt, wird die Beobachtungszone mitgeführt. Erreicht das Opfer-Fahrzeug einen definierbaren Abstand zum Startpunkt und erfüllt damit eine Abbruchbedingung, so wird das bisher verfolgte Fahrzeug aufgegeben und es kann ein neuer Abbiegevorgang abgewartet werden. Auf diese Weise lassen sich Statistiken über eine Vielzahl von ähnlichen Abbiegevorgängen erzeugen.

Die beiden hier definierten Beobachtungszone erlauben die Reduktion des Fzps und ermöglichen die automatische Generierung einer Vielzahl von Szenarien gleicher Art. Das reduzierte Fzp wird an den Block *Szenario-Erstellung* weitergegeben.

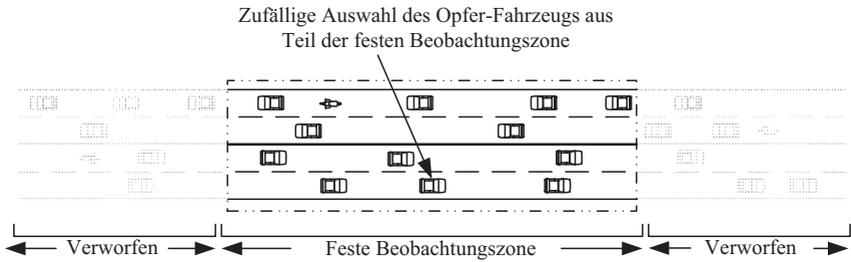


Abb. 3.4: Prinzip der festen Beobachtungszone. Der beobachtete Abschnitt der Straße bleibt fest. [SPH⁺ 15] ©IEEE.

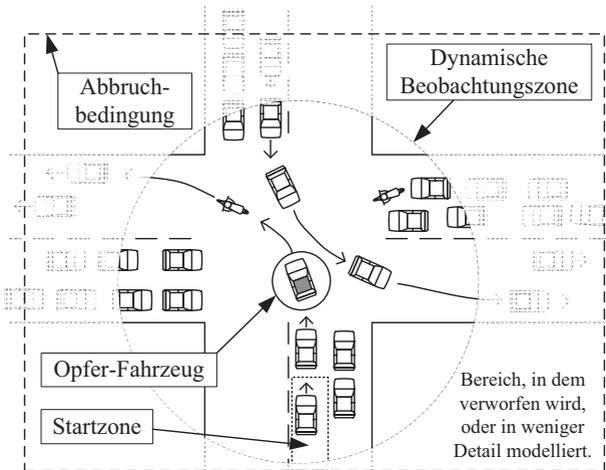


Abb. 3.5: Beispiel der dynamischen Beobachtungszone. der beobachtete Abschnitt der Straße wird mit dem aktuell ausgewählten Fahrzeug mitgeführt. [SSA⁺ 15] ©IEEE.

3.3.3 Szenario-Erstellung

Zunächst wird die Erstellung eines Szenarios, basierend auf dem Block *Szenario-Erstellung* in Abb. 3.2, grob beschrieben. Anschließend wird auf den konkreten Aufbau sowie die Funktionalitäten des Szenarios näher eingegangen.

Das Ziel des Blocks *Szenario-Erstellung* ist die Aufbereitung aller verfügbaren Informationen zu einem *Szenario*, welches einem Modell zur Berechnung der

Wellenausbreitung und damit des Funkkanals übergeben werden kann. Dabei geschieht das Folgende: Die bislang nur als Identifikationsnummer im Fzp existenten Fahrzeugtypen werden mittels Polygonzügen dreidimensional modelliert. Gleiches gilt für die Umgebung, deren Beschreibung aus der VISSIM-Projektdatei extrahiert werden kann. Die hier vorgestellte virtuelle Testfahrt wird unter Verwendung der Wellenausbreitungssoftware *ihert3d* realisiert, welche nach einer Modellierung von Objekten mittels Polygonen verlangt [Kay02, Mau05]. Ein Beispiel für die Modellierung mittels Polygonzügen ist in Abb. 3.6 gegeben. Für den Pkw ist zusätzlich der Umlaufsinn für einen Polygonzug skizziert. Der Normalenvektor zeigt bei mathematisch positivem Umlaufsinn entlang der Polygonzüge nach außen, was von *ihert3d* für Sichtbarkeit gefordert wird [Kay02]. Der Normalenvektor steht also auf der Seite des Polygons, das für *ihert3d* sichtbar ist, damit dieses ein Hindernis darstellt. Die andere Seite des Polygons ist für *ihert3d* nicht sichtbar und es kann ein Ausbreitungspfad durch das Polygon hindurch gefunden werden. Diese Eigenschaft wird später ausgenutzt, um Streupunkte von Zielen im Inneren von Fahrzeugen platzieren zu können (s. Abschnitt 3.5.2).

Allen Polygonen werden i.d.R. frequenzabhängige Materialparameter (vom Nutzer vorzugeben), sowie Lage und Geschwindigkeitsvektor aus dem Fzp zugeordnet. Bei der Interaktion einer elektromagnetischen Welle mit dem Polygon werden von *ihert3d* der entsprechende Reflexionsfaktor, die Beugungskoeffizienten und die Doppler-Frequenzverschiebung bestimmt (s. Abschnitt 3.5). Der Block Szenario-Erstellung übernimmt auch die physikalische Platzierung der im Szenario vorkommenden Radarsysteme (Radare und Störer). In Abb. 3.6 sind beispielhaft ein FLR⁹ sowie ein BLR¹⁰ mit deren LKS¹¹ eingezeichnet.



Abb. 3.6: Polygon-Modelle für Pkw, Transporter und Lkw in unterschiedlichem Maßstab. Ebenfalls eingezeichnet sind ein vorwärts und ein nach hinten rechts schauendes Radar mit lokalen Koordinatensystemen.

⁹ engl. Forward Looking Radar (vorwärts schauendes Radar)

¹⁰ engl. Backward Looking Radar (rückwärts schauendes Radar)

¹¹ Lokales Koordinatensystem

ihert3d wird durch Skripte gesteuert. Das Szenario wird komplettiert, indem der Block Szenario-Erstellung ein Simulations-Setup, oder kurz, eine *Simulation* für jeden Zeitpunkt des Szenarios erstellt. Das Programm ihert3d arbeitet das Szenario später sukzessive ab, indem alle angelegten Simulationen nacheinander ausgeführt werden.

Das *Szenario* spielt eine zentrale Rolle bei der Realisierung der virtuellen Testfahrt und verlangt deshalb nach einer näheren Betrachtung. Abb. 3.7 zeigt das Konzept des Szenarios.

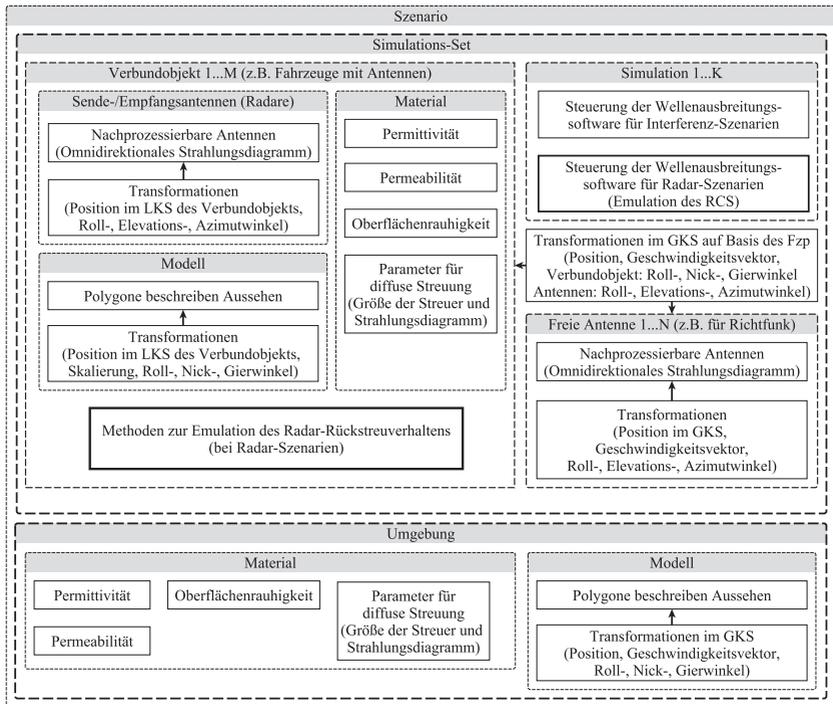


Abb. 3.7: Aufbau eines Szenarios zur Verwendung mit einer Software zur Berechnung der Wellenausbreitung.

Es besteht aus einem *Simulations-Set* und einer Umgebung. Die Umgebung besteht aus einem Polygon-Modell im GKS¹² mit den für das Wellenausbreitungsmodell gebräuchlichen Materialparametern.

Das Simulations-Set besteht aus einer beliebigen Anzahl von *Verbundobjekten*, *freien Antennen* und *Simulationen*. Der Pkw in Abb. 3.6 ist ein Beispiel für ein Verbundobjekt. Durch Transformationen wird das Polygon-Modell des Fahrzeugs im LKS des Verbundobjekts platziert und gegebenenfalls ausgerichtet sowie skaliert. Gleiches gilt für die Position und Ausrichtung von Radaren, die aus einer beliebigen Zusammensetzung von Sende- und Empfangsantennen bestehen. Bei den Antennen handelt es sich um ideale, omnidirektionale Strahler. Sie erlauben die spätere Aufrechnung von polarisations- und winkelabhängigen Strahlungsdiagrammen. Wie zuvor bei der Umgebung werden auch den Verbundobjekten, genauer deren Modellen, Materialparameter zugewiesen.

Freie Antennen sind unabhängig von Verbundobjekten platzierbar und dienen der Realisierung von Richtfunk-Systemen oder sonstigen fest installierten Funksystemen. Die so erstellten Verbundobjekte und freien Antennen werden entsprechend dem Fzp in ihrer Lage und Geschwindigkeit im GKS transformiert. Die Steuerung der Wellenausbreitungssoftware *ihert3d* wird durch den Block *Simulation* des Simulations-Set realisiert. Eine Simulation übersetzt die Informationen aus Umgebung, Verbundobjekten und freien Antennen in die Skript-Sprache des verwendeten Wellenausbreitungssimulators und fügt weitere, für den Betrieb des Simulators nötige Befehlsfolgen hinzu. Für jeden zu simulierenden Zeitpunkt kann eine Simulation für Interferenz-Szenarien und zugleich eine Simulation für Radar-Szenarien erstellt werden. Bei einem Radar-Szenario gilt es, den RFK zwischen Sende- und Empfangsantenne(n) des Opfer-Radars zu berechnen. Die Radar-Funkkanäle können genutzt werden, um die Funktion des Opfer-Radars per Systemsimulation zu testen, zunächst ohne den Einfluss von Störungen. Bei einem Interferenz-Szenario gilt es, die SFK zwischen dem Radar und den Störern (andere, störende Radare oder Funksysteme) zu berechnen. Dies gleicht der Berechnung eines Funkkanals für die Kommunikation. Die SFK können genutzt werden, um das Störpotential des Szenarios abzuschätzen, wie in Kapitel 4 durchgeführt.

Eine Kombination von RFK und SFK in der Systemsimulation erlaubt es, die Funktion des Radars in Mehr-Nutzer Szenarien zu überprüfen. Diese Kombination wird in Abschnitt 3.5.2 beschrieben. Auf das zur Modellierung von Radar-

¹² Globales Koordinatensystem

zielen verwendete, gemessene Rückstreuverhalten von ausgesuchten Verkehrsteilnehmern wird in Abschnitt 3.5.3 eingegangen.

3.4 Manuelle Szenario-Generierung

Die *manuelle Szenario-Generierung* bietet die vollkommene Kontrolle über Erstellung und Ablauf eines Szenarios. So können auch seltenerer oder riskanter Szenarien, wie die von der Organisation Euro NCAP¹³ zum Test von AEB¹⁴-Systemen definierten Fahrsituationen [EUR13], virtuell nachgebildet werden. Ein geeigneter *Szenario-Editor*, der dies leisten kann, verfügt idealerweise über folgende Eigenschaften und Funktionen.

1. Bereitstellung einer graphischen Bedienoberfläche zur Visualisierung der Eingaben und des aktuellen Szenarios
2. Erstellen, Laden, Editieren und Speichern von 3D-Grafikobjekten
3. Importieren und Exportieren von 3D-Grafikobjekten im vom Wellenausbreitungssimulator genutzten Format
4. Platzieren und hierarchisches Gruppieren der 3D-Grafikobjekte
5. Platzieren von Antennen und Einordnung in bestehende Gruppierungen von 3D-Grafikobjekten
6. Zeitabhängige Transformation der Lage einzelner 3D-Grafikobjekte und Antennen oder von Gruppierungen, d.h. Festlegen von Trajektorien
7. Verknüpfung der 3D-Grafikobjekte mit Materialeigenschaften
8. Vorschau auf den zeitlichen Ablauf des Szenarios
9. Abbildung der Steuerungsparameter des Wellenausbreitungssimulators in der graphischen Benutzeroberfläche
10. Exportieren des gesamten Szenarios (Anweisungen für Wellenausbreitungssimulator um Simulation durchzuführen, 3D-Grafikobjekte im passenden Format, Antennen und Zeitauflösung des Szenarios)

¹³ engl. European New Car Assessment Programme

¹⁴ engl. Autonomous Emergency Braking

11. Schnittstelle zur Steuerung des Editors per Skript (Umgehung der graphischen Benutzeroberfläche)

Die Punkte 4-7 und Punkt 10 der obigen Liste werden von der automatischen Szenario-Generierung ebenfalls geleistet. Die Trajektorien (Punkt 6) werden dabei allerdings durch den Verkehrsflusssimulator erzeugt. Die Punkte 8 und 11 bedürfen eines Kommentars. Eine Vorschau erlaubt das stufenlose Abspielen des Szenarios im Vorfeld der Übergabe an das Wellenausbreitungsmodell. So können sämtliche eingegebenen Trajektorien auf deren Korrektheit hin überprüft werden. Der Zeitverlust durch das Starten von fehlerhaft aufgesetzten Simulationen kann so reduziert werden. Eine Schnittstelle zur Steuerung des Editors per Skript erlaubt weiter das Eingreifen in den Ablauf des Szenarios. Dies kann beispielsweise für manuelles "Fahren" (Lenken, Bremsen, Beschleunigen) oder für Funktionen wie ACC oder AEB genutzt werden. Abb. 3.8 verdeutlicht den Einsatz einer solchen Schnittstelle anhand einer manuellen Szenario-Generierung für AEB-Szenarien.

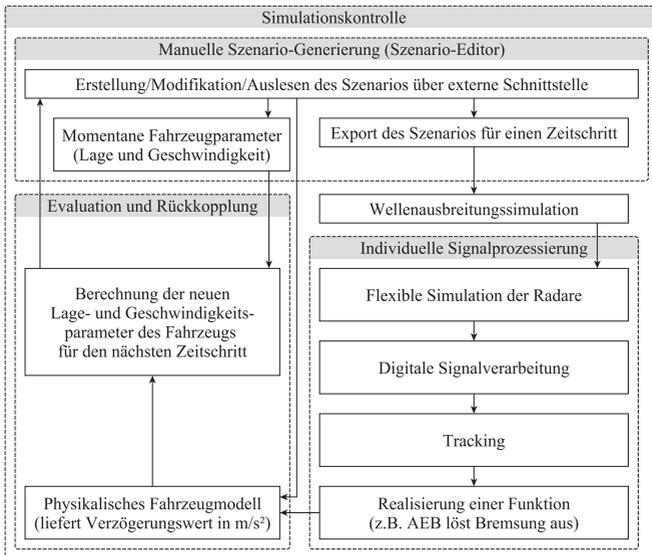


Abb. 3.8: Beispiel einer Systemsimulation mit Rückkopplung auf die Szenario-Generierung.

Dabei ist die Struktur aus Abb. 3.2 wiederzuerkennen, jedoch ist der Block *Evaluation und Rückkopplung* ausgeführt. Der Ablauf bei diesem Konzept einer Systemsimulation ist der folgende: Zunächst wird ein Szenario initial per Editor aufgebaut. Dieses wird für einen Zeitschritt, welcher hier der Dauer eines Messzyklus des Radars entspricht, exportiert. Der Simulation der Wellenausbreitung schließt sich die Simulation der analogen und digitalen Signalverarbeitung an, gefolgt vom Tracking und der Funktion, hier einem AEB. Im Falle einer zu raschen Auffahrt auf das vorausfahrende Fahrzeug wird eine Bremsung ausgelöst. Ein physikalisches Fahrzeugmodell berechnet nun aus den verfügbaren Informationen über Umgebung und Fahrzeug die effektive Verzögerung (in m/s^2). Für die folgenden Zeitschritte ergeben sich die neuen Parameter für die Geschwindigkeit des Fahrzeugs und damit dessen Lage. Mit den neuen Lagedaten kann der nächste Zeitschritt bzw. Radarzyklus im Editor (über eine externe Schnittstelle) vorbereitet, exportiert und simuliert werden. Diese Schleife wird wiederholt und damit eine virtuelle Testfahrt realisiert.

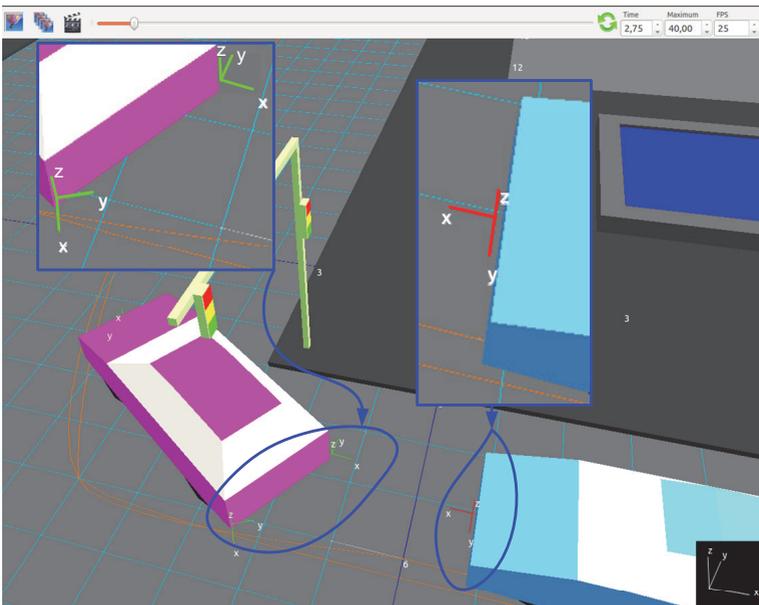


Abb. 3.9: Mit Editor manuell erstelltes Szenario. Die Antennen werden durch die grünen und roten Koordinatensysteme repräsentiert.

Abb. 3.9 zeigt das mit Hilfe eines Editors des IHE erstellte Szenario eines Abbiegevorgangs, bei dem ein AEB auslösen könnte. Zu erkennen sind die Trajektorien, welche über Punkte und Interpolation zwischen diesen definiert werden. Die platzierten Antennen sind als lokale Koordinatensysteme zu erkennen. In der vertikalen Leiste oben kann das Szenario mit Hilfe eines Schiebereglers von Anfang bis Ende beobachtet werden. Die Angabe der FPS (engl. Frames per Second) definiert die Zeitauflösung. Um höhere Zeitauflösungen zu erreichen, können die FPS entsprechend erhöht werden.

3.5 Bestimmung der Funkkanäle für die Systemsimulation

Einer Kurzeinführung in das verwendete Programm ihert3d und dessen zu Grunde liegenden Wellenausbreitungsmodell schließt sich die Präsentation einer Methodik an, welche eine Virtuelle Testfahrt durch sukzessive Simulation des SFK und RFK ermöglicht (s. Abschnitt 3.5.2).

Für die Simulation des RFK werden dazu Informationen über das RCS von Zielen benötigt, welche in Abschnitt 3.5.3 vorbereitet werden.

3.5.1 Kurzeinführung in das Wellenausbreitungsmodell

Die Wellenausbreitungssimulationen im Rahmen dieser Arbeit basieren auf dem Programm ihert3d des IHE ([Mau05, Kay02]).

ihert3d nutzt GO¹⁵ und UTD¹⁶, zwei asymptotische Verfahren für hohe Frequenzen. Die GO ist für die Berechnung von Funkkanälen in weitläufigen und zugleich komplexen Szenarien ein bewährtes Mittel. Sie ist ein asymptotisches Verfahren und basiert auf der Annahme, dass die Ausbreitung von elektromagnetischen Wellen der eines Lichtstrahls ähnelt. Damit die per GO berechnete Wellenausbreitung gültig ist, müssen sämtliche Objekte im Szenario und deren Krümmungsradien groß gegenüber der Wellenlänge sein. Im konkreten Fall bedeutet dies, dass die Abmessungen und Kantenlängen der zur Modellierung

¹⁵ engl. Geometrical Optics

¹⁶ engl. Uniform geometrical Theory of Diffraction

verwendeten Polygone wesentlich größer als die Wellenlänge der Simulationsfrequenz sein müssen [Mau05]. Weiter darf sich die Oberflächenstruktur über eine Wellenlänge hinweg kaum ändern. Die Materialeigenschaften des Ausbreitungsmediums müssen zudem über den Bereich einer Wellenlänge etwa konstant sein [Mau05, MPM90]. Sind diese Bedingungen erfüllt, so erlaubt die GO die Berechnung der Amplitude und Phase entlang des Ausbreitungsweges der Welle, bzw. des Strahls inklusive der Reflexionen an Objekten [GW98]. Der Reflexionsfaktor hängt dabei von den Materialparametern der in den Streuprozess involvierten Polygone, sowie von Einfallswinkel und Polarisation der einfallenden Welle ab. Ein Unterscheidungsmerkmal bezüglich der Implementierung einer GO ist die Art der Bestimmung von Ausbreitungspfaden, von der im Wesentlichen zwei Varianten existieren. Die erste Variante diskretisiert den Raum um einen Sender mit einer zu wählenden Winkelauflösung und sendet in diese Richtungen Strahlen zur weiteren Verfolgung aus. Die Strahlen werden so lange weiterverfolgt, bis sie eine bestimmte Ausbreitungsdämpfung erfahren haben oder ein zu definierendes Empfänger-Volumen treffen. Dabei wird nach jeder Interaktion mit einem Objekt eine neue Aussendung von Strahlen in der zuvor beschrieben Weise initiiert, was die Anzahl der potentiellen Ausbreitungspfade stark ansteigen lässt. Dies bedeutet, dass viele Strahlen unnötigerweise verfolgt werden, was zusätzliche Rechenzeit kostet. Diese Art der Bestimmung von Ausbreitungspfaden wird als *Ray-Launching*-Verfahren bezeichnet. Ein Vorteil dieses Verfahrens ist jedoch die sehr einfache Parallelisierbarkeit [TLB10]. Dieses Verfahren eignet sich gut für die Untersuchung einzelner, isolierter Objekte. Ein Anwendungsbeispiel ist die Bestimmung des RCS von Fahrzeugen. In dieser Art von lokal stärker begrenztem Szenario kann die Diskretisierung des Raumes leichter ausreichend fein gewählt werden. Bei umfangreicheren Szenarien wie innerstädtischen Kreuzungen oder längeren Autobahnabschnitten ist dagegen eine wesentlich feinere Diskretisierung des Raumes nötig, um mit hoher Wahrscheinlichkeit die relevanten Streupunkte zu treffen.

Die zweite Variante zur Bestimmung von Ausbreitungspfaden stellt das Strahlensuch-Verfahren mittels Spiegelungsmethode dar [MDDW00]. Das dabei realisierte Ray-Tracing vermeidet im Gegensatz zum Ray-Launching das "blinde" Verfolgen von Ausbreitungspfaden. Stattdessen bestimmt es alle relevanten Reflexionspunkte entlang reiner Reflexionspfade exakt und eindeutig [Mau05]. Die Spiegelungsmethode ist für die Berechnung der Mobilfunkkanäle von weitläufigeren Szenarien deshalb gut geeignet.

In ihert3d ist die Spiegelungsmethode in optimierter Form in Kombination mit der GO implementiert. Weiter ist die Beugung an Kanten mittels UTD [Lue89, GW98] realisiert, so dass ein stetiger Intensitätsabfall jenseits der Einfallsschattengrenze erfolgt. Die Bestimmung von Beugungspfaden erfolgt dabei durch Anwendung des Fermat'schen Prinzips [Bal12, GW98]. Auch werden gemischte Pfade aus Reflexion und Beugung zugelassen. Die Amplituden- und Phasenänderung der Vektoren der (komplexen) Feldstärke entlang eines Ausbreitungspfades wird durch Matrixgleichungen für den Fall der GO und der UTD vollpolarimetrisch in [GW98, Mau05] beschrieben. Eine abgeschwächte Reflexion an schwach rauhen Oberflächen wird durch modifizierte Fresnel-Reflexionsfaktoren modelliert. Ebenfalls ist diffuse Streuung an Vegetation mit Hilfe eines inkohärenten Ansatzes implementiert. Sie ist jedoch nicht mit Reflexions- und UTD-Beugungspfaden kombinierbar. In [Jan11] wurde ihert3d zudem um einzelne, parametrisierbare Streupunkte erweitert, die in Mischpfaden nicht berücksichtigt werden. Für jeden gefundenen Ausbreitungspfad gibt ihert3d dessen Laufzeit, die erfahrene Doppler-Verschiebung sowie vollpolarimetrisch die Dämpfung der Amplitude und absolute Phasenlage an. Letztere erlaubt die Untersuchung von Fading-Effekten im Fall einer Mehrwege-Ausbreitung. Weiter werden für jeden Ausbreitungspfad die Aus- und Eintrittswinkel für Sende- und Empfangsantenne in deren Kugelkoordinatensystemen angegeben. Dies erlaubt die Aufrechnung von Strahlungsdiagrammen im Anschluss an die Wellenausbreitungssimulation. Die Konzeption von ihert3d inklusive der relevanten physikalischen Gesetzmäßigkeiten sowie weiterführende Referenzen sind vollständig in [Mau05, Kay02, GW98] aufgeführt.

ihert3d eignet sich gut für die Berechnung von Mobilfunkkanälen in weitläufigeren Szenarien, was Verifikationsmessungen im Innenstadtbereich von Karlsruhe belegt haben [FMKW06]. Damit lässt sich ihert3d auch gut zur Abschätzung des analogen Falls, der Berechnung der empfangenen Störleistung bei Kfz-Radaren, anwenden. Die Arbeitsfrequenzen von Kfz-Radaren liegen mit 24 oder 77 GHz nochmals deutlich höher und erfüllen die Bedingungen für die Gültigkeit der asymptotischen Verfahren GO und UTD nochmals besser. ihert3d wird deshalb im Rahmen dieser Arbeit als *Werkzeug* verwendet.

3.5.2 Methodik zur Simulation des Radar-Funkkanals

So elegant die Anwendung der GO mittels Spiegelungsmethode ist, sie hat ein Defizit bei der Bestimmung von RFK. Dies lässt sich auf die konsequente Anwendung des Reflexionsgesetzes zurückführen, welches der Spiegelungsmethode inhärent ist. Dabei ist der Eintrittswinkel eines Strahls gleich dessen Austrittswinkel. Wird ein Objekt sehr grob modelliert, so existieren nur ein oder wenige Winkel, für die ein Radar (Sende- und Empfangsantenne praktisch an einem Ort) sein ursprüngliches Empfangssignal nach einer Reflexion am Objekt wieder empfangen kann. In Abb. 3.10 wird verdeutlicht, dass bereits eine geringe Lageänderung eines Polygons dazu führen kann, dass kein Ausbreitungspfad (Radar-Ziel-Radar) mehr gefunden wird.

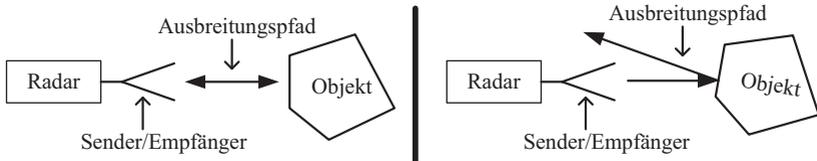


Abb. 3.10: Problematik der Pfadsuche bei Simulation des RFK mit Geometrischer Optik auf Basis der Spiegelungsmethode und geringem Detailgrad des Ziels.

Dem kann durch eine genauere Modellierung der Objekte mittels verkleinerter Polygone begegnet werden. Jedoch müssen die Abmessungen des Polygons weiterhin deutlich größer als die Wellenlänge der betrachteten Frequenz sein, was zu einem Zielkonflikt führt. Auch macht sich bei der Spiegelungsmethode eine höhere Anzahl von Polygonen sehr schnell in einem erhöhten Rechenaufwand bemerkbar, wenngleich in [Mau05] eine anwendungsbezogene Optimierung des Algorithmus beschrieben und in ihert3d umgesetzt wurde. Dies macht eine detaillierte Nachbildung von Fahrzeugkarosserien kaum praktikabel.

Weiter weist ein auf Basis dieser Modellierung ermittelter Reflexionspfad der GO nicht den aus der Radargleichung zu erwartenden Abfall der Leistungsdichte $\propto 1/R^4$ auf, sondern lediglich einen Abfall $\propto 1/R^2$, wie er für den Fall eines unendlich ausgedehnten Ziels zu erwarten ist. Als Folge würde in den allermeisten Fällen die von einem Objekt zum Radar zurückreflektierte Leistung überschätzt. Um dennoch Radar-Systemsimulationen zu erlauben, wird der Ablauf der Wellenausbreitungssimulation in zwei Stufen eingeteilt, die nacheinan-

der abgearbeitet werden (s. Abb. 3.11). Die erste Stufe dieser Methodik besteht in der standardmäßigen Simulation der Wellenausbreitung mit *ihert3d*, um die SFK zu ermitteln (Abb. 3.11 oben). Dazu werden die vereinfachten Fahrzeugmodelle aus Abb. 3.6 verwendet. Die Idee liegt darin, die Simulationsgeschwindigkeit durch eine geringe Anzahl von Polygonen je Verkehrsteilnehmer hoch zu halten. Gleichzeitig werden die äußeren Abmessungen der Verkehrsteilnehmer akkurat nachgebildet, um deren realem Abschattungsverhalten möglichst nahe zu kommen. Dies ist wichtig, da die Abschattung von Fahrzeugen bei steigender Fahrzeugdichte auf einer Straße Einfluss auf die empfangene Störleistung haben kann. Jedem Störer wird eine Sendeantenne, dem Radar eine Empfangsantenne zugeordnet. In der zweiten Stufe wird der RFK berechnet. Dazu werden die Verkehrsteilnehmer im Szenario *nacheinander* als Ziele deklariert (angefangen mit Ziel 1 in Abb. 3.11) und deren Rückstreuverhalten durch Streupunkte (Empfangsantennen) innerhalb der Abmessungen des Fahrzeugmodells realisiert, deren Anzahl, Platzierung und Parametrisierung je nach individuellem Anwendungsfall erfolgt. Die Polygone, welche die Gestalt des Ziels definieren, werden dazu vom Umlaufsinn her invertiert, d.h. die Polygone werden durchlässig für die Pfadsuche von *ihert3d* (s. Abschnitt 3.3.3 und Abb. 3.6). Als Folge können die Ausbreitungspfade die äußeren Abmessungen des Fahrzeugmodells passieren und Streupunkte innerhalb dessen erreichen. Die Polygone, deren Normalenvektoren im invertierten Zustand nach innen zum Zentrum des Fahrzeugmodells zeigen, werden als praktisch perfekt absorbierend angenommen. Auf diese Weise kann kein Ausbreitungspfad, der in das Innere des Fahrzeugmodells gelangt, dieses wieder verlassen. Lediglich die Interaktion mit Streupunkten, wie dem in Abb. 3.11 mittig angeordneten Streupunkt, ist erlaubt.

Mit Ausnahme des gerade aktiven Ziels werden alle übrigen Objekte im Szenario mit den üblichen, nicht-invertierten Polygonen modelliert. Die Pfadsuche von *ihert3d* liefert mittels Spiegelungsmethode die Mehrwegespfade vom Radar (Sendeantenne) zu den Streupunkten (Empfangsantennen). Es wird Reziprozität des Funkkanals angenommen und die Ausbreitungspfade sowie deren Transferfaktoren (s. (2.3)) werden mit *ihert3d* nur in eine Richtung bestimmt (von Radar zu einem Streupunkt). Der von *ihert3d* je Ausbreitungspfad bestimmte Transferfaktor wird derart modifiziert, dass sich einschließlich der Streuung an einem monostatischen Punktziel $\underline{\sigma}$ die aus der Radargleichung bekannte Ausbreitungsdämpfung $\propto R^4$ ergibt. In Abb. 3.12 ist ein exemplarisches Szenario mit einem einzelnen Ausbreitungspfad skizziert. Die Polarisation werde in die-

sem Anschauungsbeispiel durch den Funkkanal nicht verändert und es liege Ko-Polarisation für Radarantenne und Ziel vor.

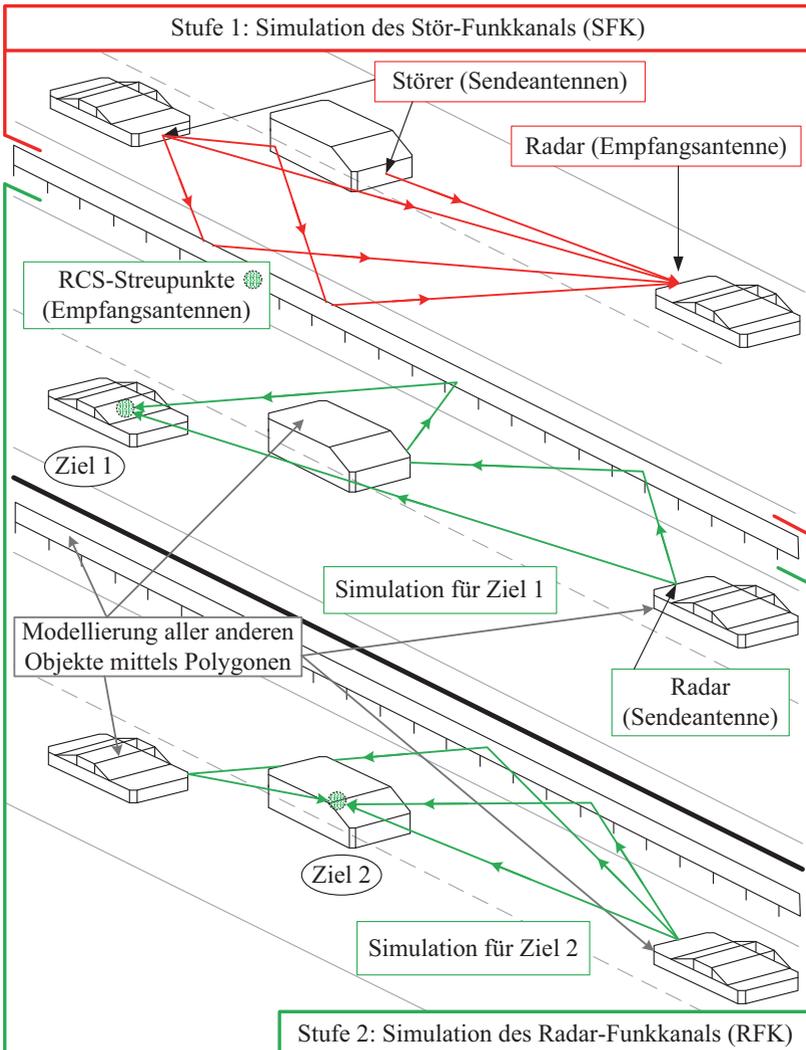


Abb. 3.11: Aufteilung der Wellenausbreitungssimulation in zwei Stufen.

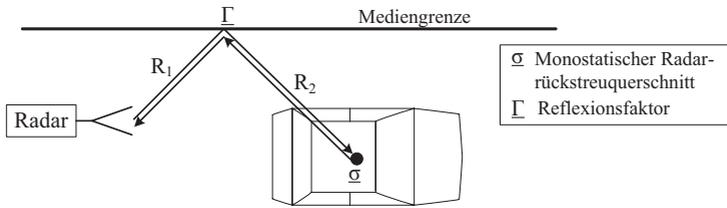


Abb. 3.12: Herleitung der Modifikation der Pfadparameter anhand eines monostatischen Streupunkts.

Für diesen Ausbreitungspfad ist in (3.1) die Modifikation des durch ihert3d bestimmten Transferfaktors dargestellt.

$$T_{\text{RADAR}} = \underbrace{\left(\frac{\lambda}{4\pi} \frac{e^{-jk_0(R_1+R_2)}}{R_1+R_2} \cdot \underline{\Gamma}(\Omega) \right)^2}_{\substack{\underline{T}, \text{ Wird von ihert3d für jeden} \\ \text{Ausbreitungspfad von Sende-} \\ \text{zu Empfangsantenne geliefert.}}} \cdot \underbrace{\sqrt{\frac{\underline{\sigma}(\Omega_{i=s})}{\frac{\lambda^2}{4\pi}}}}_{\substack{\text{Aufrechnen des RCS} \\ \text{für Streupunkt}}} \quad (3.1)$$

In (3.1) ist $\underline{\Gamma}$ der komplexe Reflexionsfaktor an der Mediengrenze. Die von ihert3d verwendeten Reflexionsfaktoren sind in [GW98, Kay02, Mau05] beschrieben und werden an dieser Stelle nicht genauer ausgeführt.

Die Doppler-Frequenzverschiebung geht aus der Geometrie und deren Geschwindigkeitsvektoren hervor und wird von ihert3d für die Ausbreitung von Sende- zu Empfangsantenne geliefert. Diese Frequenzverschiebung wird für die Anwendung mit Streupunkten verzweifacht. Die Zeitverzögerung des Ausbreitungspfad des wird ebenso verzweifacht. Für das Aufrechnen der Antennenrichtcharakteristiken stehen die Ein- und Austrittswinkel der Pfade im jeweiligen LKS der Antennen zur Verfügung. Diese Art der Modellierung erlaubt in einer Simulation auch das Entstehen von Geisterzielen.

Damit ist die Simulation des RFK für Ziel 1 abgeschlossen. Im zweiten Durchlauf wird der RFK für Ziel 2 in gleicher Weise bestimmt (s. Abb. 3.11, unterer Abschnitt, Simulation für Ziel 2). Die so erlangten SFK und RFK werden in einer Systemsimulation nacheinander prozessiert und superpositioniert.

In dieser Arbeit ist es nicht das Ziel, beispielsweise Algorithmen zur Konturschätzung zu testen. Im Rahmen dieser Arbeit ist die Modellierung von ver-

teilten Zielen zweitrangig, da zur Bewertung von Störeinflüssen ein Vergleich zwischen gestörten und ungestörten Szenarien vorgenommen wird. Hierfür ist die beschriebene Methode der Modellierung von Zielen akzeptabel und bietet wegen der geringen Anzahl von zu simulierenden Streuern (realisiert durch Antennen, eine je Fahrzeug) kürzere Rechenzeiten. Ebenso ist der Fokus der Modellierung auf die Detektion von relevanten Zielen ausgelegt. So tritt die Umgebung nur indirekt über Mehrwegepfade von Radar zu Ziel in Erscheinung. Dies entbindet von dem Problem, die gesamte Umgebung bezüglich deren RCS vermessen zu müssen, um unrealistische Nutzsignale zu vermeiden. Letztere könnten die Detektion von relevanten Zielen unnötig erschweren und die Beurteilung von Störungen ungerechtfertigterweise beeinflussen. Von den Streueigenschaften her bekannte Objekte können jedoch bei Bedarf in gleicher Weise modelliert und in die Simulation eingebunden werden, wie zuvor für ein Fahrzeug beschrieben. Um ein monostatisches σ von Zielen angeben zu können, sind Messungen für typische Verkehrsteilnehmer durchgeführt worden, die im folgenden Abschnitt 3.5.3 vorgestellt werden.

3.5.3 Messung des monostatischen RCS

Die in diesem Unterkapitel erlangten RCS-Messergebnisse dienen als Basis für die spätere Emulation des RCS. Aus Gründen der Praktikabilität wird die Messung auf das monostatische RCS von Zielen beschränkt. Der Frequenzbereich ist auf 23-27 GHz festgelegt. Zum Einen wird damit der für FMCW-Radare relevante Bereich von 24-24,25 GHz abgedeckt.

Zum Anderen erlaubt der erweiterte Frequenzbereich Aufschluss darüber, ob sich das RCS über einen größeren Frequenzbereich auffallend stark ändert. Die Messungen sind im Rahmen des MOSARIM-Projekts [MK12] für eine Reihe von Fahrzeugen durchgeführt und bereits veröffentlicht worden [SFGT⁺11]. Für das 79 GHz Band sind Messergebnisse aus anderen Quellen verfügbar (beispielsweise [MNK12]). Abb. 3.13 zeigt die vermessenen Objekte in der reflexionsarmen Messkammer des JRC¹⁷. Für Fahrrad und Motorroller kann eine reflexionsarme, hölzerne Plattform eingesetzt werden. Für Fahrzeuge bis drei Tonnen kommt eine metallene Plattform zum Einsatz. Diese muss durch eine geeignete Kalibrierung so weit möglich herausgerechnet werden, was in [CMEM⁺13] speziell untersucht wurde.

¹⁷ engl. Joint Resarch Center of the European Commission, Ispra, Italy

Das JRC führt dazu eine voll-polarimetrische Kalibration durch, wie in [WK91] beschrieben. Für jedes der Objekte wird von perfekter Symmetrie ausgegangen, weswegen im Azimut nur über 180° gemessen wird, von der Front- zur Heckansicht. Weiter wird der Elevationswinkel leicht verändert, um eine Bestrahlung in 0,5 m, 0,75 m und 1 m Höhe relativ zur Oberkante der Plattform zu realisieren. Die Distanz von den Antennen zur Mitte der Plattform beträgt 10 m. Für die Messung selbst wurde ein Netzwerkanalysator verwendet, der den Bereich 23 bis 27 GHz in 5 MHz Schritten abtastet. Dies resultiert in einem Eindeutigkeitsbereich von

$$R_{UA} = \frac{c_0}{2 \cdot \Delta f} = \frac{c_0}{2 \cdot 5 \text{ MHz}} = 30 \text{ m}, \quad (3.2)$$

was für die Messkammer mit einem Radius von 10 m ausreichend ist. Das über die aufgenommenen N Frequenzen gemittelte, absolute RCS sei hier definiert als

$$\bar{\sigma} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |\sigma_i|. \quad (3.3)$$

In der Radartechnik ist eine Darstellung von σ in dBsm¹⁸ üblich:

$$\sigma_{\text{dBsm}} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\sigma}{\text{m}^2} \right). \quad (3.4)$$

Die Abbildungen 3.14 und 3.15 zeigen das $\bar{\sigma}$ typischer Verkehrsteilnehmer für den Frequenzbereich 24-24,25 GHz und 23-27 GHz. Der 0° Azimut-Winkel entspricht dabei stets einer frontalen Bestrahlung. In beiden Abbildungen 3.14 und 3.15 sind deutliche Einbrüche von $\bar{\sigma}$ für einen schrägen Einfall der Wellen auf die Fahrzeuge zu erkennen (ca. 40° - 80° und 100° - 140°). Der Grund dafür sind die flächenmäßig großen, glatten Metallflächen der Karosserie, die ausgeprägtere Vorzugsrichtungen für Reflexionen aufweisen. Entsprechend führen Bestrahlungen von 0° , 90° und 180° zu lokalen Maxima von $\bar{\sigma}$. Für die genannten Winkel weist der Lieferwagen erwartungsgemäß das größte RCS auf. Der VW Beetle wurde in die Liste der Messobjekte aufgenommen, da er über Kunststoff-Karosserieteile und stark ausgeprägte Rundungen verfügt. Sowohl für die Mittelung über 250 MHz, als auch für die Mittelung über 4 GHz lässt sich für Betrachtungswinkel von ca. 5° - 20° im Vergleich zu den übrigen Fahrzeugen ein niedrigeres $\bar{\sigma}$ beobachten.

In Abb. 3.16 ist $\bar{\sigma}$ für Zweiräder gezeigt. Hier ist eine deutliche Abhängigkeit von der verwendeten Polarisation feststellbar. Die horizontale Polarisation führt

¹⁸ engl. Decibel square meter

dabei fast immer zu höheren $\bar{\sigma}$. Abbildung 3.17 zeigt das frequenz-, polarisations- und winkelabhängige σ für den VW Golf V, worin eine stärkere Rückstreuung für die horizontale Polarisation sichtbar ist.

In Abb. 3.18 lässt sich erkennen, dass bereits geringfügige Änderungen der Bestrahlungshöhe bzw. des Elevationswinkels Auswirkungen auf das frequenz- und azimut-winkelabhängige σ haben. Dennoch bleibt für die Frequenzen außerhalb des 24 GHz Bandes der prinzipielle Verlauf des RCS als Funktion des Beobachtungswinkels sehr ähnlich. Die Maxima von σ treten für 0° , 90° und 180° auf.



Abb. 3.13: Vermessene Fahrzeuge in der RCS-Messkammer des Institute for the Protection and Security of the Citizen des JRC in Ispra, Italien. ©JRC und IEEE [SFGT⁺11].

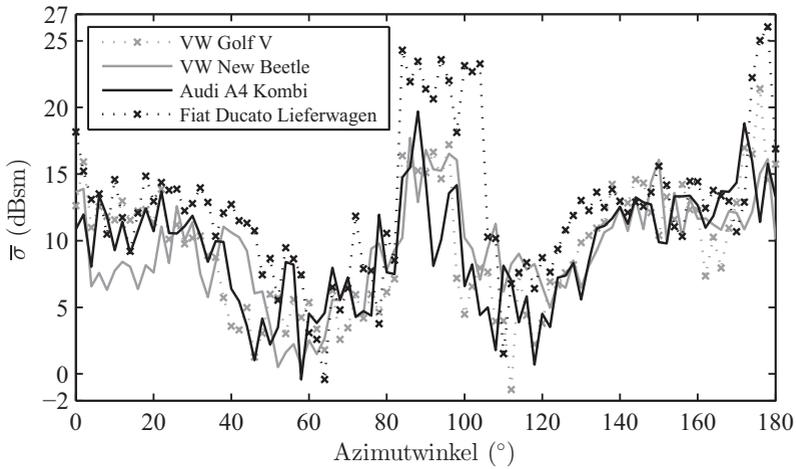


Abb. 3.14: HH-Pol., Betrachtungshöhe 0,75 m, gemittelt über 24-24,25 GHz. [SFGT⁺11] ©IEEE.

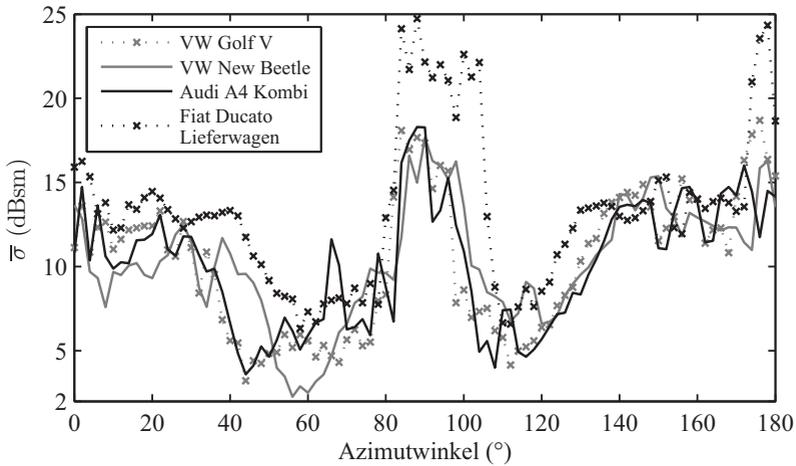


Abb. 3.15: HH-Pol., Betrachtungshöhe 0,75 m, gemittelt über 23-27 GHz. [SFGT⁺11] ©IEEE.

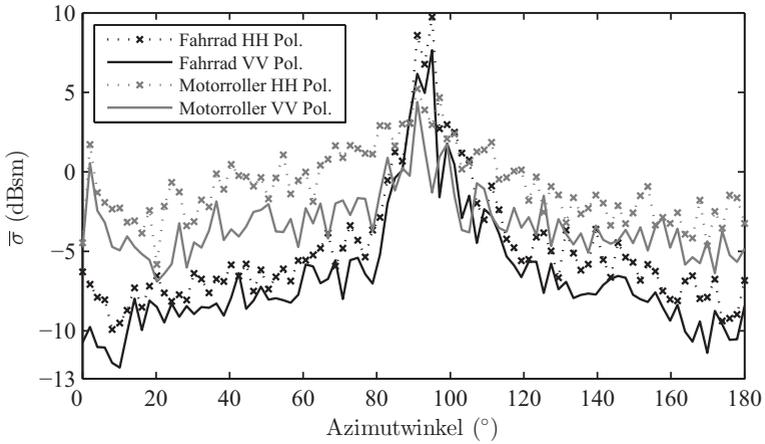


Abb. 3.16: Betrachtungshöhe 0,75 m, 23-27 GHz. [SFGT⁺ 11] ©IEEE.

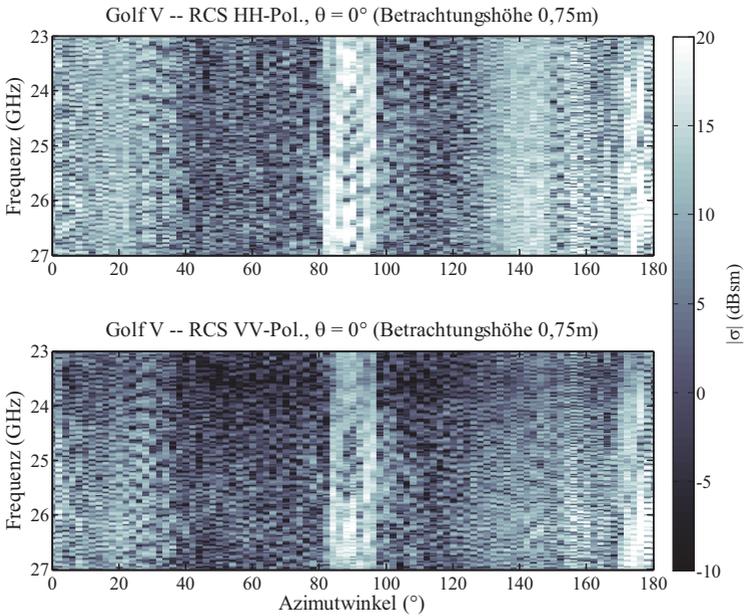


Abb. 3.17: Einfluss der Polarisation auf das gemessene RCS. Der Dynamikbereich ist manuell auf den angegebenen Bereich beschränkt.

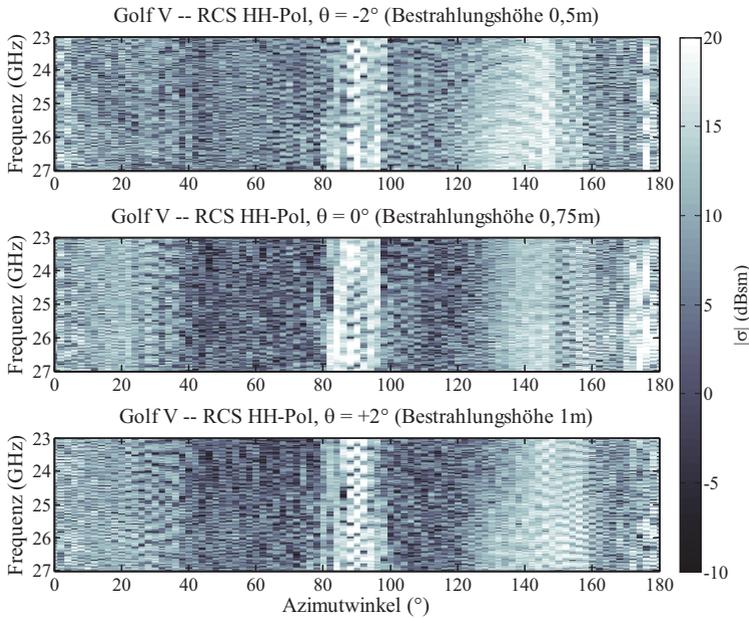


Abb. 3.18: Einfluss der Bestrahlungshöhe auf das gemessene RCS. Der Dynamikbereich ist manuell auf den angegebenen Bereich beschränkt.

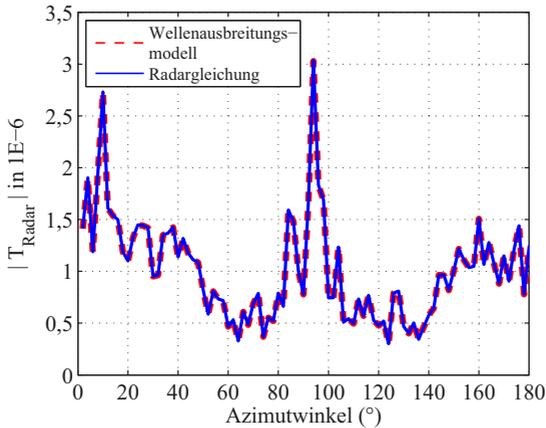


Abb. 3.19: Die Modifikation des von ihert3d gelieferten Transferfaktors nach (3.1) und der Einbezug des gemessenen RCS erlaubt die Emulation des aus der Radargleichung zu erwartenden Verhaltens. Im Beispiel ist Freiraumausbreitung angenommen.

Die präsentierten Messergebnisse verdeutlichen die Komplexität des Rückstreuverhaltens repräsentativer Fahrzeuge. Das RCS ist dabei deutlich abhängig vom Fahrzeugtyp. Die Interferenz mehrerer empfangener Streupfade führt weiter zu einer ausgeprägten Frequenzabhängigkeit. Die Änderung des Beobachtungswinkels in Elevation und Azimut führt ebenso zu einem sich ändernden Streuverhalten. Gemeinsam haben alle Fahrzeugtypen, dass sie bei Azimutwinkeln um 0° , 90° und 180° lokale Maxima der RCS-Werte aufweisen, unabhängig von Frequenz und Polarisation. Im Rahmen dieser Arbeit werden die Messdaten in Umsetzungstabellen (engl. Lookup-Tables) zusammen mit ihert3d und (3.1) verwendet. Abb. 3.19 zeigt, dass das Wellenausbreitungsmodell mit der Modifikation der Transferfaktoren nach (3.1) in der Lage ist, dem Dämpfungsverhalten der Radargleichung zu entsprechen.

An dieser Stelle sei der Europäischen Kommission für die Förderung des Projekts MOSARIM [MK12] sowie dem Institute for the Protection and Security of the Citizen des JRC in Ispra gedankt. Das Urheberrecht der im Rahmen dieses Projekts erhobenen Radardaten, welche für dieses Unterkapitel verwendet wurden, liegt bei dem JRC.

3.5.4 Modellierung von verteilten Zielen

Es wird an dieser Stelle trotzdem auf eine rudimentäre Emulation eines verteilten Ziels eingegangen. Eine Simulation von verteilten Zielen kann mittels bistatischer Streupunkte realisiert werden. Solche bistatischen Streupunkte werden beispielsweise in [BEH10] eingesetzt. Die Streupunkte werden definiert entlang der Karosserie des Fahrzeugs platziert, und falls eine Transmission in der Wellenausbreitung erlaubt ist, auch innerhalb. Dadurch besitzt das Fahrzeug eine in der Simulation messbare Ausdehnung, welche im FMCW-Radar in Form von verschiedenen Zwischenfrequenzen in Erscheinung tritt. Auch können teilweise verdeckte Ziele detektiert werden. Dies ist für reine Punktzielmodellierung nicht der Fall. Die Problematik ist in Abb. 3.20 veranschaulicht.

Zwar ist prinzipiell die Nutzung bistatischer Streuzentren mit dem entwickelten Simulator möglich (der Übertragungsfaktor (3.1) muss dann bistatisch formuliert werden, jeder Streupunkt wird wie zuvor durch eine Antenne realisiert und damit in die Pfadsuche des ihert3d eingebunden). Diese Streuzentren müssen jedoch erst aufwändig gemessen oder durch Simulationen gewonnen werden.

Deswegen ist im Simulator bei Bedarf eine alternative, approximative Modellierungsmöglichkeit nutzbar. In Abb. 3.20 B sind dazu monostatische Streupunkte gleichmäßig entlang der Außenkanten des Fahrzeugs verteilt. Der Beitrag jedes Streupunkts wird proportional zur Anzahl der über 360° Azimut-Winkel im Mittel sichtbaren Streupunkte N_{SP} reduziert. Das jeweilige σ_{eff} je Streupunkt ergibt sich zu

$$\sigma_{eff} = \frac{\sigma}{N_{SP}}, \quad (3.5)$$

was mit (3.1) verwendet werden kann. Die gestrichelten Linien in Abb. 3.20 B dienen der Unterbindung von Ausbreitungspfaden durch das Fahrzeug hindurch. Die grundlegende Methodik zur Simulation des RFK aus Abschnitt 3.5.2 ändert sich nicht und wird für jeden einzelnen Streupunkt angewendet.

Hier sei erwähnt dass die äquidistante Verteilung von Streupunkten zu ausgeprägten Interferenzerscheinungen im Zeitbereich führt. Um dem entgegenzuwirken kann die Phasenverschiebung des jeweiligen Streupunktes zufällig gewählt werden. Auch kann eine Gewichtung der Streupunkte hilfreich sein.

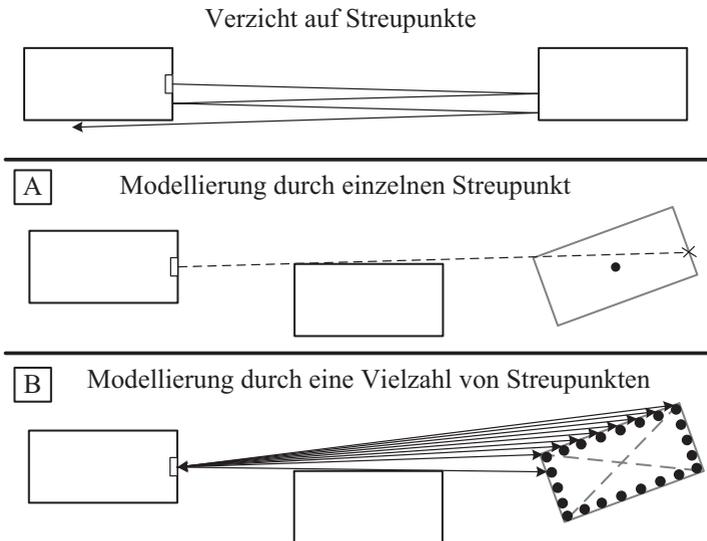


Abb. 3.20: Streupunkte erlauben auch die Detektion teilweise verdeckter Ziele.

4 Simulative Abschätzung des zukünftigen Störpotentials

In diesem Kapitel soll das zu erwartende Störpotential für zukünftige, derzeit noch nicht existente RPR abgeschätzt werden¹. Dabei gilt es auch, den Einfluss der Umgebung und der gängigen Verkehrsflussparameter auf das Störpotential zu untersuchen. Dabei wird die Wellenausbreitung auf geraden Strecken, sowie später auch auf einer Kreuzung deterministisch simuliert. Dies stellt ein Unterscheidungsmerkmal im Vergleich zu [His95] dar. Die Betrachtung wird dabei auf die Simulation der Wellenausbreitung bei 24,125 GHz beschränkt.

4.1 Aufbau der Simulation

4.1.1 Definition und Modellierung der Szenarien

Alle hier betrachteten Szenarien sind in Tabelle 4.1 aufgeführt. Die Radarpenetrationsrate (RPR), die Anzahl der Fahrstreifen je Fahrtrichtung (LPD²), die Umgebung sowie die Wunschgeschwindigkeit (DS³) werden variiert. Details zu den Antennen finden sich im Unterabschnitt Abschnitt 4.1.4. Jeder Fahrstreifen ist 3,5 m breit. Die Zuflussrate an Fahrzeugen wird mit 1000 Fahrzeugen je Stunde und Fahrstreifen als konstant angenommen und der Anteil an Schwerlastverkehr (Lkw und Transporter) wird mit 20% definiert. Diese Daten basieren auf Verkehrszählungen [Bun10, Str10] und sind für eine stark befahrene, innerstädtische Hauptverkehrsstraße repräsentativ.

¹ Die Ergebnisse wurden zum Teil in [SPH⁺15] veröffentlicht.

² engl. Lanes Per Driving Direction

³ engl. Desired Speed

Tabelle 4.1: Detaillierte Beschreibung der simulierten Szenarien für gerade Fahrspuren.

Szenario	RPR [%]	LPD	DS [km/h]	Umgebung	Antennen
A	10 20 30 40 50 60 70 80 90 100	2	50	Hauptverkehrs- straße	FLR BLRL BLRR
B	10 100	1 2 3	50	Hauptverkehrs- straße	FLR BLRL BLRR
C	10 50	2	50	Hauptverkehrs- straße, Tunnel	FLR BLRL BLRR
D	100	2	50 60 70 80 90 100	Hauptverkehrs- straße	FLR BLRL BLRR

Tabelle 4.2: Liste der für die Wellenausbreitungssimulation verwendeten Materialparameter (angenommen für 24,125 GHz).

Material	Re{ ϵ_r }	Im{ ϵ_r }	ϖ [mm]
Asphalt (Straße)	2,5	0,003	0,4
Asphalt (Seitenstreifen)	2,5	0,003	1
Beton (Häuserwand)	2,35	0,002	1
Beton (Tunnel)	2,35	0,002	0,4
Glas	5,04	0,086	0
Metall	1	10^6	0

Der Tunnel in Szenario C ist rechteckig, 4,5 m hoch und verfügt neben jeder Tunnelwand über einen 25 cm breiten Seitenstreifen. Bis auf das Szenario Tunnel existieren in allen Szenarien lediglich Fahrzeuge sowie die Straßenoberfläche und keine sonstigen Umgebungsobjekte. Die Fahrzeuge werden durch die in Abb. 3.6 dargestellten Polygonmodelle repräsentiert und bestehen ausschließlich aus Metall und Glas. Tabelle 4.2 fasst die komplexen, relativen Permittivitäten der Materialien sowie die Oberflächenrauigkeiten ϖ nach [Hip95, Mau05] für Umgebung und Fahrzeuge zusammen. Als Permeabilität μ_r ist 1 angenommen.

Die Materialparameter für Glas entsprechen einer Variante mit 88 % SiO_2 und 12 % Na_2O . Tabelle 4.3 listet die äußeren Abmessungen der Fahrzeuge ("minimum bounding box") auf.

Tabelle 4.3: Äußere Abmessungen der hier verwendeten Fahrzeuge in Metern.

Fahrzeugtyp	Länge	Breite	Gesamthöhe	Bodenfreiheit
Pkw	4,6	1,8	1,4	0,3
Transporter	5,3	1,8	2,5	0,3
Lkw	12	2,5	3,8	0,5

4.1.2 Stichprobe und Stichprobenumfang

Als feste Beobachtungszone werden 500 m aus einem insgesamt 1480 m langen Straßenabschnitt definiert (s. Abb. 4.1). Aus dessen Mitte wird innerhalb eines 50 m langen Abschnitts zufällig ein Pkw als Opfer-Fahrzeug ausgewählt. Alle anderen Fahrzeuge innerhalb des 500 m langen Abschnitts sind in der Simulation potentielle Störer. Für jedes Szenario werden die Stichproben alle 4 Sekunden gezogen, wobei kein Fahrzeug zweimal hintereinander als Opfer-Fahrzeug ausgewählt werden kann. Die minimale Anzahl von Stichproben je Szenario ergibt sich nach einem initialen Test mit Szenario A zu 4000. Bei dieser Anzahl bildet sich die Verteilung der empfangenen Störleistung bereits deutlich heraus. Der Stichprobenumfang wird auf 4500 festgelegt. Jedes Szenario entspricht damit einer Beobachtungsdauer von 5 Stunden.

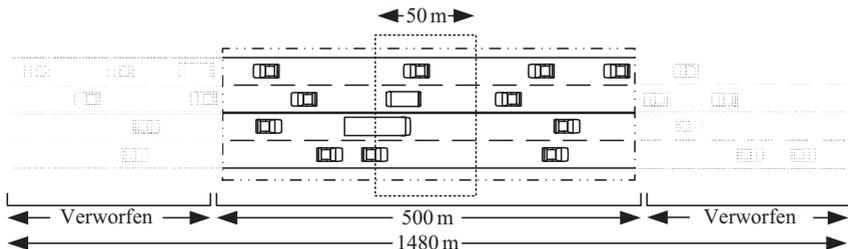


Abb. 4.1: Darstellung der festen Beobachtungszone für die folgenden Untersuchungen.

4.1.3 Bewertungskriterium

Eine reale Wellenausbreitung für die definierten Verkehrsszenarien führt zu einer Mehrzahl von Ausbreitungspfaden von Störer zu Radar, einer Mehrwegeausbreitung. Die absolute Phasenlage der einzelnen Ausbreitungspfade hängt dabei von komplexen Oberflächenstrukturen und inhomogenen Ausbreitungsmedien ab. Die Überlagerung dieser Ausbreitungspfade im Empfänger führt zu Mehrwegeschwind, welcher zufälligen Charakter hat. Die für Mehrwegeschwind verantwortlichen, absoluten Phasenlagen können simulativ, wegen der vereinfachenden, jedoch notwendigen Annahmen in ihert3d, nicht exakt berücksichtigt werden. Als ein Benchmark-Parameter wird deshalb die inkohärent empfangene Störleistung \bar{P}_{RI} herangezogen, wie sie auch in [GW98] als Mittelung der (Stör-)Empfangsleistung bei schmalbandiger Analyse zugunsten der Angabe eines Erwartungswertes vorgeschlagen wird. Die Verwendung von \bar{P}_{RI} erlaubt eine bessere Vergleichbarkeit von Szenarien bei gegebenem Stichprobenumfang, da auf den Einbezug von Phaseninformationen verzichtet wird. Die Berechnung von \bar{P}_{RI} wird auch in kommerziellen Wellenausbreitungsprogrammen (zur Berechnung) angeboten [AWE14, Rem14]. Der Spezialfall von (2.5) wird zur Berechnung von \bar{P}_{RI} für linear-, ko-polarisierte Antennen verwendet und ist in (4.1) gegeben.

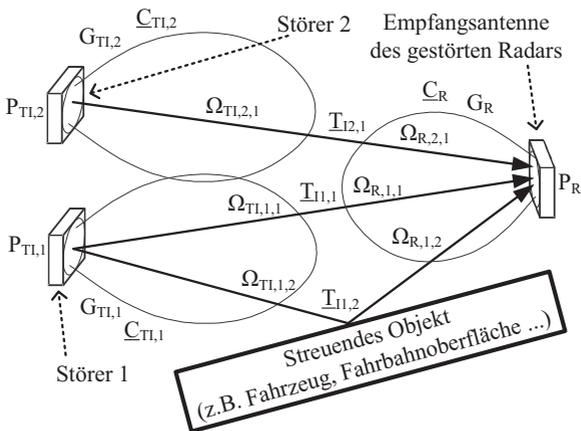


Abb. 4.2: Prinzip der Berechnung von \bar{P}_{RI} . [SPH⁺15] ©IEEE.

$$\bar{P}_{RI} = \left[\frac{c_0}{4\pi f} \right]^2 G_R \sum_{m=1}^M \left[P_{TI,m} G_{TI,m} \sum_{b=1}^{B(m)} \left| \underline{C}_R^T(\Omega_{R,m,b}) \underline{T}_{L,m,b} \underline{C}_{TI,m}(\Omega_{TI,m,b}) \right|^2 \right] \quad (4.1)$$

$B(m)$ gibt die Anzahl der relevanten Ausbreitungspfade je Störer m aus insgesamt M Störern an. Die übrigen Parameter sind in Abschnitt 2.1.2 eingeführt worden. Der Gebrauch von (4.1) wird in Abb. 4.2 für ein fiktives Szenario veranschaulicht.

4.1.4 Konfiguration der Antennen

FLR, BLRR⁴ sowie BLRL⁵ stehen mit ihrem jeweiligen Einbauort stellvertretend für vorwärts- bzw. rückwärtsschauende Radare, wie sie für ACC-Systeme und Totwinkel-, Überhol- oder Querverkehrs-Assistenten eingesetzt werden. Sie werden im Rahmen dieser Untersuchung als nicht mechanisch schwenkend angenommen und sind mit größeren Öffnungswinkeln für Radare mit bis zu mittlerer Reichweite definiert. Die Konfiguration und Eigenschaften der Antennen sind in Abb. 4.4 zusammengestellt. Die synthetischen Richtcharakteristiken für einen horizontalen Schnitt sind in Abb. 4.3 angegeben. Die Antennenrichtcharakteristiken sind rein synthetisch und verfügen über keinerlei Nebenkeulen. Weiter wird ein Empfangsantennengewinn von 0 dBi definiert, eine Skalierung dieses Gewinns kann bei Bedarf vorgenommen werden.

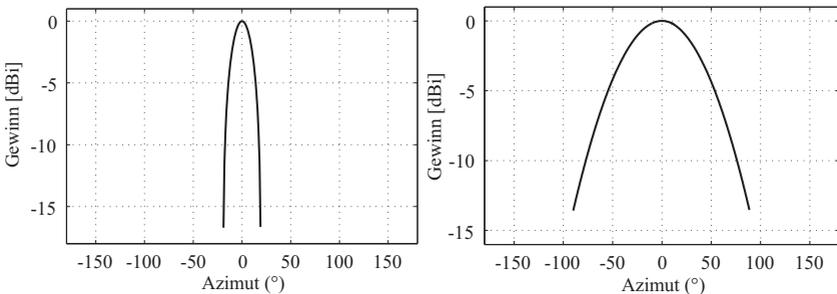


Abb. 4.3: Richtcharakteristiken für die synthetischen Antennen (horizontaler Schnitt durch das Maximum der Hauptkeule, 90° Elevation). Links ist die Richtcharakteristik für ein FLR gegeben, rechts für ein BLRR/BLRL.

⁴ engl. Backward Looking Radar Right (rückwärts schauendes Radar, rechte Seite)

⁵ engl. Backward Looking Radar Left (rückwärts schauendes Radar, linke Seite)

Im Rahmen dieser Untersuchung wird weiter nur \bar{P}_{RI} für horizontale Kopolarisation der Antennen ausgewertet, da der Unterschied zu vertikaler Kopolarisation vernachlässigbar ist.

In Abb. 4.4 ist die mittlere Sendeleistung angegeben. Die Simulationsergebnisse für \bar{P}_{RI} können entsprechend anderer gewünschter Sendeleistungen skaliert werden, da für alle Radare stets die gleiche Sendeleistung gilt.

Radare (Parameter, Einheit)	FLR	BLRL BLRR
Sendeleistung [dBm EIRP]	20	20
Frequenz [GHz]	24,125	24,125
Lineare Polarisation	Horiz.	Horiz.
Antennengewinn [dBi]	0	0
Einbauhöhe [m]	0,5	0,6
Antennenausrichtung [°]		
Azimut	0	30
Elevation	0	0
3 dB Strahlbreite [°]		
Azimut	±12	±42
Elevation	±4	±24
6 dB Strahlbreite [°]		
Azimut	±15	±60
Elevation	±5	±30
12 dB Strahlbreite [°]		
Azimut	±18,4	±84,5
Elevation	±6	±34
Max. Strahlbreite [°]		
Azimut	±18,8	±90
Elevation	±6,5	±40

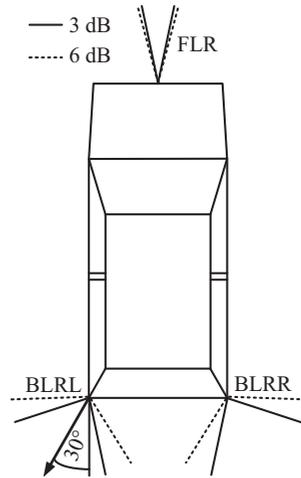


Abb. 4.4: Gewählte Antennenkonfiguration für zwei typische Radareinbaupositionen. [SPH⁺ 15] ©IEEE.

4.2 Simulationsergebnisse für Fahrt auf gerader Strecke

Die folgenden Simulationsergebnisse zeigen \bar{P}_{RI} für die zuvor beschriebenen Antennenkonfigurationen. Alle Darstellungen zeigen entweder relative Summenhäufigkeiten oder die daraus entnommenen 1/10- und 9/10-Quantile, sowie den Maximalwert von \bar{P}_{RI} . Für jede Variante der in Tabelle 4.1 definierten Szenarien werden dazu 4500 Momentaufnahmen berechnet.

4.2.1 Szenario A: Einfluss der Radarpenetrationsrate

In Szenario A wird die RPR von 10% bis 100% auf einer zweispurigen Straße (LPD=2) variiert. Abb. 4.5 zeigt \bar{P}_{RI} für die FLR-, BLRL- und BLRR-Antennen.

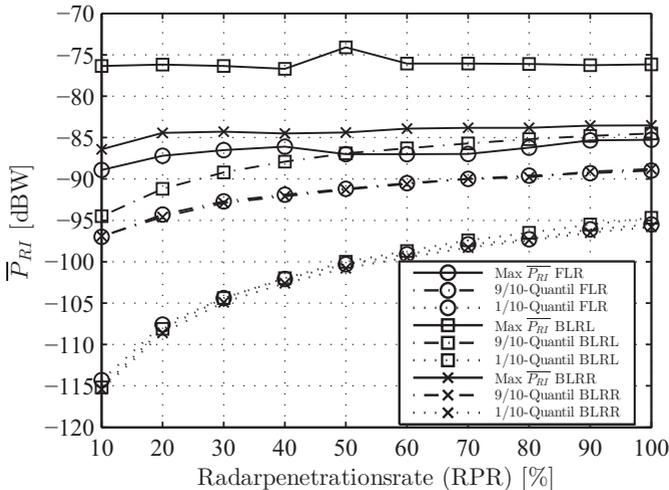


Abb. 4.5: Szenario A: Einfluss einer steigenden RPR auf verschiedene Radartypen bei zweispuriger Straße. [SPH⁺15] ©IEEE.

Die maximale \bar{P}_{RI} zeigt sich für die BLRL-Antenne, da sie diagonal nach hinten und zur Straßenmitte zeigt. Dadurch ist sie nahe an den BLRR-Antennen der überholenden Fahrzeuge und nahe an den BLRL-Antennen der entgegenkommenden Fahrzeuge. Für letzteren Fall treffen sich zudem die Maxima der

BLRL-Richtcharakteristiken. Die maximale \bar{P}_{RI} für FLR-Antennen ist niedriger als für BLR-Antennen, da für Szenarien auf gerader Strecke keine Situation existiert, in der aus näherer Distanz das Maximum einer FLR-Richtcharakteristik mit den Maxima anderer Antennenrichtcharakteristiken überlappt. Die 1/10-Quantile sind hingegen fast unabhängig vom Antennentyp. Dies lässt vermuten, dass das 1/10-Quantil von Interferenz zwischen symmetrischen Konstellationen aus FLR/BLRL/BLRR-Antennen bestimmt wird, wie sie das hintereinander Herfahren zweier Fahrzeuge auf einem Fahrstreifen darstellt.

Zu erkennen ist auch die Schwankung der maximalen \bar{P}_{RI} mit steigender RPR. Hier zeigt sich, dass es eine noch umfangreichere Stichprobe bräuchte, um zuverlässiger den höchsten vorkommenden Wert für \bar{P}_{RI} zu ermitteln. Die Verläufe der Quantile erweisen sich hingegen als monoton.

Eine wesentliche Beobachtung in diesem Szenario A ist, dass die maximale \bar{P}_{RI} weitestgehend konstant bleibt, während die 1/10- und 9/10-Quantile mit der RPR ansteigen. Für eine RPR von 100% bedeutet dies im konkreten Fall, dass \bar{P}_{RI} für ein FLR mit einer Wahrscheinlichkeit von 90% höchstens 10 dB unterhalb des maximal am FLR empfangenen \bar{P}_{RI} liegt. Für das BLRL ist die Wahrscheinlichkeit 90%, dass \bar{P}_{RI} höchstens 20 dB unterhalb des maximal empfangenen \bar{P}_{RI} liegt.

4.2.2 Szenario B: Einfluss der Anzahl von Fahrstreifen je Fahrtrichtung

An dieser Stelle wird die Anzahl der Fahrstreifen je Fahrspur bzw. Fahrtrichtung (LPD) variiert. Der Verkehrszufluss je Fahrstreifen wird konstant gehalten, als Folge steigt die Anzahl von Störquellen mit der Anzahl von Fahrstreifen. Die relative Summenhäufigkeiten in Abb. 4.6 zeigen den Einfluss einer Variation der Spuranzahl von 1 auf 3 für ein FLR. Für eine RPR von 10% steigt das 1/10-Quantil dabei um etwa 18 dB. Für eine RPR von 100% steigt das 1/10-Quantil hingegen um ca 10 dB. Das für 3 Fahrstreifen maximal beobachtbare \bar{P}_{RI} liegt etwa 7 dB über dem 1/10-Quantil.

Abb. 4.7 zeigt die relativen Summenhäufigkeiten für ein BLRL, welche ein sehr ähnliches Verhalten zeigen wie zuvor für das FLR. Für eine Variation der Spuranzahl von 1 auf 3 bei einer RPR von 10% steigt das 1/10-Quantil um ca 21 dB, für eine RPR von 100% um ca 10 dB.

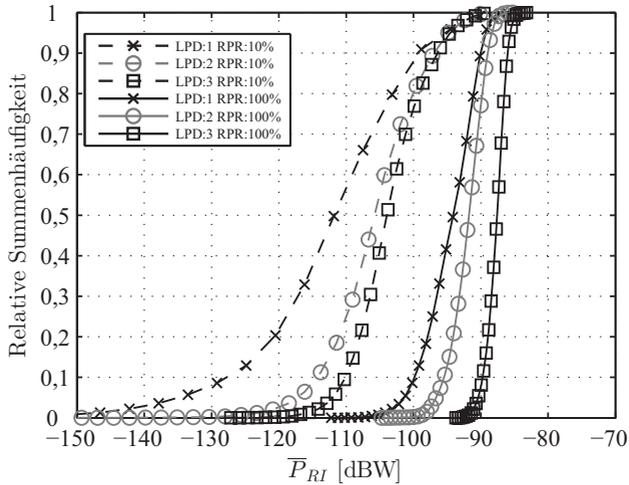


Abb. 4.6: Szenario B: Einfluss der Anzahl von Fahrstreifen auf das \bar{P}_{RI} in einem FLR. [SPH⁺15] ©IEEE.

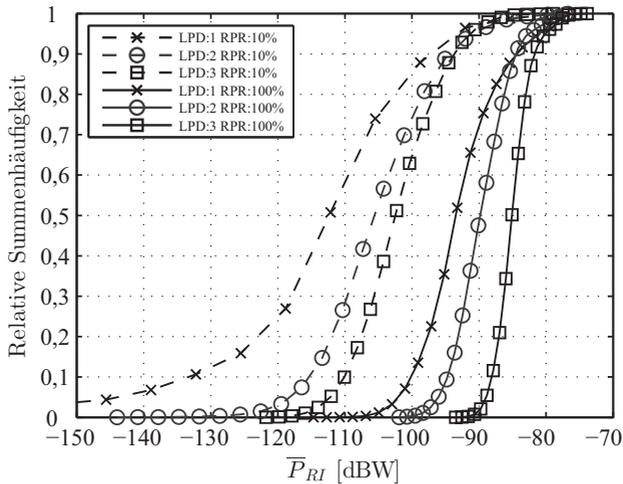


Abb. 4.7: Szenario B: Einfluss der Anzahl von Fahrstreifen auf das \bar{P}_{RI} in einem BLRL. [SPH⁺15] ©IEEE.

Tabelle 4.4: Momente von \bar{P}_{RI} für Szenario B.

RPR [%]	LPD	Mittelwert [dBW]		Modus [dBW]		Max [dBW]	
		FLR	BLRL	FLR	BLRL	FLR	BLRL
10	1	-102,9	-98,1	-112,7	-112,8	-88,0	-76,2
10	2	-101,3	-96,5	-106,3	-107,5	-88,9	-76,3
10	3	-100,5	-97,3	-104,6	-103,9	-85,1	-78,4
100	1	-92,3	-88,3	-91,6	-94,2	-85,7	-76,0
100	2	-91,4	-87,5	-91,5	-91,2	-85,3	-76,2
100	3	-87,5	-84,1	-87,2	-85,3	-83,0	-73,4

Der Mittelwert, Modus und die maximale \bar{P}_{RI} sind in Tabelle 4.4 zusammengestellt. Der Mittelwert steigt erwartungsgemäß mit LPD und RPR. Für niedrige RPR ist der Anstieg des Mittelwerts mit steigenden LPD aufgrund des begrenzten Stichprobenumfangs nicht zwangsweise monoton. Der Modus ist dagegen robuster und zeigt einen monotonen Anstieg mit RPR und LPD. Die maximale \bar{P}_{RI} lässt hingegen nur eine Tendenz vermuten.

Auf Basis von Abb. 4.5, 4.6 und 4.7 kann zusammengefasst werden, dass sämtliche Quantile für \bar{P}_{RI} mit steigender RPR und LPD steigen. Tabelle 4.4 bestätigt die intuitive Vermutung, dass Mittelwert, Modus und die maximale Störleistung mit LPD und damit der Anzahl von Störern ansteigen. Für eine RPR von 10% ist aufgrund des limitierten Stichprobenumfangs kein monotoner Anstieg der Momente gegeben. Bei einer RPR von 100% liegen das 1/10-Quantil und das 9/10-Quantil bei 3 LPD 6 dB bzw. 3 dB höher als bei 2 LPD.

Tabelle 4.5: Momente von \bar{P}_{RI} für Szenario C.

	RPR [%]	Mittelwert [dBW]		Modus [dBW]		Max [dBW]	
		FLR	BLRL	FLR	BLRL	FLR	BLRL
Straße	10	-101,3	-96,5	-106,3	-107,5	-88,9	-76,4
Tunnel	10	-100,1	-96,1	-103,6	-101,2	-87,9	-74,1
Straße	50	-94,4	-90,4	-94,4	-93,9	-87,0	-74,1
Tunnel	50	-93,2	-89,4	-94,0	-92,2	-86,8	-76,4

4.2.3 Szenario C: Einfluss der Umgebung

Abb. 4.8 verdeutlicht den Effekt eines Tunnels auf die empfangene Störleistung im Vergleich zur Straße aus Szenario A. Die Quantile werden durch zusätzliche Mehrwegepfade, welche vom Tunnel hervorgerufen werden, weiter zu höheren \bar{P}_{RI} hin verschoben. Für eine RPR von 10% steigt das 1/10-Quantil um etwa 10dB für FLR und BLRL. Für eine RPR von 50% zeigt sich ein ähnliches Bild, das für das FLR jedoch weniger stark ausgeprägt ist als für das BLRL. Für die 9/10-Quantile ist nur ein geringer Unterschied zwischen offener Straße und Tunnel erkennbar, der mit steigender RPR noch geringer wird. Daraus kann geschlossen werden, dass Umgebungen, welche eine massive Mehrwegeausbreitung provozieren, wie Straßenschluchten oder Tunnel, besonders die niedrigeren Quantile anheben. Die maximale \bar{P}_{RI} sowie die 9/10-Quantile werden weitestgehend von der näheren Umgebung des Opfer-Radars bestimmt bzw. durch direkte Interferenz via LOS⁶-Pfade. Tabelle 4.5 fasst die Momente von \bar{P}_{RI} zusammen. Die Maxima fluktuieren auch hier aufgrund des begrenzten Stichprobenumfangs.

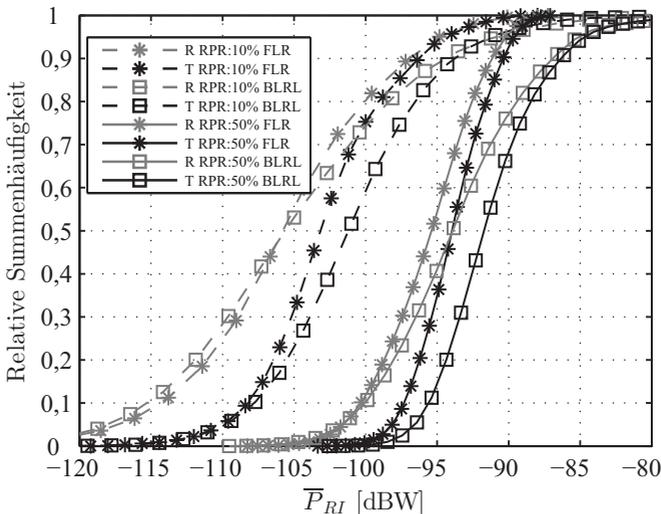


Abb. 4.8: Szenario C: Einfluss eines Tunnels (T) auf \bar{P}_{RI} für ein FLR und ein BLRL im Vergleich zu einer Straße in offenem Gelände (R). [SPH⁺15] ©IEEE.

⁶ engl. Line-Of-Sight

4.2.4 Szenario D: Einfluss der Wunschgeschwindigkeit

Abb. 4.9 zeigt den Einfluss einer variierenden Wunschgeschwindigkeit auf \bar{P}_{RI} . Das Verkehrsflussmodell moduliert über die Wunschgeschwindigkeit indirekt den Abstand zwischen Fahrzeugen auf demselben Fahrstreifen, da das deterministische Fahrermodell im Mittel höhere Sicherheitsabstände einzuhalten versucht. Eine realistische Fahrzeugdichte und Fahrzeugverteilung ergibt sich aus dem Modell somit automatisch.

Als Folge davon sinken die Quantile für höhere Relativgeschwindigkeiten. Auch sinkt die maximale \bar{P}_{RI} für das FLR, da es in dieser Art von Szenario im Wesentlichen durch BLRR und BLRL von vorausfahrenden Fahrzeugen desselben Fahrstreifens bestimmt wird.

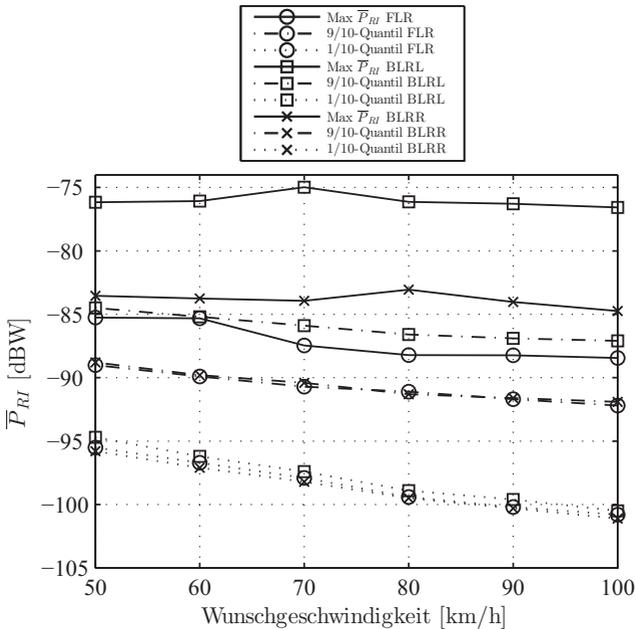


Abb. 4.9: Szenario D: Einfluss der Wunschgeschwindigkeit auf \bar{P}_{RI} . [SPH⁺ 15] ©IEEE.

4.3 Simulation für Fahrt über Kreuzung

Aus hauptsächlich zwei Gründen wird \bar{P}_{RI} ergänzend für das Durchfahren einer Kreuzung betrachtet. Durch den Linksabbiegevorgang von Fahrzeugen können sich FLR-Antennen aus kürzerer Distanz direkt anstrahlen. Weiter ist aufgrund der geringeren Geschwindigkeit mit einem kürzeren Abstand zwischen den Fahrzeugen zu rechnen.

Als Szenario wird ein von VISSIM bereitgestelltes Modell einer Kreuzung im Innenstadtbereich von Karlsruhe verwendet (s. Abb. 3.3). In Abb. 4.10 ist der Auswahlbereich für die Fahrzeuge für eine Momentaufnahme aus der Simulation dieser Kreuzung dargestellt. Aus einem Umkreis von 40 m um den Kreuzungsmittelpunkt wird das Opfer-Fahrzeug zufällig ausgewählt und solange beibehalten, bis es den Kreis von 40 m Radius wieder verlassen hat. Nur bewegte Fahrzeuge sind als Opfer-Fahrzeug zugelassen. Während das Opfer-Fahrzeug beibehalten wird, werden auch die zufällig verteilten Störer beibehalten.

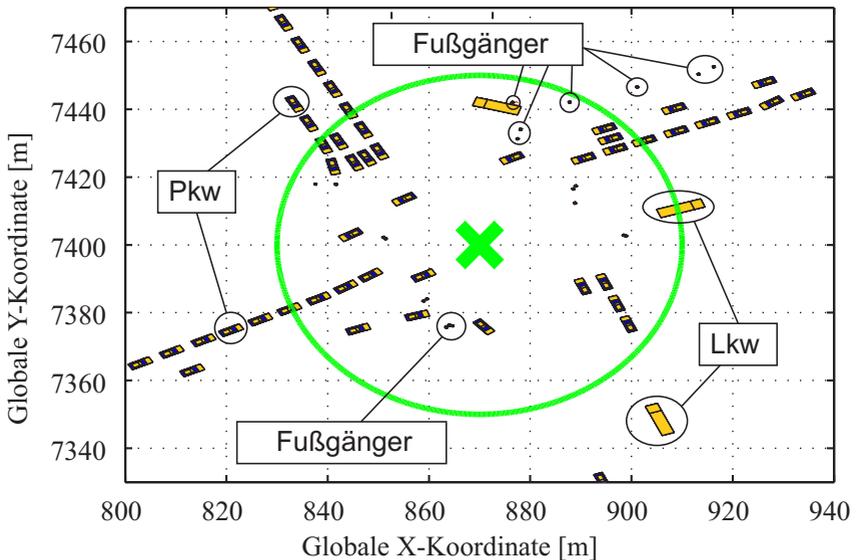


Abb. 4.10: Szenario einer Kreuzung in der Innenstadt von Karlsruhe für die P_{RI} bestimmt wird.

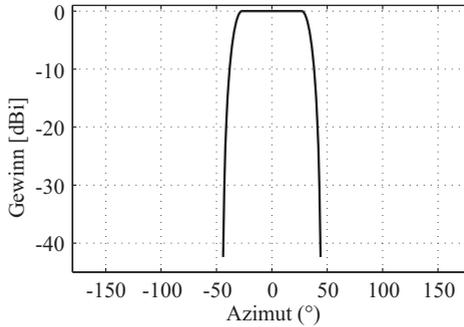


Abb. 4.11: Zweite, weiter geöffnete FLR-Antennenvariante (FLR-W). Der Einbauort ist derselbe wie bei der schmalen Variante, jedoch mit einer 3 dB Strahlbreite in Azimut/Elevation von $\pm 33.5^\circ$ bzw. $\pm 7.5^\circ$. Die 6 dB Strahlbreite beträgt in Azimut/Elevation $\pm 36^\circ$ bzw. $\pm 8^\circ$.

Die Störer dürfen bis zu 125 m vom Kreuzungsmittelpunkt entfernt sein. Der mittlere Fahrzeugzufluss je Straßenzug beträgt 968 Fahrzeuge pro Stunde. Der Anteil des Schwerlastverkehrs (Busse und Lkw) am motorisiertem Verkehr beträgt 12 %. Die Wunschgeschwindigkeit liegt bei 50 km/h. Es werden Fußgänger und Fahrradfahrer zugelassen, die Einfluss auf das Verhalten der übrigen Verkehrsteilnehmer und damit auf den Verkehrsfluss haben (durch das Provozieren von Wartezeiten beim Überqueren der Straße). Die Wunschgeschwindigkeit von Fahrradfahrern liegt bei 15 km/h, die der Fußgänger bei 5 km/h. Es werden die synthetischen Antennen aus Abschnitt 4.1.4 in gleicher Konfiguration verwendet. Ergänzend wird mit der Antennenvariante FLR-W eine vorwärts schauende Antenne mit breiterer Hauptkeule eingeführt (s. Abb. 4.11). Es werden immer alle Fahrzeuge mit FLR oder immer alle Fahrzeuge mit FLR-W Antennenvarianten ausgestattet. Der Stichprobenumfang beträgt 4500 Momentaufnahmen über 5 h Simulationszeit mit einer Zeitschrittlänge von 4 s. Folgend werden die relativen Summenhäufigkeiten für \bar{P}_{RI} aufgeführt. Als RPR werden 10 %, 50 % und 100 % gewählt. Für alle drei Typen von Radar-Einbaupositionen fällt auf, dass die Verbreiterung der FLR-Antennenhauptkeule zu einer Verschiebung der Verteilungen zu höheren \bar{P}_{RI} hin führt (Abb. 4.12, Abb. 4.13, Abb. 4.14). Diese Verschiebung fällt für niedrige RPR geringer aus, als für hohe RPR. Die Verteilungen für BLRR und BLRL unterscheiden sich auf einen ersten Blick nur unwesentlich.

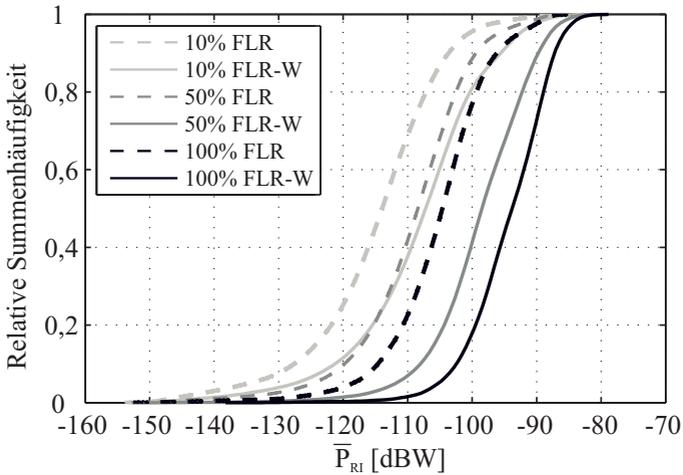


Abb. 4.12: \bar{P}_{RI} für ein FLR bei der Fahrt durch eine Kreuzung für verschiedene RPR.

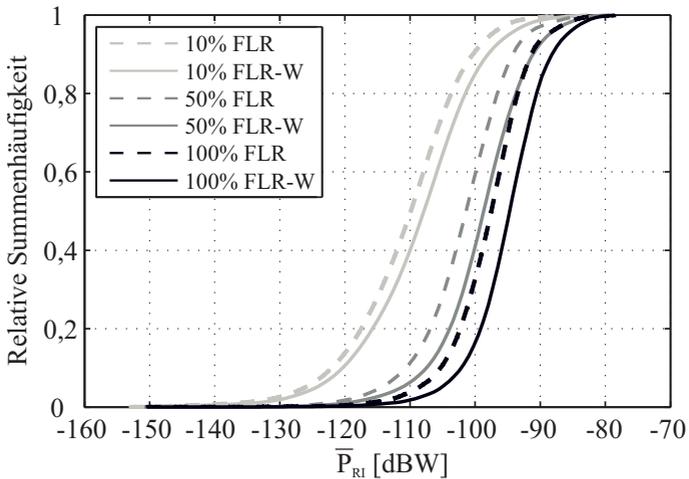


Abb. 4.13: \bar{P}_{RI} für ein BLRL bei der Fahrt durch eine Kreuzung für verschiedene RPR.

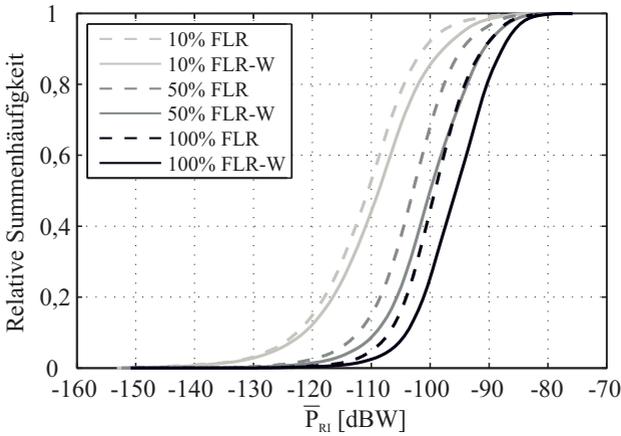


Abb. 4.14: \bar{P}_{RI} für ein BLRR bei der Fahrt durch eine Kreuzung für verschiedene RPR.

Aus Tabelle 4.6 ist ersichtlich, dass das maximale \bar{P}_{RI} für ein BLRR praktisch konstant ist. Dies deutet auf eine immer wiederkehrende Situation hin, wie z.B. dem Abbiegevorgang nach rechts, bei dem auf Fußgänger gewartet werden muss und sich BLRR und ein oder mehrere FLR/FLR-W verschiedener Fahrzeuge nahe kommen können.

Tabelle 4.6: Momente von \bar{P}_{RI} für das Kreuzungsszenario. Die Variation der FLR-Antennen ist in der Spalte links gekennzeichnet.

Variante	RPR	Mittelw. [dBW]			Modus [dBW]			Max [dBW]		
	[%]	FLR	BLRL	BLRR	FLR	BLRL	BLRR	FLR	BLRL	BLRR
FLR	10	-114,7	-110,3	-110,9	-112,6	-107,7	-108,1	-87,2	-78,9	-75,3
FLR-W	10	-107,9	-108,3	-109,0	-104,9	-105,7	-106,7	-78,1	-80,5	-75,3
FLR	50	-108,9	-101,6	-102,9	-106,7	-100,4	-102,5	-86,5	-78,6	-75,3
FLR-W	50	-98,5	-98,8	-99,7	-99,6	-98,1	-100,9	-78,1	-78,5	-75,3
FLR	100	-104,9	-97,7	-98,8	-102,9	-96,80	-100,5	-85,9	-78,6	-75,3
FLR-W	100	-94,2	-94,7	-95,5	-89,6	-94,2	-92,6	-78,0	-78,1	-75,3

4.4 Detektionswahrscheinlichkeit für nicht fluktuierende Ziele

Die Vorbetrachtung in Abschnitt 2.4 zeigte, dass direkt vorausfahrende Störer (die gleichzeitig ein Ziel darstellen) erst spät durch die eigene Interferenz unter eine Detektionsschwelle fallen. Für einen Gewinn von $G_{\text{SIR}} = 60$ dB, eine Zielgröße von $\sigma = 10$ dBsm, gleiche Sendeleistungen von Radar und Störer, sowie Freiraumausbreitung war dies für einen benötigten Signal-zu-Störabstand $\text{SIR} = 10$ dB ab etwa 250 m der Fall.

Problematischere Konstellationen sind diejenigen, bei denen die Distanz von Störer zu Radar deutlich geringer ist, als die Distanz von einem zweiten Ziel zum Radar. Von speziellem Interesse sind auch Konstellationen, bei denen das Ziel klein ist, wie bei Fußgängern der Fall (-5 dBsm). Die Stichprobenumfänge für die Simulationen aus Abschnitt 4.2 und Abschnitt 4.3 können praktisch nicht so weit erhöht werden, das beliebige kritische Konstellationen durch die gleichzeitige Simulation von Nutz- und Störleistungen mit erfasst würden. Stattdessen werden an dieser Stelle nachträglich fiktive, nicht fluktuierende Ziele in ein ausschließlich mit Störern simuliertes Szenario aus Abschnitt 4.2 und Abschnitt 4.3 eingebracht. Dies lässt Rückschlüsse auf die Detektierbarkeit von Zielen in Szenarien mit mehreren Störern zu. Die einzuzeichnende Grenze P_{D} für die Detektierbarkeit eines Ziels wird unter Einbezug der verwendeten Systemparameter nach Abb. 4.4, einem benötigten Signal-zu-Störabstand (SIR) sowie einem Gesamtgewinn G_{SIR} berechnet:

$$P_{\text{D}} = \underbrace{P_{\text{T}}}_{0,1W=P_{\text{T}}} \cdot \underbrace{G_{\text{R}}}_1 \cdot \underbrace{G_{\text{T}}}_1 \cdot \underbrace{\sigma}_{\text{variabel}} \cdot \lambda^2 \cdot \underbrace{\frac{1}{(4\pi)^3}}_{\text{variabel}} \cdot \underbrace{R_{\sigma}^4}_{\text{variabel}} \cdot \underbrace{G_{\text{SIR}}}_{\text{variabel}} \cdot \frac{1}{\text{SIR}}. \quad (4.2)$$

In Abb. 4.15 ist P_{D} für drei verschiedene Ziele eingezeichnet. Die relativen Summenhäufigkeiten stammen aus Abschnitt 4.2.2, der Simulation einer stark befahrenen Hauptverkehrsstraße mit drei Fahrstreifen je Fahrspur. Ein in 20 m plötzlich erscheinender Fußgängers von -5 dBsm in 20 m Entfernung (siehe linke Markierung in Abb. 4.15) würde bei den gegebenen Rahmenbedingungen, und basierend auf der inkohärent empfangenen Störleistung \bar{P}_{R1} , in 65 % der Fälle nicht vom FLR detektiert werden.

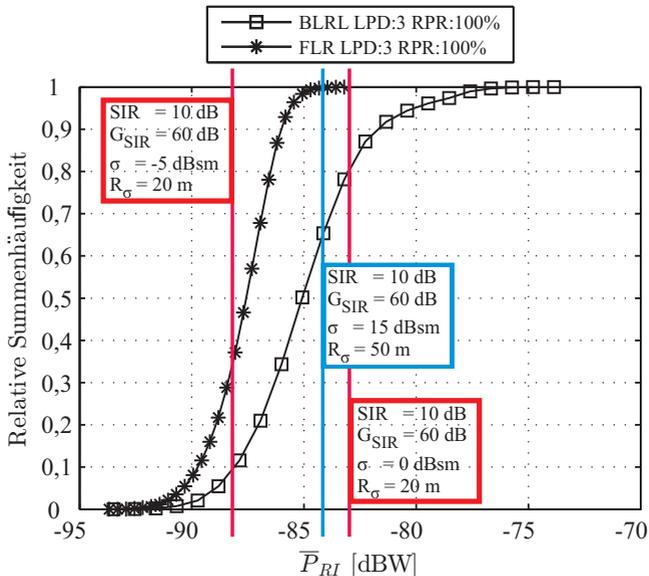


Abb. 4.15: Relative Summenhäufigkeiten von Störleistungen für eine stark befahrene Hauptverkehrsstraße zusammen mit Empfangsleistung für verschiedene Radarziele.

Ein Ziel von 0 dBsm in 20 m Entfernung wird für dieses Modell hingegen sehr gut erkannt, die entsprechende Markierung liegt über der maximalen \bar{P}_{RI} am FLR für dieses Szenario. Für das BLRL hingegen ist die Detektion von Fußgängern auf einer Hauptverkehrsstraße nicht relevant.

Ein nachträglich eingebrachtes Fahrzeug mit 15 dBsm würde vom FLR auch noch in 50 m Entfernung mit hoher Wahrscheinlichkeit detektiert. Dabei verursachen Störer in näherer Distanz zum Radar die am meisten relevante Störleistung. Die vom nachträglich eingebrachten Fahrzeug emittierte Störleistung wird wegen der höheren Distanz vernachlässigt. Das BLRL, für das die stärksten Störungen ebenfalls aus nächster Nähe erzeugt werden, bleibt ein zusätzlich eingebrachtes Ziel von 15 dBsm in 50 m Entfernung noch zu 67 % detektiert. Alternativ ist ein Ziel von 0 dBsm in 20 m Entfernung zu 80 % detektiert.

Nach demselben Schema kann die Situation für das FLR und FLR-W auf der Kreuzung beurteilt werden. In Abb. 4.16 zeigt sich, dass ein Fußgänger von -5 dBsm in 20 m Entfernung vom FLR nahezu sicher detektiert wird, während

die breitere Variante FLR-W eine Detektion mit noch über 90 % Wahrscheinlichkeit zulässt.

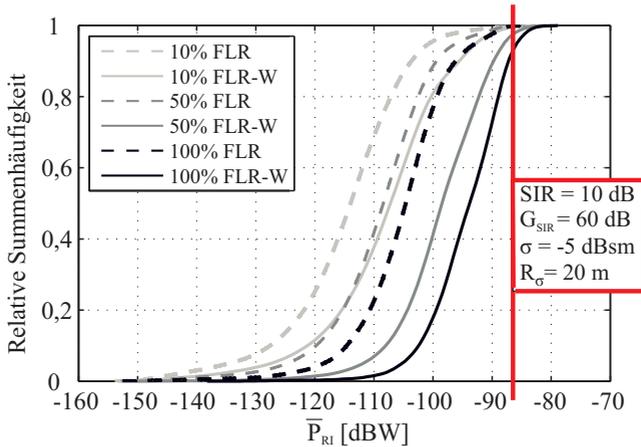


Abb. 4.16: Relative Summenhäufigkeit von Störleistungen am Antennenport für eine Kreuzung zusammen mit der Empfangsleistung für einen Fußgänger an einem FLR.

4.5 Schlussfolgerungen

Die Simulationsergebnisse für die gerade Strecke lassen verschiedene Schlüsse zu. Zunächst ist wichtig festzustellen, dass das maximal zu erwartende \bar{P}_{RI} praktisch nicht mit einer zunehmenden Anzahl von Radaren in mittlerer bis großer Distanz ansteigen wird. Dies gilt auch in Umgebungen wie Straßenschluchten und Tunnels. Stattdessen werden die niedrigen Quantile angehoben. Die maximale \bar{P}_{RI} wird bereits bei einfachen Szenarien erreicht, wo ein Störer dem Opfer-Radar nahe kommt und kein Objekt die Sichtverbindung abschattet. Aus Abb. 4.6, 4.7 und Tabelle 4.4 kann zusammengefasst werden, dass auf einer dreispurigen Straße die Chance für ein FLR 90 % beträgt, dass \bar{P}_{RI} weniger als 7 dB unterhalb des maximal beobachteten \bar{P}_{RI} liegt. Bei einem BLRL sind es 15 dB. Auf ein reales FMCW-System übertragen bedeutet dies, dass wenn die maximal beobachtete Rauschleistungsdichte (aufgrund von Störungen) 7 dB bzw. 15 dB über dem für das System üblichen Wert liegt, sich der nutzbare Dynamikbe-

reich des Radars in 90 % der Zeit verschlechtert. Diese Werte gelten für die hier definierten Szenarien einer stark befahrenen, innerstädtischen Haupt- oder Schnellstraße sowie die sonst getroffenen Annahmen.

Weiter können die Simulationen für die gerade Strecke mit bis zu 3 LPD (Tabelle 4.4) mit den Simulationen für die innerstädtische Kreuzung für die schmale FLR-Variante verglichen werden. Hier zeigt sich, dass die mittlere Störleistung im fließenden Verkehr auf gerader Strecke höher ausfällt als für die Kreuzung, und zwar für FLR und BLRL. Gleiches gilt für den Modus der Störleistung. Die maximal erreichten Werte für \bar{P}_{RI} sind für beide Szenarien vergleichbar. Ein Kreuzungsszenario bedeutet, beurteilt auf Basis der hier erhobenen Daten unter den gemachten Annahmen, keine problematischere Interferenz-Situation, als dies auf einer stark befahrenen, geraden Strecke der Fall ist. Jedoch können spezielle Situationen, wie der Abbiegevorgang nach rechts an einem Fußgängerüberweg, zu ständig wiederkehrenden Anstiegen des \bar{P}_{RI} führen. Jedoch befinden sich relevante Ziele in solchen Situation in nächster Nähe.

Werden Entscheidungsschwellen für eine Detektion von Zielen nachträglich in die relativen Summenhäufigkeiten eingebracht, zeigt sich, dass die Detektion von Fußgängern durch ein FLR aufgrund von Radar-Interferenz zumindest verzögert wird. In 20 m Entfernung liegt ein Fußgänger lediglich zu 35 % über der zur Detektion geforderten Empfangsleistung. Auf einer Kreuzung zeigt sich für das FLR ein günstigeres Bild, Fußgänger werden mit einer hohen Wahrscheinlichkeit erkannt. Der breitere Antennenöffnungswinkel des FLR-W führt jedoch zu einer verringerten Detektionswahrscheinlichkeit.

Die Verwendung eines ergänzenden Sensorsystems (z.B. einer Kamera) kann die Detektionswahrscheinlichkeit, insbesondere für kleine Radarziele, erhöhen.

5 Anwendungsdemonstrationen des Simulators

Der in Kapitel 3 konzipierte Simulator erlaubt es, die Funktionsweise von Radarsensoren in realistischen Umgebungen sowie beliebigen Fahrmanövern virtuell zu testen und unter definierten, stets reproduzierbaren Randbedingungen zu optimieren bzw. zu parametrisieren.

In Zukunft ergeben sich verschiedene Einsatzmöglichkeiten für diesen Simulator, dessen Weiterentwicklungen oder einzelne seiner Module.

Eine Kombination aus dem Modul zur Simulation des Radar-Funkkanals und eines Fahrsimulators (wie z.B. CarMaker von IPG [IPG14]) würde einen virtuellen Fahrversuch erlauben, der auch das direkte, dynamische Eingreifen eines Fahrers am Steuer des Versuchsrechners ermöglicht. Die Entwicklung von Radarsystemen und darauf aufbauender Funktionen könnte rein virtuell erfolgen, ohne Fahrzeug, ohne Hardware, mit frei definierbarer Umgebung, auch unter Einbezug von den in dieser Arbeit beschriebenen Interferenzeffekten.

Gilt es unter Berücksichtigung realer Hardware und reproduzierbaren Verhältnissen zu entwickeln oder zu evaluieren, werden häufig HIL-Tests eingesetzt. Während der HIL-Test für die Erprobung von Kamera-basierten Assistenzsystemen bereits gut beherrschbar ist [HH15], gestaltet sich der Aufbau von einer HIL-Umgebung für Radarsensoren schwieriger und erfolgt bisher ohne Berücksichtigung realer Antennen [WWS15].

Mit der Entwicklung von Radar-Zielsimulatoren (wie z.B. der ARTS9510 Familie der Firma Rohde & Schwarz [Roh15]) eröffnen sich hier neue Möglichkeiten. Sind die Radar-Funkkanäle für ein virtuelles Fahrmanöver aus der Wellenausbreitungssimulation bekannt, kann das Reflexionsverhalten von Radar-Zielsimulatoren so beeinflusst werden, dass das Kfz-Radar in einer Messkammer mit Rollenprüfstand dennoch ein realitätsnahes Radarecho aus der Umgebung erhält.

Von der Einführung der letztgenannten HIL-Umgebung werden Radarhersteller, Zulassungsstellen und Fahrzeughersteller profitieren. Radarsensoren oder komplette Sensorpakete können dann definiert und reproduzierbar geprüft und gegeneinander verglichen werden. In den HIL-Tests kann Interferenz zwischen Radaren ebenfalls mit modelliert werden. Eine Skizze dieses Zusammenspiels aus virtueller Testfahrt und HIL-Umgebung ist in Abb. 5.1 gegeben.

Die oben genannten Anwendungsmöglichkeiten greifen zeitlich zwar etwas voraus, unterstreichen jedoch nochmals, dass auf lange Sicht kein Weg an der virtuellen Testfahrt vorbei führt, und dass sie beherrschbar ist.

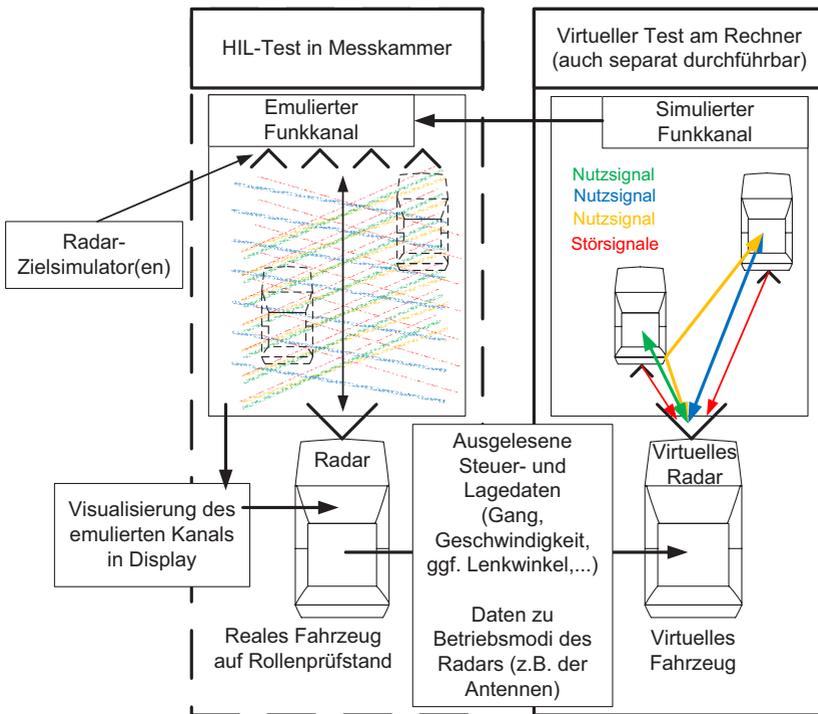


Abb. 5.1: Skizze eines HIL-Tests für Radarsensoren, gestützt durch einen virtuellen Test. Aus der Simulation sind die momentanen Ausfalls- und Einfallswinkel, sowie die Pfadparameter Dämpfung, Phasenverschiebung, Verzögerung und Doppler-Verschiebung bekannt. Geeignet angesteuert, können Zielsimulatoren das Verhalten des simulierten Kanals emulieren und so dem Radar realitätsnahe Echos liefern.

Dieses vorletzte Kapitel demonstriert nun die Anwendung des entwickelten Simulators anhand der beispielhaften Untersuchung unterschiedlicher Szenarien im Kontext der Radarinterferenz. Zunächst wird die Detektierbarkeit eines Fußgängers für Störungen aus naher Distanz untersucht und beurteilt. Als zweites Szenario dient die Einfahrt in einen Kreisverkehr, bei dem die automatisierte Generierung des Verkehrsflusses zum Einsatz kommt.

Da Interferenz durchaus zum Verlust von Detektionen führen kann, widmet sich dieses Kapitel auch ausgesuchten Interferenz-Gegenmaßnahmen. Diese werden, wenn es sich anbietet, durch gezielte Anwendung des entwickelten Simulators getestet und parametrisiert. Ziel ist dabei nicht die Entwicklung neuer Algorithmen im Detail, sondern einen Vorschlag für den kombinierten Einsatz dieser Gegenmaßnahmen zu geben. Dazu wird sich auch der Erkenntnisse aus den vorherigen Kapiteln bedient.

5.1 Detektion eines Fußgängers

An dieser Stelle wird ein Fahrmanöver simuliert, welches in der Realität nicht mit realen Fußgängern testbar ist. Im Szenario läuft ein Fußgänger, zunächst noch von einem Haus verdeckt, auf eine Straße. Ziel ist es, die Detektierbarkeit des Fußgängers bis kurz vor dem Aufprall abzuschätzen. Die Ausgangssituation des Szenarios ist in Abb. 5.2 gezeigt. Zwei ausgesuchte Momentaufnahmen für Sekunde 1 und Sekunde 2 sind in Abb. 5.3 dargestellt. Das gestörte Radar ist mit (C) bezeichnet, die zwei störenden Radare sind mit (A) und (B) bezeichnet. F markiert den Fußgänger. Detaillierte Informationen über den Aufbau und den Verlauf des Szenarios ist in Abb. 5.4 gegeben. Die Antennen werden zunächst als ideale Halb-Kugelstrahler in Azimut und Elevation mit einem Gewinn von 0 dBi angenommen. Alle Radare arbeiten mit horizontaler Polarisation und einer mittleren Sendeleistung von 20 dBm EIRP. Es werden die inkohärent aufaddierten Stör- und Nutzleistungen \bar{P}_{RI} und \bar{P}_R über eine Zeitdauer von 2,4 Sekunden am Antennenport des Radars von Fahrzeug (C) betrachtet (s. Abb. 5.5).

Die Nutzleistungen können direkt angegeben werden. Die Störleistungen von (A) und (B) werden um den Gewinn $G_{SIR,A} = 61$ dB und $G_{SIR,B} = 61$ dB reduziert, was dem mittleren, insgesamten Gewinn durch die Prozessierung im Radar (C) entspreche. Die Rauschleistung P_n berechnet sich nach der Prozessierung zu

$$P_n = k_B \cdot \text{Temp} \cdot \frac{1}{T_V} \cdot F_{\text{ges}} = 1,38^{-23} \frac{J}{K} \cdot 300 K \cdot \frac{1}{6,2 \text{ ms}} \cdot 10 = -171,8 \text{ dBW}. \quad (5.1)$$

Dabei ist T_{emp} die absolute Temperatur in Kelvin, T_V die verfügbare Integrationszeit und $F_{\text{ges}} = 10$ die Gesamttauschzahl des Empfängers. Damit sind die relevanten Größen zur Bestimmung des SIR am Antennenport abbildbar.

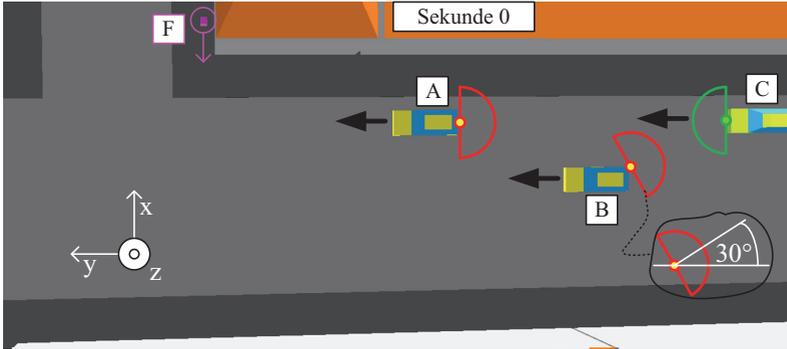


Abb. 5.2: Ein Fußgänger F läuft auf die Kreuzung, während ein gestörtes Radar C sich ihm nähert. Die Ausrichtung des BLRR ist wie eingezeichnet um 30° verdreht.

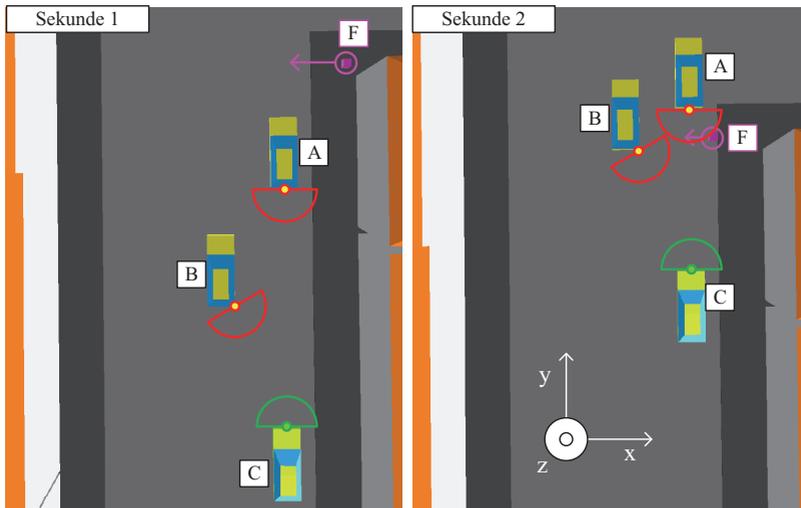


Abb. 5.3: Die beiden abgebildeten Momentaufnahmen entsprechen den markierten Zeitpunkten in Abb. 5.5.

Aus Abb. 5.5 lässt sich erkennen, das nach etwa 0,7 Sekunden der Fußgänger über der Rauschleistung, und kurz darauf auch oberhalb der Störleistung liegt. Bei Sekunde 1 liegt der Fußgänger mit einem SIR von etwa 9 dB oberhalb der Störleistung, welche von Störer B verursacht wird, und mit einem SIR von etwa 13 dB oberhalb der Störleistung, die durch Störer A verursacht wird. D.h. für die angenommenen Gewinne von 61 dB gegenüber den Störern ist der Fußgänger bereits kurz nach seiner visuellen Sichtbarkeit durch den Fahrer des Fahrzeugs C prinzipiell vom Radar detektierbar (dies hängt vom benötigten SIR ab).

Die Beiträge der Störer werden hier bewusst getrennt aufgeführt. Wäre nur Störer A vorhanden, würde sich die Detektierbarkeit des Fußgängers nur unwesentlich verbessern. Verfügen Störer über höhere Sendeleistungen als das Radar, so kann sich die Detektion eines Fußgängers schnell um mehrere Zehntelsekunden verzögern. Gleiches gilt für Radare mit niedrigerem G_{SIR} . Klassische FMCW-Radare, welche auf Serien von Frequenzrampen unterschiedlicher Dauer setzen, führen eine Rohdatenverarbeitung und vorläufige Zieldetektion für jede Frequenzrampe individuell durch. Setzt man die Gewinne nach (2.65) für zwei Frequenzrampen 1 und 2 gleicher Bandbreite und variierender Dauer gegenüber einem CW Störer ins Verhältnis, so zeigt sich, dass die Dauer der Frequenzrampe den Gewinn skaliert:

$$\frac{|\Delta\mu_1| \cdot T_{V,1}^2}{|\Delta\mu_2| \cdot T_{V,2}^2} = \frac{\left| 0 - \frac{f_{EV,1} - f_{SV,1}}{T_{V,1}} \right| T_{V,1}^2}{\left| 0 - \frac{f_{EV,2} - f_{SV,2}}{T_{V,2}} \right| T_{V,2}^2} = \frac{T_{V,1}}{T_{V,2}}. \quad (5.2)$$

Ein FMCW-Radar, dessen maximaler Gewinn gegenüber Störungen 61 dB für die längste Frequenzrampe ist, und dessen kürzeste Frequenzrampe 1/10 der längsten Frequenzrampe ist, hat ohne Redundanz somit ein G_{SIR} von 51 dB. Arbeitet die Detektion des Fußgängers im FMCW-Radar ohne Redundanz, d.h. müssen alle Ziele in allen Frequenzrampen zu finden sein, würde sich die Detektion nach Abb. 5.5 von Sekunde 1 auf etwa Sekunde 1,6 verzögern, falls 9 dB SIR gefordert würden. Liegt ein CW-Störer in der Mitte des vom Radar belegten Frequenzbereiches, so verliert das Nutzsignal aufgrund der Fensterung vor der FFT zeitweise nochmals bis zu 6 dB während der Prozessierung (abhängig von der Fensterfunktion, vgl. (2.66)), was die Detektion weiter erschwert. In Sekunde 2 liegt der Fußgänger selbst für 51 dB Gewinn und mögliche Verluste durch eine Fensterung noch oberhalb der Störung.

	Position (x / y / z) des Objekt- Streuzentrums	Geschwindigkeit (x / y / z) in m/s	RCS im Azimut, wird für alle Elevations- winkel übernommen	Antennenposition (x / y / z) in m	Sendeleistung in dBm EIRP
Fahrzeug A					
Sekunde 0	-4,9 / -30 / 0,75	(0,10,0)	Audi A4 Kombi,	-4,92 / -32,4 / 0,5	20
Sekunde 1	-4,9 / -20 / 0,75	(0,10,0)	gemittelt von	-4,92 / -22,4 / 0,5	
Sekunde 2	-4,9 / -10 / 0,75	(0,10,0)	24-24,25 GHz.	-4,92 / -12,4 / 0,5	
Fahrzeug B					
Sekunde 0	-9,1 / -42,7 / 0,75	(0,15,0)	Audi A4 Kombi,	-8,19 / -45,1 / 0,6	20
Sekunde 1	-9,1 / -27,7 / 0,75	(0,15,0)	gemittelt von	-8,19 / -30,1 / 0,6	
Sekunde 2	-9,1 / -12,7 / 0,75	(0,15,0)	24-24,25 GHz.	-8,19 / -15,1 / 0,6	
Fahrzeug C					
Sekunde 0		(0,15,0)		-4,92 / -52,89 / 0,5	20
Sekunde 1		(0,15,0)		-4,92 / -37,89 / 0,5	
Sekunde 2		(0,15,0)		-4,92 / -22,89 / 0,5	
Fußgänger F					
Sekunde 0	2,25 / -14,25 / 0,55	Langsamer werdend von Sekunde 0 bis Sekunde 2 in (-) x Richtung	Gleichverteilt zwischen -3 und -7 dBsm		
Sekunde 1	-0,75 / -14,25 / 0,55				
Sekunde 2	-3,375 / -14,25 / 0,55				

Abb. 5.4: Details zum Simulations-Setup. Die RCS-Messdaten stammen aus den in Abschnitt 3.5.3 vorgestellten Messungen.

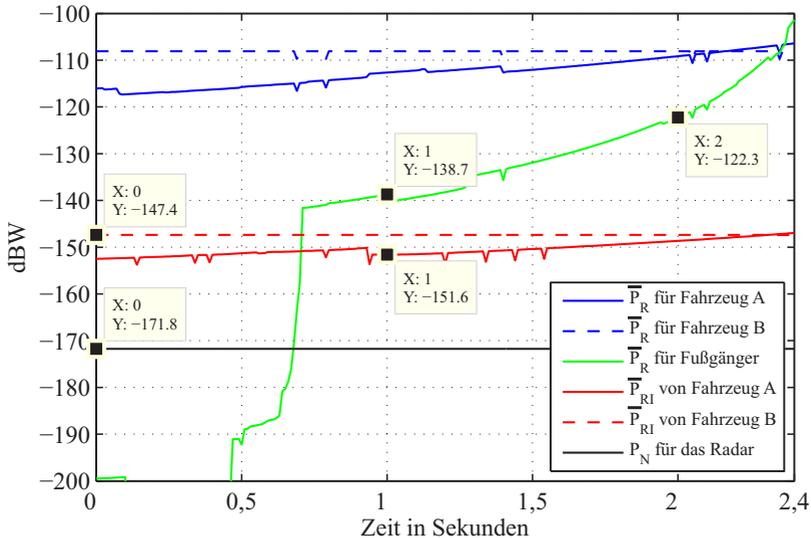


Abb. 5.5: Inkohärent aufaddierte Nutz- und Störleistung, sowie Rauschleistung inkl. Prozessierungsgewinnen, dargestellt am Antennenport der Empfangsantenne des Radars. $G_{SIR,A,B} = 61$ dB. Einfluss der Fensterung nicht inbegriffen.

Da in Abb. 5.5 die gesamte Nutz- oder Störleistung für jede Quelle zwar separat aufgeführt, jedoch alle Mehrwegepfade inkohärent aufaddiert werden, folgt nun noch eine genauere Betrachtung der Winkelspektren für die Sekunden 1 und 2. Damit werden zwei Ziele verfolgt.

Zum Ersten wird damit sichergestellt, dass bei der Bestimmung des SIR ein Nutzsinal keine Leistung aufgrund von Geisterzielen zugestanden bekommt. So sind in den Winkel-Leistungsspektren in Abb. 5.6 (Sekunde 1) und Abb. 5.7 (Sekunde 2) die tatsächlichen Ziele mit Kästen markiert. Der zweite Ausbreitungspfad der Zweivegeausbreitung (die Reflexion am Boden) wird den Zielen für die Berechnung des SIR zugestanden. Im Beispiel kann die Nutzleistung für Fahrzeug B und den Fußgänger in sehr guter Näherung durch die Addition der Teilleistungen bestimmt werden. In Sekunde 1 geht für Fahrzeug A geringfügig Nutzleistung wegen des Geisterziels verloren, jedoch ist das SIR so hoch (es wird erneut ein Gewinn von $G_{\text{SIR,A,B}} = 61$ dB angenommen), dass die Detektion von Fahrzeug A in der hier betrachteten Distanz nicht in Frage gestellt werden kann. Allerdings muss bedacht werden, dass alle Ziele wegen der dominanten Zweivegeausbreitung einem periodischen Positions- und Frequenzabhängigen Schwund ausgesetzt sind. Dies kann sich für die Detektion positiv oder negativ auswirken.

Zum Zweiten kann der Effekt einer alternativen Antennenkeule für das Nutzradars abgeschätzt werden (bisher wurde ein Halb-Kugelstrahler für Sende- und Empfangsantenne angenommen). Ein Öffnungswinkel von $\pm 20^\circ$ führt bereits dazu, dass Störer B in Sekunde 1 auf das Niveau von Störer A und tiefer abfallen kann. Eine stärker bündelnde Antenne kann dann einen Vorteil für das SIR, wenn sich deswegen Ziel und Störer vom Winkel her trennen lassen. Ein höherer Gewinn der Empfangsantenne bringt zugleich einen direkten Gewinn gegenüber dem thermischen Rauschen, welches vom Radar selbst verursacht wird. Jedoch war dieses Rauschen bereits bei 0 dBi Empfangsantennengewinn vernachlässigbar. Weiter zeigt sich anhand von Abb. 5.6 u. Abb. 5.7 für dieses Szenario, dass die aufsummierte Störleistung für größere Eintrittswinkel gegenüber der Störung von Sichtverbindungen vernachlässigt werden kann.

Als Ergebnis dieser Betrachtung kann festgehalten werden, dass Fußgänger in naher Distanz (< 10 m) gut detektiert werden können. Interferenz von Radarsensoren hat jedoch das Potential, die Entdeckung von Fußgängern relevant zu verzögern. Für eine frühzeitigere Detektion sollte das Radarsystem in jedem Fall über Interferenz-Gegenmaßnahmen verfügen, und/oder es sollten Modulations-

formen gewählt werden, die eine lange Integration möglichst über den gesamten Beobachtungszeitraum erlauben (z.B. CS-Modulation).

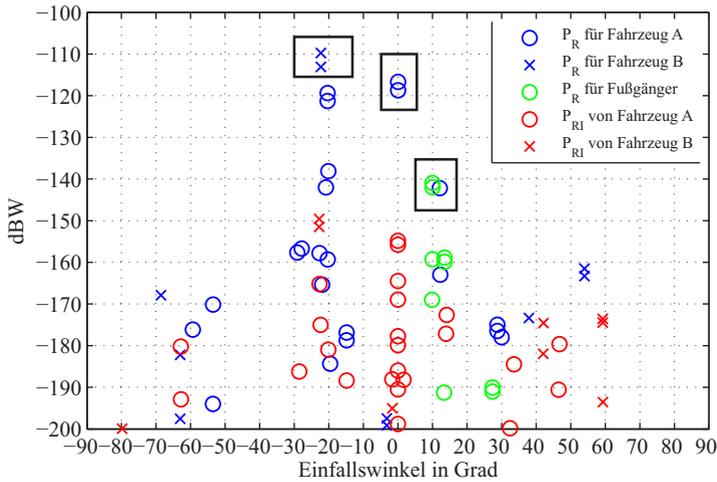


Abb. 5.6: Winkel-Leistungsspektrum für Sekunde 1 der Simulation. Die Kästen markieren die Zweigeausbreitung über den Boden vom Radar zu den Zielen.

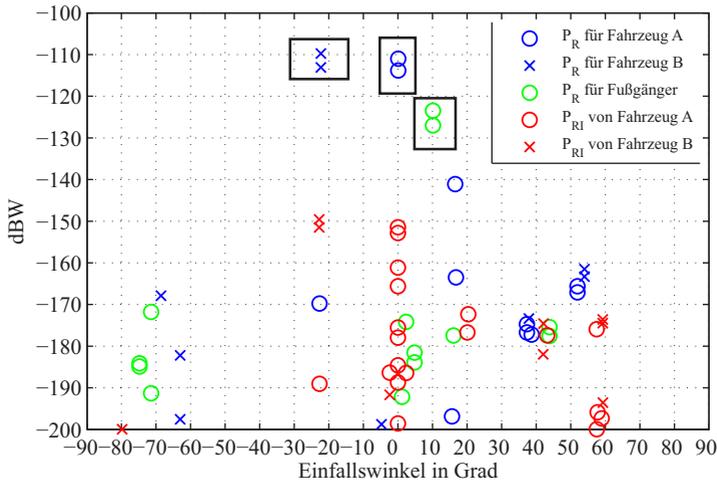


Abb. 5.7: Winkel-Leistungsspektrum für Sekunde 2 der Simulation. Die Kästen markieren die Zweigeausbreitung über den Boden vom Radar zu den Zielen.

Jedoch bringen CS-Radare die Anforderung an höhere AAF-Bandbreiten mit sich, was die Wahrscheinlichkeit für mehrere zeitgleich wirksame Störungen erhöht.

Bevor in Abschnitt 5.3 eine Übersicht von Interferenz-Gegenmaßnahmen und eine Empfehlung zu deren Anwendung gegeben ist, wird in Abschnitt 5.2 eine Systemsimulation für die Einfahrt in einen Kreisverkehr durchgeführt.

5.2 Systemsimulation für die Einfahrt in einen Kreisverkehr

Diese exemplarische Simulation zeigt die Einfahrt eines Fahrzeugs in einen Kreisverkehr (s. Abb. 5.8). Dabei wird das Radar des Opfer-Fahrzeugs durch die Radare der anderen Fahrzeuge gestört [SSA⁺15].

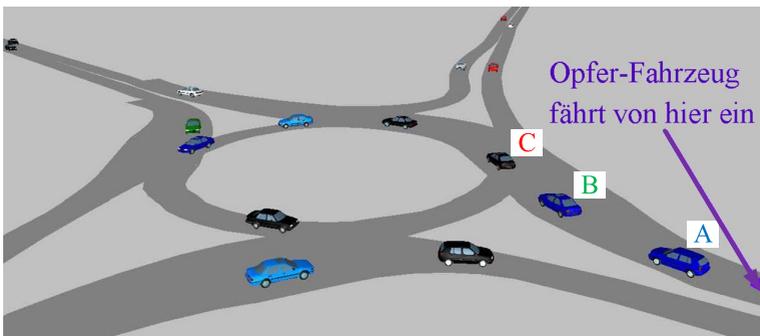


Abb. 5.8: Szenario 1: Einfahrt in einen Kreisverkehr. [SSA⁺15] ©IEEE.

Alle Fahrzeuge sind mit drei generischen 24 GHz Radaren mittlerer Reichweite ausgestattet: Einem FLR für Abstandshalte- oder Notbremsassistentz, sowie zwei BLR für Totwinkel- und Spurwechselassistentz. Die Modellierung erfolgt im Zeitbereich nach (2.46) unter der Verwendung einer reduzierten Abtastrate. Das jeweils gestörte FLR des Opfer-Fahrzeugs, für das die Signalverarbeitung vorgenommen wird, nutzt eine FMCW-Modulation bestehend aus drei Frequenzrampen: einer Aufwärtsrampe mit 200 MHz Bandbreite, einer Abwärtsrampe mit 200 MHz Bandbreite, sowie einem CW-Signal. Jeder Rampenabschnitt hat

eine Dauer von 6 ms. Die maximale Reichweite wird auf 50 m festgelegt, entsprechend begrenzt das AAF die Bandbreite und realisiert zugleich eine Dynamikkompression. Der ADC verfügt über 14 Bit. Sämtliche Störer im Szenario verfügen über zum Radar inkohärente FMCW-Signalformen, d.h. diese haben andere Frequenzrampen mit vom Opfer-Radar unterschiedlichen Frequenzsteilheiten μ . Die Sendeleistung beträgt für alle Radare 20 dBm EIRP. Die Winkelbestimmung erfolgt nach dem Prinzip der Digitalen Strahlformung (DBF), basierend auf einer Sende- und 8 Empfangsantennen [HSZ⁺12]. Dabei wird der Transferfaktor nur für einen der Empfangskanäle durch die Wellenausbreitungssimulation bestimmt. Die Transferfaktoren für die übrigen Empfangskanäle des gestörten FLR werden durch Extrapolation gewonnen [FWMW03]. Die Doppler-Verschiebung wird für alle 8 Empfangssignale als gleich angenommen. Die Detektion von Zielen erfolgt mit Hilfe einer CFAR-Schwelle. Eine Detektion von Zielen und deren Verfolgung wird mittels linearem Kalman-Filter realisiert [BP99, WB06], welcher im Rahmen einer studentischen Arbeit implementiert wurde [Ahh14]. Neue Tracks werden erst im zweiten Messzyklus akzeptiert. Entsprechend wird ein Aussetzer eines etablierten Tracks toleriert, bevor letzterer gelöscht wird. Diese Art der Gültigkeitsbewertung folgt Vorschlägen aus Veröffentlichungen [LHL⁺10, Men99].

In Abb. 5.9 ist ein Zeitausschnitt von 1,4 Sekunden aus der Einfahrt des Opfer-Fahrzeugs in den Kreisverkehr gezeigt, was die Visualisierung der Tracks von unterschiedlichen Fahrzeugen ohne Überlappung erlaubt. Dabei werden 10 Messzyklen je Sekunde durchgeführt, wobei ein Messzyklus die zuvor erwähnte Rampenabfolge von insgesamt 18 ms Dauer enthält. In Abb. 5.9 ist nur das FLR des Opfer-Fahrzeugs aktiv, es existiert somit keine Störung durch andere Radare. Die aus der Verkehrsflusssimulation bekannten Positionen der Fahrzeug-Zentren sind durch Sterne gekennzeichnet, die Tracks durch Kreise. Das ungestörte Szenario wird als Referenz betrachtet. Abb. 5.10 zeigt das gestörte Szenario, worin im Vergleich zum ungestörten Szenario etwa 64 % der Tracks für Fahrzeug C verloren sind. Fahrzeuge A und B sind trotz Interferenz aufgrund der geringeren Distanz zum Radar weiterhin zu erkennen und als Ziele verfolgbar. Ziele in größerer Distanz, wie Fahrzeug C, können jedoch teilweise maskiert werden, insbesondere wenn sie in einem ungünstigen Winkel zum Radar orientiert sind und sich ein Störer in naher Distanz (hier Fahrzeug A) befindet.

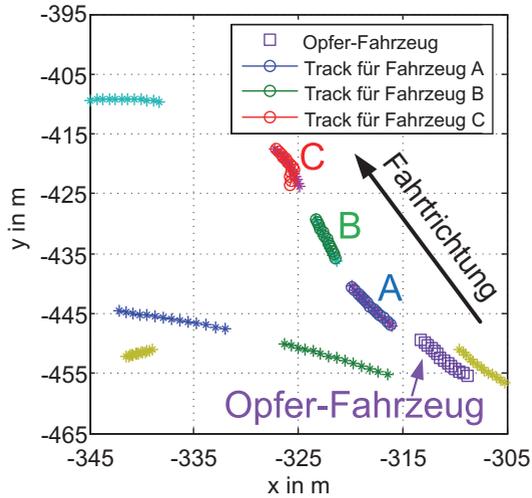


Abb. 5.9: Diese Grafik zeigt die gültigen Tracks für Ziele im ungestörten Fall. Die Kreuze markieren die aus der Verkehrsflussimulation bekannte Fahrzeugpositionen. [SSA⁺15] ©IEEE.

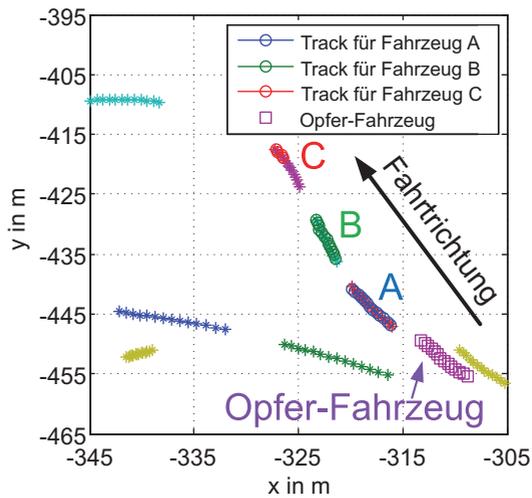


Abb. 5.10: Gezeigt sind die gültigen Tracks, jedoch sind sämtliche Radare aller Fahrzeuge aktiv und stören das FLR des Opfer-Fahrzeugs. [SSA⁺15] ©IEEE.

Tabelle 5.1: Einfluss von Interferenz auf die Empfindlichkeit eines Radars.

Ungestört (Referenz)	Zieldetektion	Mit Tracking
Recall	100 %	100 %
Gestört	Zieldetektion	Mit Tracking
Recall	55 %	65 %

Die Qualität der Zieldetektion des Radars kann mittels geeigneter Gütekriterien (Abschnitt A.7) für 60 Sekunden Fahrt analysiert und für den Fall, dass Störquellen an- oder ausgeschaltet sind, verglichen werden.

Während der 60 Sekunden Simulationsdauer werden vier verschiedene Fahrzeuge durch Anwendung der dynamischen Beobachtungszone verfolgt (Begriff eingeführt in Abschnitt 3.3.2). An dieser Stelle werden nur zwei Extreme betrachtet: der erste Durchlauf geschieht ohne Störquellen, nur das Opfer-Fahrzeuge besitzt ein FLR. Im zweiten Fall sind alle übrigen Fahrzeuge mit einem FLR, einem BLRL und einem BLRR ausgestattet. Die Sendeleistung beträgt unverändert 20 dBm EIRP. Das Gütekriterium *recall* (Verhältnis von korrekt detektierten Zielen zu Anzahl aller im Szenario tatsächlich existierenden Ziele), auch Empfindlichkeit oder Auffindungsrate genannt, ist für die Simulation über 60 Sekunden in Tabelle 5.1 angegeben. Bezugnehmend auf diese Tabelle nimmt die Empfindlichkeit des Opfer-Radars bei aktiven Störquellen deutlich ab. Der ungestörte Zustand dient als Referenz. Im Vergleich zur Referenz werden in der Simulation mit aktiven Störquellen 45 % weniger Ziele detektiert. Das Tracking lässt maximal das Fehlen eines Ziels in zwei Messzyklen zu, weswegen sich *recall* durch Einsatz von Tracking verbessert.

Wie zuvor in Abschnitt 5.1 zeigt sich auch in diesem Beispiel einer Systemsimulation, dass die Detektion von Fahrzeugen unkritisch zu sein scheint. Insbesondere Fahrzeuge in nächster Umgebung sind sehr gut zu detektieren. Jedoch kann die Detektion in mittlerer Entfernung und ungünstigem relativen Beobachtungswinkel durchaus leiden. Somit kann auch die Detektierbarkeit eines Fahrzeugs von Interferenz-Gegenmaßnahmen profitieren.

5.3 Verbesserung der Störfestigkeit von Kfz-Radarsensoren

Der in Abschnitt 5.2 deutlich gewordenen Abnahme der Empfindlichkeit des Radars aufgrund von Interferenz kann auf verschiedene Weise begegnet werden [BKS⁺12]. Interferenz kann auf physikalischer Ebene im Vorfeld vermieden (Trennung der Frequenzbänder) oder gemindert werden (Entkopplung durch richtungsabhängige Polarisation). Auf Signalebene kann Störungen ebenso begegnet werden, etwa durch Minimierung der gleichzeitigen Belegung von Zeit und Frequenz, sowie durch Entfernung der Störung aus dem Zeitsignal. Im Folgenden werden einzelne Interferenz-Gegenmaßnahmen erläutert und Vorschläge für deren kombinierten Einsatz gegeben.

5.3.1 Entkopplung durch Polarisationsdiversität

Derzeit arbeiten kommerzielle Kfz-Radare mit linearer Polarisation, in der Regel vertikal oder horizontal im Bezug zur Straßenoberfläche. Zwei Radare können durch gezielte Wahl der Polarisation effektiv voneinander entkoppelt werden. Am stärksten wirkt sich dies auf die direkten Ausbreitungspfade aus, sowie auf indirekte Ausbreitungspfade, welche die Polarisation der Welle selbst nur wenig drehen. Die klassische Zweivegeausbreitung nach [GW98] ist ein Beispiel dafür, dass sich die Polarisation für einen indirekten Ausbreitungspfad nicht ändern muss. Jedoch können unebene Oberflächen die Reinheit der Polarisation in der Praxis mindern.

Die mögliche Entkopplung D_{pol} zwischen ideal einfach linear polarisierten Antennen durch Polarisationsdiversität für einen direkten Ausbreitungspfad durch Projektion des komplexen Zeigers des Elektrischen Feldes auf die Y-Achse (vertikale Polarisation) oder X-Achse (horizontale Polarisation) des empfangenden Radars lässt sich wie folgt berechnen:

$$\begin{aligned} D_{\text{pol},\vartheta} &= \sin(\alpha), \\ D_{\text{pol},\psi} &= \cos(\alpha), \end{aligned} \tag{5.3}$$

bezugnehmend auf die Definition der Polarisation im Einheitskreis in Abb. 5.11. Auch wird angenommen, dass die Richtcharakteristiken des Radars mit deren

Maxima direkt aufeinander ausgerichtet sind. Ist die Polarisation zweier Radare 80° gegeneinander verkippt (vertikale gegen horizontale Polarisation mit 10° angenommener Toleranz), so ergibt sich leistungsmäßig eine Entkopplung von etwa 15 dB. Bei 18° Toleranz sind es immerhin noch etwa 10 dB. Speziell auf Autobahnen und Bundesstraßen ist es unwahrscheinlich, dass Radare zweier Fahrzeuge in unmittelbarer Umgebung derart gegeneinander verkippt sind und es kann von einer Entkopplung ≥ 15 dB im Normalfall ausgegangen werden. Gegenüber der Verwendung von reiner H- und V-Polarisationen hat die 45° Polarisation den Vorteil, dass auch gleiche Radare entgegenkommender Fahrzeuge zuverlässiger voneinander entkoppelt werden können.

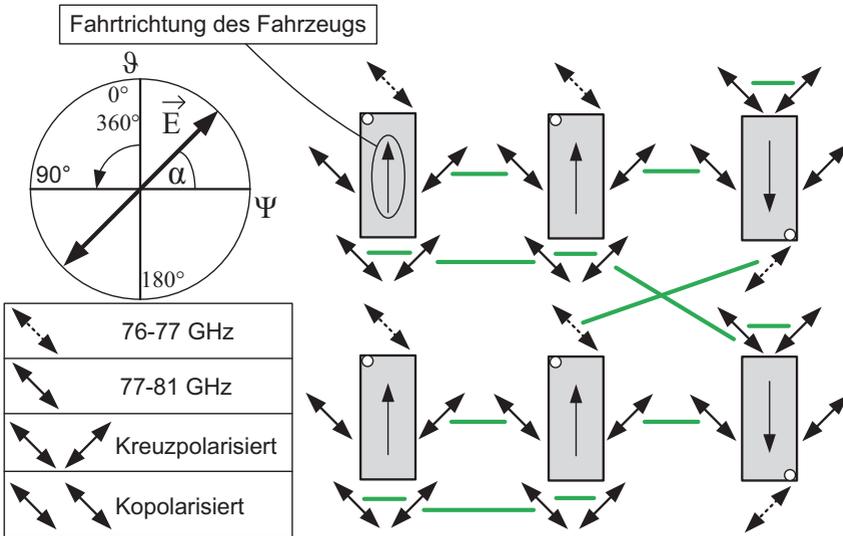


Abb. 5.11: Prinzip der Polarisationsdiversität. Das Beispiel zeigt das Ausnutzen einer 45° Polarisation für eine Entkopplung zwischen den Radaren. Die grünen Strecken zeigen die sich direkt anstrahlenden Radare, die dank Polarisationsdiversität voneinander entkoppelt werden können. Die 45° Polarisation der Antennen ist dazu abhängig von der Fahrtrichtung des Fahrzeugs eingezeichnet.

In Abb. 5.11 ist ein Beispiel für Polarisationsdiversität gegeben, was dank 45° Polarisation sowohl eine Entkopplung zwischen Fahrzeugen mit gleicher Fahrtrichtung, als auch eine Entkopplung zwischen Fahrzeugen entgegengesetzter Fahrtrichtung realisiert. Radare desselben Fahrzeugs können untereinander zeit-

lich abgestimmt senden, was Interferenz zwischen diesen zu vermeiden hilft (s. Abschnitt 5.3.5).

Entkopplung durch Polarisationsdiversität hat den Vorteil, unabhängig von der Modulationsart wirksam zu sein. Da nur ein begrenztes Spektrum für Kfz-Radare zur Verfügung steht, ist die Polarisationsdiversität ein wichtiges Werkzeug, das jedoch nur dann wirklich effektiv eingesetzt werden kann, wenn es Absprachen zwischen den Fahrzeugherstellern gibt. Aktuelle Entwicklungen zeigen jedoch, dass der praktische Einsatz von 45° -polarisierten Radaren durchaus angedacht ist, und dass sie womöglich sogar zuverlässiger Detektionen von komplexen Zielen zulassen [WS15].

Polarisationsdiversität ist aber natürlich auch durch Verwendung von rein horizontal-/vertikal polarisierten Antennen realisierbar. Falls vollpolarimetrische Radarantennen Einzug halten, könnte auch situationsbedingt zwischen linearen Polarisationen gewechselt werden.

Werden zwei Radare um die Hochachse gegeneinander verdreht (d.h. sie sind nicht mehr direkt aufeinander ausgerichtet), so verringert sich die Entkopplung zwischen den anfänglich 45° -Kreuz-polarisierten Antennen. Dies kann insbesondere für wenig direktive Antennen relevant sein.

5.3.2 Entkopplung durch richtungsabhängige Unterteilung des Spektrums

Die Idee ist, sich gegenseitig direkt bestrahlende Radare in der Frequenz von vornherein zu trennen. Dies ist derzeit bereits oft der Fall, so arbeiten Radare für Spurwechsellassistenten bei 24 GHz und Radare für die automatische Temporegelung üblicherweise bei 76-77 GHz. Interferenz zwischen diesen zwei Typen von Radaren ist praktisch nicht feststellbar.

Kfz-Radare sind in Deutschland den Regeln der Bundesnetzagentur [Bunb, Buna] unterworfen. Aus Performanz- und regulatorischen Gründen verlagern sich die Radare nach und nach in den Bereich von 76-81 GHz, wobei der Bereich von 77-81 GHz wegen strikterer Begrenzung der mittleren Leistungsdichte [Bunc] für hochauflösende Nah- und Mittelbereichsradare prädestiniert ist. Wird das Band zur Vermeidung von Interferenz geteilt, so wird die erzielbare Auflösung reduziert. Aus diesem Grund ist diese Beschränkung auf schmale Teilbänder nur als Option zu sehen, falls keine hohe Auflösung benötigt wird

oder keine andere Interferenz-Gegenmaßnahme mehr Abhilfe schafft. Eine Änderung der Hardware ist für den Wechsel der Teilbänder nicht nötig, falls die Radar-Hardware von vornherein breitbandig genug ausgelegt ist.

In Abb. 5.11 sind FLR von BLRL und BLRR durch die Nutzung anderer Frequenzbereiche getrennt. Die Kombination aus Polarisationsdiversität und verschiedenen Frequenzbändern führt im Beispiel zu einer sehr guten Entkopplung zwischen Radaren unterschiedlicher Fahrzeuge.

5.3.3 Adaptive Entscheidungsschwellen

Eine adaptive Entscheidungsschwelle wird im Bildbereich (beim FMCW-Radar im Frequenzbereich) dem Rauschteppich intelligent nachgeführt. In der Literatur werden diese auch als CFAR-Schwellen bezeichnet [Wie09, Roh83, Roh11]. Da praktisch jedes Kfz-Radar über CFAR-Schwellen verfügt, ist eine gewisse Grundimmunität gegenüber Falschdetektionen aufgrund von Störungen gegeben, falls letztere die spektrale Leistungsdichte gleichmäßig anheben.

Dies ist beispielsweise bei einer einzelnen, dominierenden Störspitze im Zeitbereich der Fall, welche lediglich einmal die Filterimpulsantwort des Radars anregt. Gleiches gilt für Störungen mit Charakter von weißem Rauschen. In Abb. 5.12 ist der Effekt einer CA-CFAR-Schwelle (CA für Cell Averaging) bei gleichmäßigem Anstieg der spektralen Leistungsdichte gegeben. Eine fest eingestellte Entscheidungsschwelle würde hier versagen.

Störungen, die im Zeitbereich eine Abfolge von Störspitzen darstellen, können nach der Fourier-Transformation wiederum eine Abfolge von Störspitzen im Frequenzbereich ergeben. Diese Störspitzen können im ersten Moment als Ziele detektiert werden. Jedoch stimmt die zeitliche Änderung dieser Ziele in der Regel nicht mit physikalisch plausiblen Bewegungsmustern von tatsächlichen Verkehrsteilnehmern überein, weswegen falsche Ziele nach wenigen Messzyklen durch den Tracking-Prozess aussortiert werden können.

Die Reaktion der CFAR-Schwelle kann zudem genutzt werden, um im Frequenzbereich Interferenz zu detektieren. Dazu wird der Abschnitt im Spektrum betrachtet, in dem selten starke Ziele zu finden sind. Im gezeigten Beispiel ist dies für Frequenzen über 80 kHz der Fall. Steigt die CFAR-Schwelle hier im Vergleich zur typischen Rauschleistungsdichte an, so kann von einer vorliegenden Störung ausgegangen werden.

CFAR-Schwellen werden auf das spezifische Radarsystem zugeschnitten und je nach Fahrsituation auch unterschiedlich konfiguriert. Ebenso spezifisch kann die CFAR-Schwelle bei vorliegender Radar-Interferenz angepasst werden.

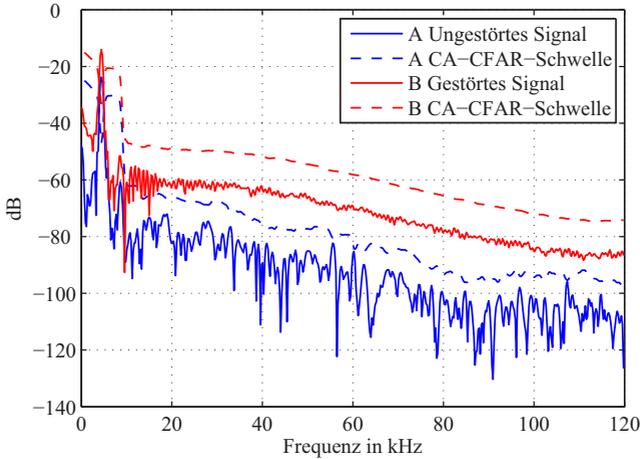


Abb. 5.12: Das Beispiel einer gestörten Messung zeigt eine gleichmäßige Anhebung der spektralen Leistungsdichte. Die Entscheidungsschwelle wird hier nach dem CA-CFAR Prinzip nachgeführt. Die Amplitude des Ziels variiert in diesem Beispiel von ungestörter zu gestörter Messung. Der Grund liegt darin, dass für die gestörte Messung das Ziel (ein Winkel-Reflektor) gegen die Sendeantenne des Störers getauscht wurde.

5.3.4 Stördetektion und Störunterdrückung im Zeitbereich

Dem Entfernen von Störspitzen im Zeitbereich muss eine möglichst zuverlässige Detektion der Störungen vorausgehen. Dies kann z.B. durch Ausreißertests realisiert werden. Ein Vertreter letzterer ist der Hampel-Test, der in Abschnitt A.6 beschrieben ist. Der Test vergleicht jeden einzelnen Abtastpunkt auf seine Abweichung von einem Vergleichswert t_{Hampel} , welcher unter Verwendung des Medians erstellt wird und deswegen auch bei mehreren stärkeren Störspitzen im Zeitsignal diese noch detektieren kann. Der Hampel-Test wird anhand einer Systemsimulation im virtuellen Umfeld erprobt und parametrisiert. Dazu wird

die Fahrt auf einer stark befahrenen Hauptverkehrsstraße simuliert (2 Fahrstreifen je Fahrspur, 50 % Radarpenetrationsrate und 50 km/h Wunschgeschwindigkeit, Einschränkung der zugelassenen Ausbreitungspfade auf eine Interaktion mit der Fahrbahnoberfläche, 3000 unabhängige Momentaufnahmen mit einer Zeitschrittdauer von 4 Sekunden). Von den Fahrzeugen sind 40 % mit FLR und BLRL/BLRR ausgestattet. Die Signalformen der störenden Radarsysteme sind zum gestörten Radarsystem inkohärente FMCW- und FSK-Radarsysteme im 24 GHz Band mit 20 dBm EIRP. Aus den simulierten Zeitsignalen eines FLR werden Gütekriterien nach Abschnitt A.7 bestimmt und über verschiedene Werte des Testparameters t_{Hampel} in Abb. 5.13 aufgetragen.

Die zentralen Gütekriterien sind dabei *recall* (Auffindungsrate oder Empfindlichkeit, gibt an, wieviel der tatsächlich gestörten Abtastpunkte auch korrekt als gestört detektiert werden), sowie *precision* (Genauigkeit, gibt das Verhältnis von korrekt als gestört detektierten Abtastwerten zu der Summe aller als gestört detektierten Abtastwerte an). In Abb. 5.13 zeigt sich ein entgegengesetztes Verhalten von *recall* und *precision*. Mit steigendem t_{Hampel} sinkt *recall*, d.h. es werden weniger Abtastwerte als gestört detektiert. Im Gegenzug steigt *precision*, was bedeutet, dass die Wahrscheinlichkeit für die fälschliche Detektion von gestörten Abtastwerten sinkt, die Falschalarmrate für die Detektion von Störungen nimmt ab. Es muss ein Kompromiss zwischen *recall* und *precision* eingegangen werden. Bei der Auswahl des Parameters t_{Hampel} stellt sich somit die Frage, wie viel an Genauigkeit geopfert werden soll um im Gegenzug an Auffindungsrate zu gewinnen.

Eine Optimierung von t_{Hampel} ist dank der Simulation unter exakt definier- und änderbaren Randbedingungen möglich (z.B. Variation des Funkkanals oder des Empfangsfilters). Für Tests mit realen Systemen können simulativ bestimmte Parameter als Ausgangspunkt für weitere Feinabstimmungen dienen.

Ab $t_{\text{Hampel}} \geq 5$ zeigt sich in Abb. 5.13 eine hohe Genauigkeit, wobei im Mittel etwa 10 % aller Störungen im Zeitbereich erkannt werden. Diese sind zugleich die stärksten vorkommenden Störungen im Signal und sollten bevorzugt entfernt werden.

Um den Median zu erhalten muss beim Hampel-Test die Stichprobe sortiert werden, was rechenaufwändig ist. Alternativ zum Hampel-Test kann auch der Varianz- und Mittelwert-basierte Grubbs-Test [Gru69], sowie dessen iterative Variante verwendet werden ([Atm12, Gru13]). Der iterative Grubbs-Test besteht in der mehrmaligen Ausführung des Grubbs-Tests, wobei nach jeder

Ausführung die am stärksten gestörten Abtastwerte entfernt werden. Der iterative Grubbs-Test ist sehr gut geeignet, falls mit hoher Genauigkeit lediglich die stärksten Störungen entfernt werden sollen und eine Sortierung der Stichprobe zu aufwändig ist.

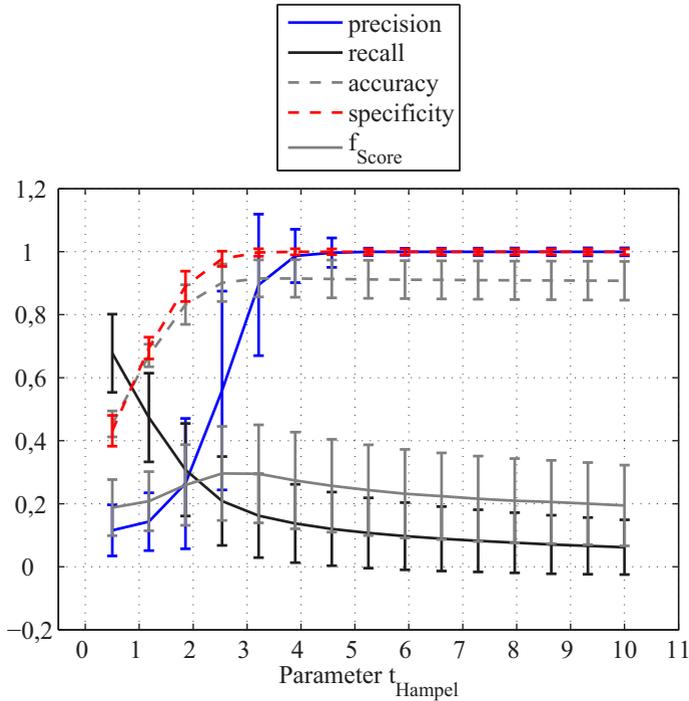


Abb. 5.13: Parametrisierung des Hampel-Tests mit Hilfe einer Systemsimulation für eine Fahrt auf einer Hauptverkehrsstraße mit 2 Fahrspuren mit je 2 Fahrstreifen. Es ist jeweils der Mittelwert der Gütekriterien aus Abschnitt A.7 für 3000 unabhängige Momentaufnahmen dargestellt, einschließlich der Standardabweichung. Es sind nur dargestellte Werte zwischen 0 und 1 gültig. Der Hampel-Test wird auf die absoluten Zeitsignale angewendet ([Gru13]). Analysiert wurde das Empfangssignal eines FLR.

Sind die Indizes der gestörten Abtastwerte ermittelt, so kann die Störung unterdrückt werden. Diese kann beispielsweise durch "zu Null Setzen" der am stärksten gestörten Abtastwerte erfolgen. Am Beispiel einer manuell vorgegeben Autobahnfahrt (s. Abb. 5.14) wird das Auffinden von gestörten Abtastwerten mit Hilfe des zuvor parametrisierten Hampel-Tests (s. Abb. 5.15), sowie die

Unterdrückung der Störung mittels "zu Null Setzen" demonstriert (s. Abb. 5.16). Dabei wurden nur direkte Ausbreitungspfade von Ziel zu Radar, jedoch Mehrwegepfade von Störer zu Radar berücksichtigt. Dem Hampel-Test wird zur Detektion der gestörten Abtastwerte das absolute Zeitsignal zugeführt. Die Grenzen für die Unterdrückung der Störung werden anschließend erweitert.

Im Beispiel betrifft dies zwei Abtastwerte vor Beginn der detektierten Störung und vier Abtastwerte nach Ende der detektierten Störung. Eine Ausnahme besteht, wenn die von der Störung ausgehend hinzu genommenen Abtastwerte einen Vorzeichenwechsel vollziehen. In diesem Fall ist der erste Abtastwert, der im Vergleich zum vorangegangenen Abtastwert einen Vorzeichenwechsel aufweist, zugleich der letzte Abtastwert, welcher der Störung zugeordnet wird. Bereits diese einfache Art der Störunterdrückung führt dazu, dass das Motorrad aus Abb. 5.14 in etwa 40 m Entfernung detektiert werden kann.

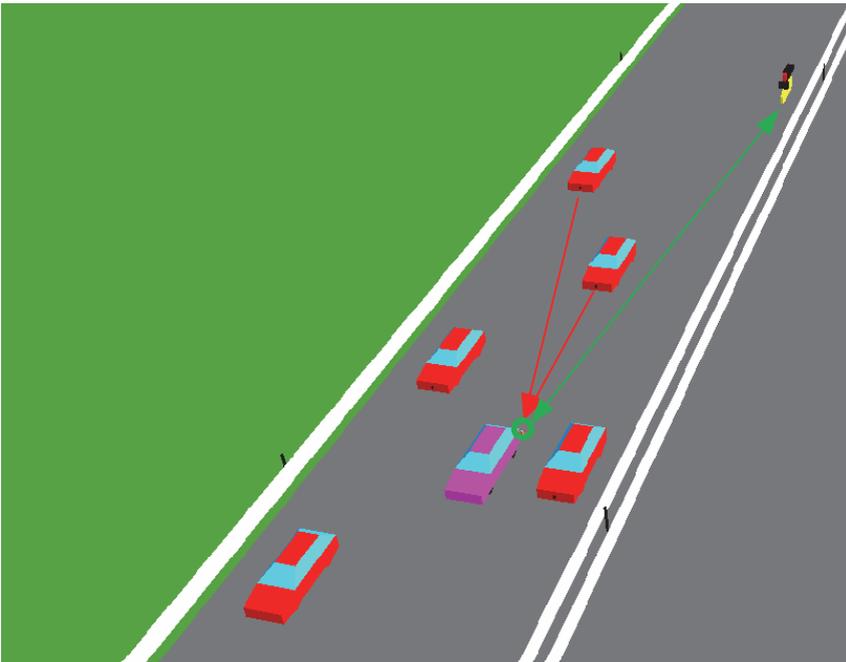


Abb. 5.14: Momentaufnahme einer Störsituation auf einer Autobahn. Das Motorrad (rechts oben) wird vom BLRL wegen einer Störung zunächst nicht erkannt.

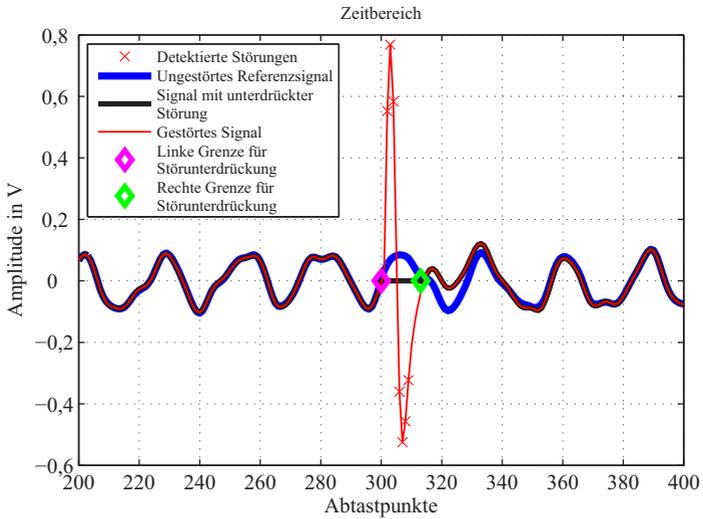


Abb. 5.15: Stördetektion und Störunterdrückung im Zeitbereich. Die am stärksten gestörten Abtastwerte werden detektiert und zu Null gesetzt.

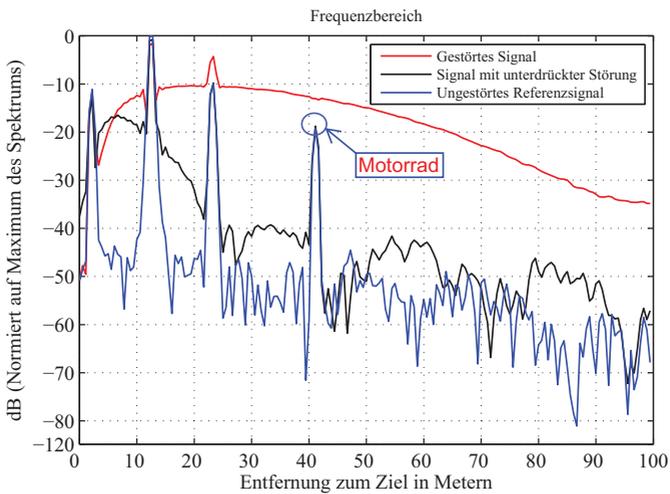


Abb. 5.16: Spektrum des Signals nach der Unterdrückung der Störung. Das Motorrad kann nun detektiert werden.

Wird ein FMCW-Radar durch ein CS-Radar gestört, kommt es im Zeitbereich zu einer Vielzahl von gestörten Abtastpunkten, wobei sich die Gesamtenergie des empfangenen Störsignals über das gesamte oder längere Abschnitte des Nutzsinal verteilt (die Störampplituden nehmen dabei gegenüber derer eines einzelnen CW-Störers gleicher Sendeleistung ab, vgl. Abb. 2.4 und Abb. 2.7). Diese Art von Störungen sind deutlich schwieriger zu detektieren und sinnvoll zu unterdrücken, was am schlechten Kosten-Nutzen-Verhältnis für die Verbesserung des SIR liegt.

So müssten bei einer CW-Störung nur wenige Abtastpunkte des FMCW-Empfangssignals zu null gesetzt werden, um nahezu alle Störenergie zu entfernen. Werden hingegen viele Abtastpunkte des FMCW-Empfangssignals gleichermaßen gestört, ist dieses Vorgehen nicht mehr zielführend, da mit jedem unterdrückten Abtastpunkt stets gleichermaßen Nutz- und Störenergie aus dem Gesamtsignal entfernt werden.

In CS-Radaren kann eine Störung im Rahmen einer Vorab-Verarbeitung einer oder weniger Rampen detektiert werden, was Spielraum für frühzeitig initiierte Gegenmaßnahmen liefert. Die Störung ist im Signal dabei viel schneller zu erkennen als das Radarsignal, für dessen Detektion das Radar auf den Integrationsgewinn angewiesen ist. Aus den gestörten Rohdaten von FMCW- oder CS-Radaren kann ausgelesen werden, wie das störende, inkohärente FMCW-Störsignal beschaffen war. Die Rohdatenpakete von CS-Radaren (Im Zeitbereich) stellen dabei eine Art Spektrogramm dar. Bei FMCW-Radaren kann die Rampenwiederholrate und die überstrichene Bandbreite eines dominanten Störers mit linearer Frequenzrampe ebenfalls aus dem Zeitsignal ausgelesen werden. Existieren mehrere Störungen gleichzeitig, so kann wegen (2.57) davon ausgegangen werden, dass FMCW- oder CS- Störer jeweils Störspitzen im Zeitbereich verursachen, die in immer gleichen, individuellen zeitlichen Abständen zueinander stehen. Sobald die Signalform von Radar oder Störer geändert wird, ändern sich auch die zeitlichen Abstände der Störspitzen.

Falls die *exakten* Parameter des Störsignals inklusive der Phase schätzbar sind, kann dieses auch vom Gesamtsignal subtrahiert werden, was theoretisch zu höheren Gewinnen bezüglich des SIR führen kann [BW15].

Für CS-Radare gibt es Ansätze, den Aufwand für die Detektion von Ausreißern zu reduzieren, indem nicht jedes einzelne zur Prozessierung nötige Zeitsignal auf Störungen untersucht wird. Stattdessen wird das Gesamtpaket von Zeitsignalen auf typische Störmuster hin untersucht, wie sie von FMCW-Radaren verursacht

werden [BKD⁺15]. Anschließend wird über die einzelnen Zeitsignale hinweg die Störung durch inverse Fensterung unterdrückt.

Auch der Erfolg von Interferenz-Gegenmaßnahmen kann durch Anwendung der Gütekriterien nach Abschnitt A.7 beurteilt werden, wie dies für die Stördetektion mittels Hampel-Test demonstriert wurde (s. Abb. 5.13). Jedoch werden dabei gleichzeitig die Algorithmen für die Stördetektion und Störunterdrückung, sowie die Algorithmen für die Zieldetektion mit beurteilt.

5.3.5 Variation von Pausenzeiten

Bei den aktuell verwendeten Kfz-Radaren handelt es sich meist um Radare basierend auf einer linearen Frequenzmodulation. Insbesondere zwischen Radaren mit identischer Rampenabfolge kann es bei ungünstiger zeitlicher Lage zu ausgeprägter Interferenz kommen, wie in Abb. 5.17 für die erste Frequenzrampe der Fall. Die Frequenzrampe des Störers hält sich längere Zeit innerhalb des AAF des Radars auf.

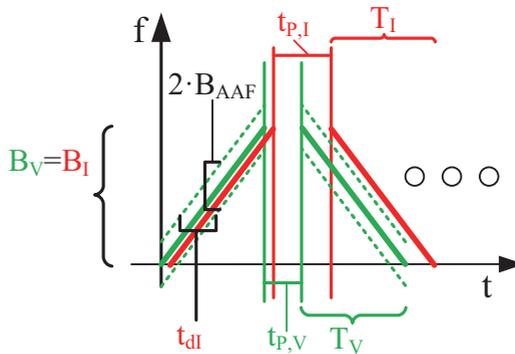


Abb. 5.17: Störunterdrückung durch Variation der Pausenzeiten.

Das Empfangsfilter kann für solche nahezu kohärenten Störungen gänzlich aufschwingen und das gesamte Nutzsignal für diese Frequenzrampe droht unter Umständen durch Clipping unreparierbar verloren zu gehen. Dazu kommt, dass durch nicht perfekte Parallelität von Nutz- und Stör-Frequenzrampe kein ideales "Geisterziel" erzeugt würde, sondern letzteres über einen breiteren Fre-

quenzbereich verteilt wird. Damit ist auch die Detektion der tatsächlichen Ziele gefährdet, da dieser Effekt zu einem starken Anstieg der Leistungsdichte über einen zusammenhängenden Frequenzbereich führt. Der Tracker bekommt eventuell keine Chance, ein ungünstiges Ziel auszusortieren, da die Störung als Clutter interpretiert wird.

Die Gefahr, dass sämtliche aufeinanderfolgenden Frequenzrampen durch nahezu kohärente Störungen betroffen sind, lässt sich durch die Einführung variabler Pausenzeiten zwischen den einzelnen Frequenzrampen reduzieren. Wird eine Störung detektiert, so wird die Pausenzeit t_P variiert. Dabei sind prinzipiell Radar und Störer in der Lage, die Störung zu erkennen und entsprechend zu reagieren. Wenn beide ihre Pausenzeiten $t_{P,I}$ und $t_{P,V}$ variieren, kann es dazu kommen, dass sie sich erneut stören. Jedoch nimmt die Wahrscheinlichkeit, dass dieser Fall eintritt, von Rampenabfolge zu Rampenabfolge immer weiter ab. In Abb. 5.17 ist der Fall skizziert, in dem die zweite Störung aufgrund einer variierten Pausenzeit nicht mehr in das AAF des Radars fällt. Die Wahrscheinlichkeit, dass bei laufender Radar-Frequenzrampe eine identische Stör-Frequenzrampe (Bandbreite $B_V = B_I$, gleiche Rampendauer $T_V = T_I$) in die AAF-Bandbreite von $2 \cdot B_{AAF}$ fällt ist

$$t_{dl} = \frac{2B_{AAF}}{B_V} \cdot T_V \Rightarrow P_{int} = \frac{t_{dl}}{T_V} = \frac{2 \cdot B_{AAF}}{B_V}. \quad (5.4)$$

Aus (5.4) wird deutlich, dass unter den angenommenen Rahmenbedingungen eine geringe Filterbandbreite gleichbedeutend mit einer geringen Störwahrscheinlichkeit (für nahezu kohärente Störungen) ist. Bei 150 MHz Signalbandbreite und 75 kHz Filterbandbreite liegt die Chance für eine nahezu kohärente Störung damit bei 0,1 %.

Der nächste Start einer kompletten Abfolge von Frequenzrampen eines Messzyklus kann ebenfalls zufällig variiert werden. Unter Ausnutzen einer variablen Pausendauer können Radare desselben Herstellers mit gleicher FMCW-Modulation gleichzeitig in naher Umgebung arbeiten. Nahezu kohärente Störungen können durch variierte Pausenzeiten effektiv vermindert werden.

Diese Maßnahme bietet sich besonders für relativ schmalbandig regulierte Abschnitte des Spektrums an, wie z.B. das 24 GHz Band, wo nicht beliebig im Frequenzbereich gesprungen werden kann, wenn maximale Auflösung verlangt wird. Jedoch können Pausenzeiten nicht beliebig vergrößert werden, denn ein Messzyklus soll möglichst schnell abgeschlossen sein. Weiter muss ein hoher

Anteil des Messzyklus zum tatsächlichen Messen verwendet werden, denn über die Integrationszeit steigt das SNR. Auch können inkohärente Störungen von dieser Maßnahme nur wenig profitieren.

5.3.6 Variation des genutzten Frequenzbereichs

Nach der Detektion einer Störung wird die Startfrequenz einer Rampensequenz entsprechend geändert. Die Variation des genutzten Frequenzbereichs entfernt nahezu kohärente Störungen entweder komplett, oder vermindert deren Dauer im AAF, da die von Nutzsignal und Störung belegten Teile des Spektrums B_V und B_I nicht mehr vollständig überlappen (s. Abb. 5.18). Diese unvollständige Überlappung führt auch direkt zu einer geringeren Wahrscheinlichkeit für das Auftreten von inkohärenten Störungen.

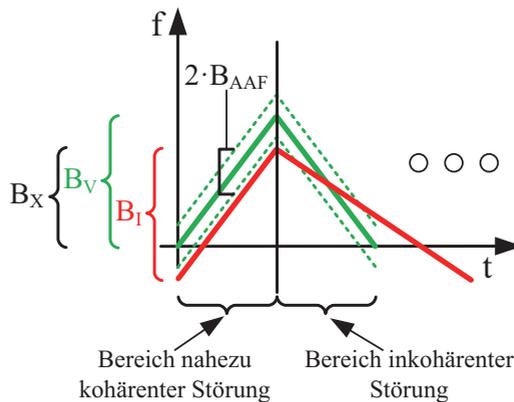


Abb. 5.18: Die Störunterdrückung durch Variation der belegten Frequenzbereiche begegnet nahezu kohärenten und inkohärenten Störungen gleichermaßen.

Von dieser Art der Gegenmaßnahme können auch CS-Radare stärker profitieren, da bei diesen längere variable Pausenzeiten entweder nicht praktikabel, oder wegen der höheren Filterbandbreiten weniger effektiv sind. Erfolgt die Stördetektion über mehr als eine Frequenzrampe hinweg, so können die Frequenzgrenzen der störenden Frequenzrampe(n) abgeschätzt werden. Ist die Frequenzlage der Störung bekannt, wird von dieser weg gesprungen. Führt dies

mindestens eines von zwei Radaren durch, so kann Interferenz im nächsten Messzyklus vermindert oder gar ganz vermieden werden. Dies ist in Abb. 5.19 für die Paarung aus CS-Radar und FMCW-Radar illustriert. Das eine Radar stört dabei jeweils das andere. Im Zeitbereich des FMCW-Empfangssignals lässt sich erkennen, dass die unteren Frequenzen durch das CS-Radar gestört werden. Der Frequenzsprung erfolgt zu höheren Frequenzen hin, weg von den gestörten Frequenzen. Als Sprungweite bietet sich B_X an. Die nächste FMCW-Frequenzrampe ist als Folge ungestört, wenn das CS-Radar nicht auch den Frequenzbereich wechselt. Entscheidet sich das CS-Radar nach gleichem Schema für die Änderung der Frequenzlage und springt um B_X zu niedrigeren Frequenzen hin, so wird zwischen den belegten Frequenzbereichen von FMCW- und CS-Radar eine Lücke von B_X entstehen. Falls beide Radare nach derselben Regel springen, würde somit auch ein Sprung von $B_X/2$ ausreichen.

Alternativ können Chirp-Sequence Radare im Falle einer relevanten Störung auch direkt nach deren ersten Frequenzrampe springen. Dabei erfolgt das Springen jedoch ohne Detailinformationen über die Störung. Wenn dies mehrere Radare tun, ist es deshalb eine Frage der Wahrscheinlichkeit, ab welcher Frequenzrampe keine Störung mehr auftritt. Auf diese Weise gehen zu Anfang einige Frequenzrampen verloren, weswegen die kohärente Integrationszeit proportional geringer wird und damit auch das SNR sowie die Geschwindigkeitsauflösung schlechter werden. Jedoch kann der Gewinn im SIR dies rechtfertigen. Die eben beschriebene, kurzfristige Änderung der Frequenzlage für das CS-Radar ist auch in Verbindung mit der Variation der zeitlichen Lage (Pausenzeiten) möglich.

Bei FMCW-Radaren erfolgt die Stördetektion in der Regel nach dem Ablauf einer gesamten Frequenzrampe. Hier ginge eine erste Frequenzrampe im Worst-Case komplett verloren. Dabei ist eine FMCW-Frequenzrampe deutlich länger als eine einzelne CS-Frequenzrampe, entsprechend größer fällt der Verlust an verfügbarer Integrationszeit aus.

Die beschriebene Strategie für den Wechsel des Frequenzbereichs basiert auf der Detektion der Störung im Nutzsignal und bezieht kein Wissen über Störungen außerhalb des gerade vom Radar selbst verwendeten Frequenzbereichs mit ein. Alternativ kann das Radar zwischen den Messzyklen das Spektrum nach Störern absuchen, in dem das LO-Signal den maximal belegbaren Frequenzbereich des Radars (24, 77, 79 GHz Bänder) durchfährt, jedoch nicht sendet. Ebenfalls ohne Fourier-Transformation ist im Zeitbereich daraufhin erkennbar, welche Bereiche des Spektrums sich für eine Nutzung mit möglichst wenig Störung anbieten.

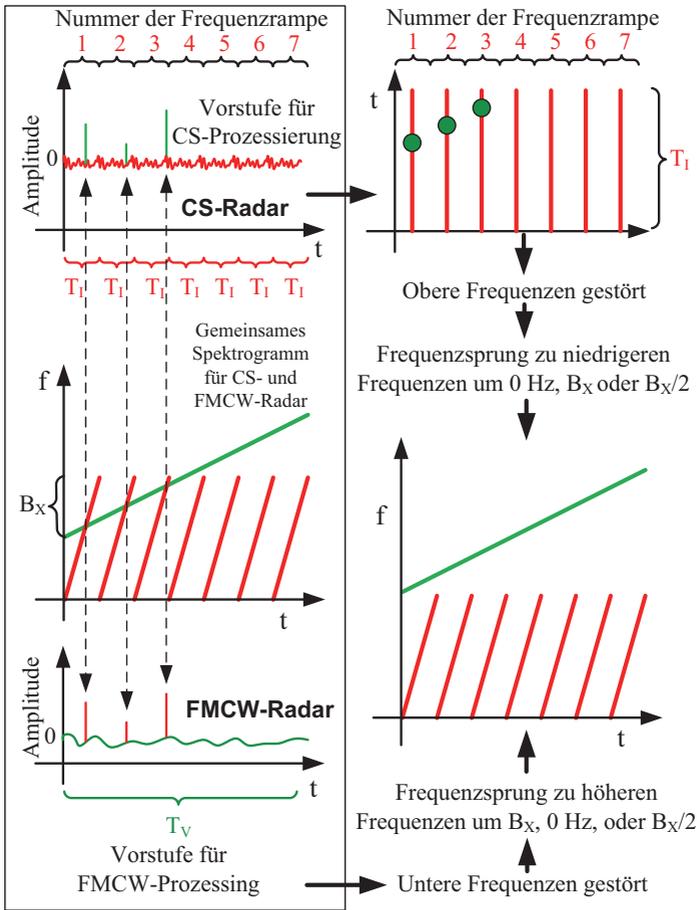


Abb. 5.19: Wechsel des Frequenzbereichs zur Vermeidung von Störungen im nächsten Messzyklus oder in der nächsten Frequenzrampe.

5.3.7 Variation der Abfolge von Frequenzrampen

Durch eine Variation der Rampensteilheit μ , bzw. eine ständige Neuordnung einer Abfolge von Frequenzrampen mit fixem μ , lässt sich die Wahrscheinlichkeit für nahezu kohärente Störungen in mehreren Frequenzrampen hintereinan-

der wirksam reduzieren. Auch kann diese Maßnahme angewandt werden, falls ein Frequenzbandwechsel nicht die erwünschte Wirkung zeigt.

Jedoch untergräbt diese Maßnahme teilweise die Wirksamkeit von Frequenzlagenwechseln auf Basis zuvor erlangter Information aus der Stördetektion, da sich das eben noch geschätzte Störsignal ständig ändern kann.

5.3.8 Steuerung der variablen Verstärkung

Eine Verbesserung des SIR bzw. SNR kann durch eine variable, adaptive Verstärkung im Analogbereich erreicht werden. Der Grundgedanke ist, die Leistung oder Amplitude des Nutzsignals zu schätzen, um den ADC spätestens zum nächsten Messzyklus gut auszusteuern. Die Schätzung des Nutzsignals kann dazu im Analogbereich oder im Digitalbereich geschehen. Im Digitalen können Störungen mittels Ausreißertest erkannt und von der Schätzung des Nutzsignals gezielt ausgeschlossen werden.

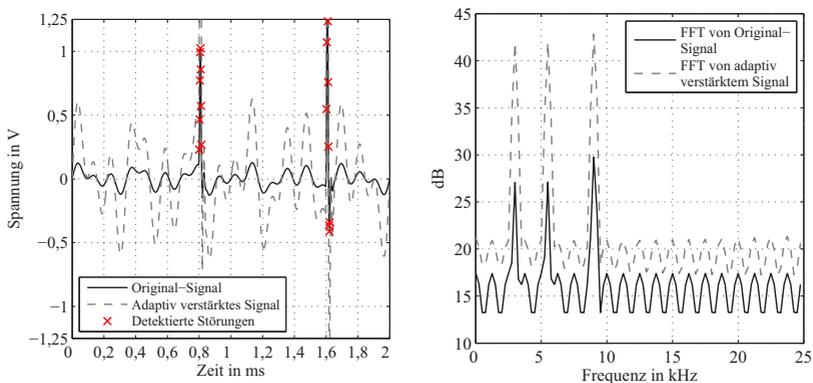


Abb. 5.20: Einsatz einer variablen Verstärkung zur Verbesserung des Signal-zu-Interferenz Verhältnisses. Die maximalen Grenzen des ADC liegen bei $\pm 1,25$ V. Die mittels Hampel-Test detektierten Störungen sind durch (rote) Kreuze markiert. Das Nutzsignal (enthält 3 Ziele) wird abseits dieser Störungen geschätzt und daraufhin die Verstärkung so angepasst, dass der ADC gut angesteuert wird und das Nutzsignal nicht von Clipping betroffen ist. Die Störung hingegen wird bewusst ins Clipping getrieben.

Ausgehend von der Annahme, dass sich das Nutzsignal von einem Messzyklus zum nächsten nicht sprunghaft ändert, kann die Verstärkung im HF-Bereich oder die Verstärkung des AAF entsprechend der bekannten Amplitude des Nutzsignals angepasst werden. Starke Störungen werden daraufhin durch die maximalen Grenzen des ADCs von der Amplitude her automatisch limitiert, während sich ADC-bedingte SNR und das SIR verbessern. Das Prinzip ist in Abb. 5.20 veranschaulicht. Es ist besonders effektiv bei vereinzelt, sehr starken Störungen. Bei einer Vielzahl starker Störungen ist von dieser Methode abzusehen, da sonst zu viel Information verlorengeht. Tritt zu häufig Clipping innerhalb einer Frequenzrampe auf, so kann die Verstärkung gezielt soweit zurückgenommen werden, dass kein Clipping mehr auftritt. Auf diese Weise bleiben zumindest die größten Ziele detektierbar.

Die maximalen Amplituden des Nutzsignals oder der Störung können alternativ im Analogbereich (HF- oder Basisbandbereich) festgestellt werden, was der nachgeschalteten digitalen Recheneinheit Zeit sparen kann.

5.4 Kombiniertes Einsatz von Gegenmaßnahmen

Lediglich die Kombination aus Variation des genutzten Frequenzbereichs und der Entkopplung durch richtungsabhängige Unterteilung des Spektrums unterliegt stärkeren Einschränkungen (der genutzte Frequenzbereich kann nicht mehr dynamisch frei gewählt werden). Alle sonst aufgeführten Gegenmaßnahmen können sehr gut kombiniert werden:

- Eine 45° Polarisation der Antennen, wie in Abschnitt 5.3.2 erläutert. Es kann mit einem Gewinn von über 10 dB, unabhängig von der verwendeten Signalform, gerechnet werden. Jedoch ist eine Abstimmung mit sämtlichen Zulieferern und Automobilbauern notwendig.
- Eine Stördetektion im Zeitbereich basierend auf gängigen Ausreißertests oder unter Ausnutzen bereits existierender, jedoch neu parametrisierter CFAR-Schwellen.
- Interpretation der Stördetektionen zur Abschätzung der Signalparameter der Störung, um Gegenmaßnahmen gezielter einsetzen zu können.

- Implementierung von Algorithmen zum Entfernen von relevanten Störungen im Zeitbereich.
- Eine Variation der Pausenzeiten bei der Detektion von nahezu kohärenter Störung unter Berücksichtigung der geschätzten Parameter des Störsignals.
- Eine Variation des genutzten Frequenzbereichs bei der Detektion von nahezu kohärenter oder inkohärenter Störung. Nach Möglichkeit werden die geschätzten Parameter des Störsignals in den Frequenzsprung mit einbezogen. Eine Regelung der Frequenzsprünge wird optimalerweise zwischen den Nutzern des Frequenzbandes abgestimmt. Wechseln zwei oder mehr Radare den Frequenzbereich ohne abgestimmte Regelung nach dem Zufallsprinzip, so ist es eine Frage der Wahrscheinlichkeit, wie viele Rampen nötig sind, bis ein ungestörter Messzyklus zu Stande kommt.
- Die Möglichkeit, sowohl die Abfolge als auch die Steilheit der Frequenzrampen zu ändern. Diese Option kann genutzt werden, wenn keine der vorherigen Gegenmaßnahmen Wirkung zeigen.
- Die adaptive Verstärkung sollte in jedem Fall eingesetzt werden, um das SNR und SIR zu verbessern. Bei starken, vereinzelt auftretenden Störungen werden die Störspitzen gezielt ins Clipping getrieben. Falls Störungen zu vielen Zeitpunkten Clipping verursachen, wird die Verstärkung soweit zurückgenommen, dass gerade kein Clipping mehr auftritt. Auf diese Weise bleiben zumindest die größten (und damit meist die wichtigsten Ziele) detektierbar.

Alle Gegenmaßnahmen profitieren von einer Absprache zwischen verschiedenen Radarsystemen unterschiedlicher Fahrzeuge (Radarsysteme desselben Fahrzeugs werden so synchronisiert, dass eine Beeinflussung möglichst gering gehalten wird). Dies kann durch Aufprägung zusätzlicher dekodierbarer Information auf ein Radarsignal realisiert werden (z.B. für ein OFDM-Radar [Stu12]), oder ein kleiner Teil des verfügbaren Frequenzbandes könnte exklusiv für einen Kommunikationskanal reserviert werden.

6 Schlussfolgerungen und Diskussion

Die in dieser Arbeit durchgeführte, grundlegende Untersuchung der Interferenzmechanismen erlaubt die detaillierte Vorhersage und Modellierung von empfangenen Störsignalen. Das Signalmodell wurde dazu modular anhand eines Industrieradars des Instituts verifiziert. Das Signalmodell wurde mit einer ebenfalls verifizierten und erprobten Wellenausbreitungssoftware des Instituts gekoppelt, wobei das Streuverhalten von Radarzielen auf Basis von RCS-Messdaten emuliert wurde. Das deterministische Verhalten von Verkehrsteilnehmern wurde durch den Einbezug einer kommerziellen Verkehrsflusssimulation berücksichtigt. Insgesamt ergibt sich so nun erstmalig die Möglichkeit der Simulation von repräsentativen Mehrnutzer-Funkkanälen für Kfz-Radarsysteme unter Einbezug von Interferenzeffekten.

Auf Basis dieses Modells konnte erstmalig der Effekt einer schrittweisen Erhöhung der Radarpenetrationsrate auf das Störpotential in typischen Straßenszenarien abgeschätzt werden. Es zeigte sich, dass die maximal zu erwartende Störleistung von Radaren in nächster Nähe und direkter Sichtverbindung dominiert wird. Umgebungen wie Straßenschluchten und Tunnels heben hingegen die niedrigen Quantile an. Für das in Kapitel 4 definierte, vorwärts schauende Radar auf einer dreispurigen Straße beträgt die Chance 90 %, dass die auftretende Störleistung weniger als 7 dB unterhalb des für die Stichprobe beobachteten Maximums liegt. Übertragen auf ein reales Kfz-Radarsystem würde dies bedeuten, dass wenn die maximal beobachtete Spektrale Störleistungsdichte mehr als 7 dB über dem für das Radar typischen Rauschteppich im Frequenzbereich liegt, sich die Empfindlichkeit des Radars ohne Interferenz-Gegenmaßnahmen in 90 % der Zeit verschlechtert. Ein Kreuzungsszenario bedeutet, beurteilt auf Basis der erhobenen Daten und für die getroffenen Annahmen, zunächst kein relevant höheres Störpotential, als dies auf einer stark

befahrenen, geraden Strecke mit drei Fahrspuren der Fall ist. Jedoch stellen Kreuzungen für aktive Assistenzfunktionen mitunter eine schwierigere Situation dar, als sie beispielsweise auf Autobahnen vorzufinden ist. Fahrzeuge befinden sich kurzzeitig auf Kollisionskurs (z.B. Linksabbieger) und Straßen werden von kleinen und verletzlicheren Zielen wie Fußgängern sowie Fahrradfahrern regelmäßig und oft spontan abseits vorgesehener Wege überquert. Die Anzahl an denkbaren Szenarien ist hier sehr hoch, weswegen in dieser Arbeit ein Konstellationsdiagramm für die gezielte Suche nach potentiell kritischen Kombinationen aus Radar, Ziel und Störer eingeführt wurde (Abschnitt 2.4). Die Zuordnung zu einer realen Fahrsituation kann in einem zweiten Schritt erfolgen. Im Konstellationsdiagramm zeigt sich für die Detektion von Fahrzeugen, welche selbst über ein störendes Radar verfügen, ein entspanntes Bild. Es ist zu erwarten dass direkt benachbarte Fahrzeuge (diejenigen, auf die es maßgeblich ankommt), immer erkannt werden. Vorsicht ist bei der Ausstattung von kleinen Zielen mit Radar angebracht. Diese können aufgrund der von ihnen selbst verursachten Interferenzen mitunter erst verspätet erkannt werden.

Breitere Antennenöffnungswinkel führen bei gleichbleibendem EIRP zu einem merklichen Anstieg der Quantile des Störpotentials. Die Verwendung von schmalen Richtcharakteristiken für die Sendeantennen bzw. Phased-Array Ansätze können dem entgegenwirken.

Auch wurde auf den Einfluss der analogen sowie der digitalen Verarbeitungsschritte eingegangen. Das Anti-Aliasing Filter entscheidet zusammen mit den Eigenschaften von Nutz- und Störsignal darüber, ob das Störsignal aufschwingen kann, oder nicht. Damit ein Störsignal nicht gänzlich aufschwingt, muss die Bandbreite des Anti-Aliasing-Filters geringer sein als die Bandbreite des Pulses, welcher sich aus dem Mischprodukt zweier Frequenzrampen um deren zeitlichen Schnittpunkt herum ergibt. Ist diese Bedingung erfüllt, so wird für jeden Störzeitpunkt die Impulsantwort des Filters angeregt, deren Amplitude mit dem Bandbreitenverhältnis aus Filter und Puls skaliert wird. Wird der Unterschied in der Frequenzsteilheit von Nutz- und Störsignal weiter erhöht, so sinkt die Amplitude der Störung. Wird der Unterschied in der Frequenzsteilheit verringert, so steigt die Amplitude der Störung bis diese gänzlich aufgeschwungen ist. Störsignale basierend auf zeitlich kurzen Rampen (CS-Modulation) führen im klassischen FMCW-Radar zu vielen, jedoch von der Amplitude her niedrigeren Interferenzerscheinungen (bei gleicher Sendeleistung). Die sichtbaren Störungen nehmen von den Amplituden her so lange ab, bis sie in Abständen zu-

einander stehen, die kürzer sind als die Impulsantwort des Anti-Aliasing Filters. Eine Aneinanderreihung von Störimpulsen im Zeitbereich kann im Frequenzbereich erneut zu einer Aneinanderreihung von Impulsen führen. Diese Impulse können im Frequenzbereich zu Detektionen führen, welche durch Tracking und ergänzende Gültigkeitsbewertungen (z.B. die Abfrage ob das Ziel den Erfassungsbereich von den Rändern aus betreten hat) aussortiert werden. Da dies in der Simulation bereits für ein einfaches Tracking gut gelang, ist bei Algorithmen im Praxiseinsatz mindestens vom selben Erfolg auszugehen.

Die Fensterung vor der Fouriertransformation dämpft Störungen in Abhängigkeit von deren zeitlicher Lage. Dieser Effekt ließe sich ausnutzen, indem schmalbandige Modulationsformen an den Rändern des regulierten Spektrums eingesetzt würden. Breitbandige Frequenzmodulationen könnten so stets von diesem Effekt profitieren.

Störungen dürfen bei der Analog-zu-Digital-Wandlung nicht zu Clipping bei vielen Abtastwerten führen, da mit jedem verlorenen Abtastpunkt Stör- und Nutzsignalinformation verloren geht. Falls nicht alle Radare über dieselbe *praktikable* Sendeleistung verfügen, ist Clipping vermehrt Beachtung zu schenken. So sind im 77 GHz Band derzeit bis 55 dBm EIRP erlaubt, jedoch für Kfz-Radare nur Werte von etwa 30 dBm EIRP typisch. Eine variable Verstärkungsregelung kann im Worst-Case dabei helfen, exzessives Clipping zu vermeiden und dadurch zumindest die größten Ziele detektierbar zu halten.

Dank Systemsimulationen unter Berücksichtigung von Funkkanal und Signalverarbeitung ist auch die virtuelle Entwicklung und Evaluation kompletter Radarsysteme möglich. In dieser Arbeit zeigt die virtuelle Fahrt in einem Kreisverkehr, dass auch Tracks von Fahrzeugen aufgrund von Interferenz verloren gehen können. In jedem Fall nimmt die Empfindlichkeit der Radarsensoren ab, falls diese miteinander interferieren. Interferenz-Gegenmaßnahmen sind notwendig, um diese Reduktion an Empfindlichkeit so gering wie möglich zu halten und stellen damit einen wichtigen Bestandteil heutiger und künftiger Radarsysteme dar. Einige Maßnahmen wurden aufgeführt sowie eine Möglichkeit zur kombinierten Anwendung aufgezeigt. Betont werden soll, dass die Polarisationsdiversität unabhängig von der Signalform wirksam ist, jedoch für deren erfolgreiche Umsetzung eine frühzeitige Abstimmung zwischen den Radarherstellern notwendig ist. Auf der Signalebene kann beispielsweise durch einen abgestimmten Frequenzbandwechsel Interferenzeffekten effektiv begegnet werden. Idealerweise kommunizieren Radare miteinander, um sich auf eine Teilung des Spek-

trums zu einigen. Das 79 GHz Band bietet für Kurz- und Mittelbereichsradare deutlich mehr Spielraum für Interferenz-Gegenmaßnahmen, als dies im 77 GHz Band oder gar dem 24 GHz Band der Fall ist. Eine Kommunikation zwischen Radaren würde auf Signalebene sehr robuste Interferenz-Gegenmaßnahmen erlauben. Auf diese Weise ist auch eine zuverlässigere Detektion von Fußgängern aus größeren Entfernungen praktikabel. Eine Simulation zeigte, dass es aufgrund von Interferenz durchaus zu einer relevanten Verzögerung der Detektion eines Fußgängers kommen kann.

Das OFDM-Radar [Stu12] kann die Radar-Funktionalität ebenso wie CS-Radare erfüllen [FJ15] und zugleich breitbandig kommunizieren, was eine koordinierte und sehr effiziente Nutzung des Spektrums erlaubt. Das CS-Radar verfügt im Vergleich zum FMCW-Radar bereits über einen ausgeprägteren Puls-Charakter und ist als Übergangsform hin zu sehr flexiblen Modulationsformen wie OFDM zu sehen. Der Vorteil von CS- und OFDM-Modulationsform liegt in der Eigenschaft, über die gesamte Empfangsdauer hinweg integrieren zu können, und zugleich Ziele nach Entfernung und Geschwindigkeit trennen zu können, während bei FMCW-Radaren die einzelnen Rampen separat prozessiert werden und für jede einzelne Frequenzrampe eine Zieldetektion vorgenommen wird, mit anschließender Auflösung von Mehrdeutigkeiten. Jedoch verhindern hohe Anforderungen an die Hardware bislang die Nutzung von OFDM-Radaren für Kfz. Im Gegensatz zu FMCW-, und CS-Radare kann ein OFDM-Radar den benötigten Dynamikbereich nicht durch ein herkömmliches AAF reduzieren, was eine höhere Auflösung des ADC nötig macht, insbesondere auch aufgrund von Störungen. Weiter sind bislang hohe Abtastraten zur Digitalisierung von OFDM-Empfangssignalen nötig. Die Kombination aus einer höheren Anzahl von Bits sowie einer hohen Abtastrate machen OFDM-Radarsysteme bislang teuer. Bis sich diese Art von Radaren durchsetzt kann versucht werden, aktuellen Signalformen zusätzliche Information aufzuprägen, was wiederum Absprachen oder sogar dieselbe Modulationsform nötig macht. Alternativ könnte ein kleiner Teil der regulierten Spektren für eine exklusive Kommunikation zwischen Radarsensoren genutzt werden.

Interferenz zwischen Kfz-Radarsystemen kann nicht ohne weiteres vernachlässigt werden, sondern bedarf einer zwischen allen Teilnehmern des Spektrums abgestimmten Regulierung. Die Limitierung der Leistungsdichte im 79 GHz Band ist ein wichtiger und richtiger Schritt.

Unter Einbezug aller in dieser Arbeit erlangten Erkenntnisse sowie dem Instrumentarium der Regulierung wird Interferenz zwischen Kfz-Radarsensoren ein negativer, aber beherrschbarer Einflussfaktor bleiben.

A Anhang

A.1 Koordinatensystem

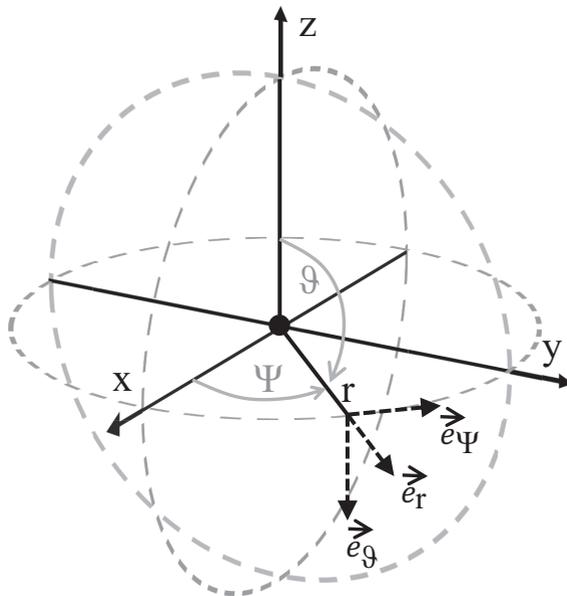


Abb. A.1: Verwendetes Kugelkoordinatensystem.

A.2 Berechnung von Leistung

Die mittlere Leistung eines digitalisierten Zeitsignals $x[n]$ mit N Abtastpunkten ist wie folgt definiert

$$x_{\text{RMS}}^2 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |x[n]|^2. \quad (\text{A.1})$$

Die mittlere Leistung eines analogen Zeitsignals $x(t)$ ab dem Zeitpunkt t_1 mit Dauer T wird wie folgt definiert

$$x_{\text{RMS}}^2 = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} |x(t)|^2 dt. \quad (\text{A.2})$$

Die maximale, momentane Spitzenleistung für ein einzelnes, sinus-förmiges Zeitsignal (das schließt die in dieser Arbeit genutzten Frequenzrampen mit ein) entspricht $2 \cdot x_{\text{RMS}}^2$.

A.3 Fourier-Transformationen

Die kontinuierliche Fourier-Transformation (FT) und die Inverse Fourier-Transformation (IFT) sind hier nach [Mah11] definiert

$$\begin{aligned} X(f) &= \mathcal{F}\{x(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j2\pi ft} dt, \\ x(t) &= \mathcal{F}^{-1}\{X(f)\} = \int_{-\infty}^{\infty} X(f) e^{j2\pi ft} df \end{aligned} \quad (\text{A.3})$$

ebenso wie die Diskrete Fourier-Transformation (DFT) und die Inverse Diskrete Fourier-Transformation (IDFT)

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j \frac{2\pi nk}{N}} \quad ; k = 0, \dots, N-1, \quad (\text{A.4})$$

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j \frac{2\pi nk}{N}} \quad ; n = 0, \dots, N-1. \quad (\text{A.5})$$

A.4 Informationen zum Experimentalradar

Antenne(n)	8 separate, geschaltete Sendeantennen, 8 separate, simultan arbeitende Empfangsantennen mit jeweils $G_T=G_R=10$ dBi Gewinn. Das Radar wird für Tests im Labor ohne Antennen betrieben, weswegen keine Richtcharakteristiken angegeben sind.
Eingangsverstärker	Gewinn $G_{LNA}=13$ dB, Rauschzahl $F_{LNA}=3,25$ dB.
Mischer	Gewinn $G_M=-8$ dB, Rauschzahl $F_M=8$ dB.
Anti-Aliasingfilter	Abb. A.2 zeigt die Filtercharakteristiken, die 3 dB Grenzfrequenz f_{3dB} liegt bei 30 kHz.
A/D-Wandler	Abtastrate $f_s=243$ kHz, Auflösung $N_{Bit}=14$.
Modulation	FMCW, Sendeleistung je Kanal max. 20 dBm EIRP. Bandbreite 270 MHz, Mittenfrequenz 24,125 GHz, Dreieck-Frequenzmodulation, Rampendauer 2,5 ms, 250 MHz in 2,3 ms.

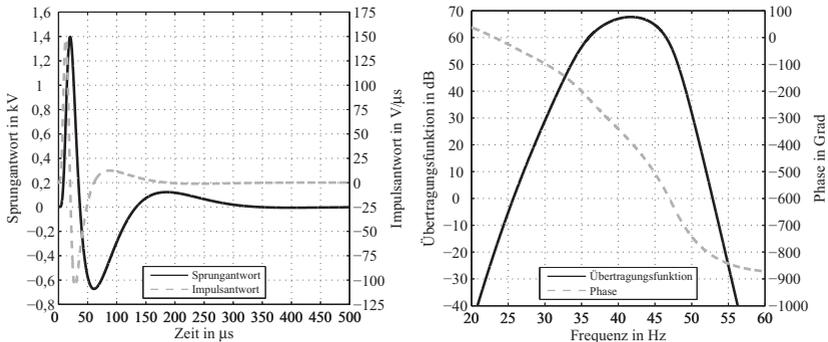


Abb. A.2: Filtercharakteristiken des Experimentalradars.

A.5 Aufbau zur Generierung von Störsignalen

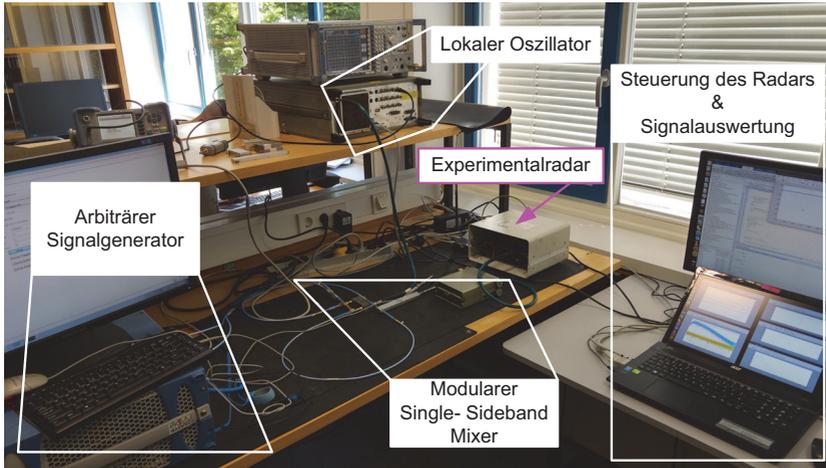


Abb. A.3: Aufbau zur Generierung von Störsignalen.

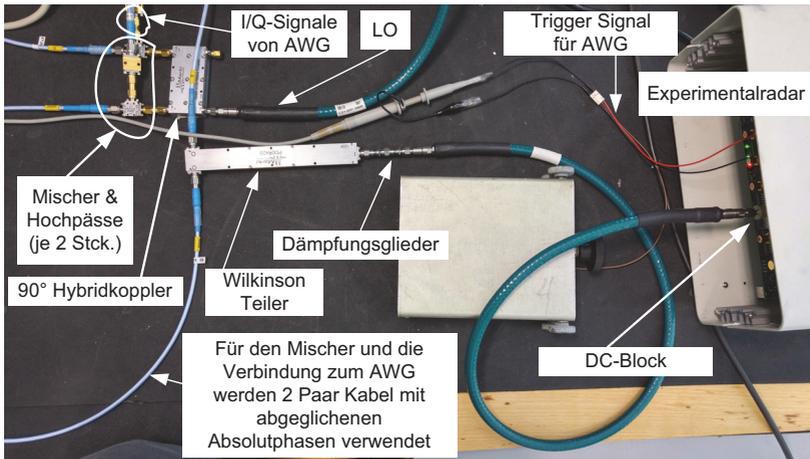


Abb. A.4: Aufbau zur Generierung von Störsignalen.

A.6 Hampel-Test

Für die Detektion eines Ausreißers aus einer Stichprobe $X = x_1, \dots, x_i, \dots, x_N$ wird die Teststatistik ([SD08])

$$S_i = \frac{|x_i - \text{median}(X)|}{\frac{\text{MAD}}{0,6745}} \quad \text{mit } i \in [1, N] \quad (\text{A.6})$$

gegen den wählbaren (und einzustellenden) Parameter t_{Hampel} geprüft:

$$t_{\text{Hampel}} < S_i \quad \Rightarrow \text{Abtastwert } x_i \text{ ist gestört.} \quad (\text{A.7})$$

$$t_{\text{Hampel}} \geq S_i \quad \Rightarrow \text{Abtastwert } x_i \text{ ist nicht gestört.} \quad (\text{A.8})$$

Dabei entspricht MAD^1 ([Pea05])

$$\text{MAD} = \text{median}(|x_1 - \text{median}(X)|, \dots, |x_i - \text{median}(X)|, \dots \quad (\text{A.9})$$

$$\dots, |x_N - \text{median}(X)|). \quad (\text{A.10})$$

Der Faktor 0,6745 ist eine Korrekturgröße um den MAD der Standardabweichung von X anzunähern [SD08]. Verändern Störungen das Signal, so sind Median und MAD robuster als der Mittelwert, wie er z.B. im Grubbs-Test [Gru69] verwendet wird.

A.7 Binäre Klassifikation und Gütekriterien

Die Detektion von Zielen (Maxima im Spektrum), Objekten (Ziele, für die gültige Tracks existieren) und Störungen (charakteristische, lokale Maxima im Zeit oder Frequenzbereich) kann binär klassifiziert werden. Dem gegenübergestellt wird der tatsächliche Zustand von Zielen, Objekten und Störungen, welcher bei der Verwendung einer Simulation genau bekannt ist. Damit lässt sich die Wahrheitsmatrix in Tabelle A.1 angeben. Mit Hilfe der Häufigkeiten der Matrixeinträge lassen sich eine Reihe von Gütekriterien nach [Gau05, Wik15] definieren.

¹ engl. Median Absolute Deviation

Tabelle A.1: Wahrheitsmatrix.

		Tatsächlicher Zustand	
		positiv	negativ
Detektion	positiv	korrekt positiv (TP , True Positiv) "Treffer"	falsch positiv (FP , False Positiv) "Falschalarm"
	negativ	falsch negativ (FN , False Negativ) "Verpasste Detektion"	korrekt negativ (TN , True Negativ) "Korrekte Ablehnung"

Die Empfindlichkeit (oder Auffindungsrate) eines Klassifikators wird durch das Gütekriterium *recall* beschrieben

$$recall = \frac{TP}{TP + FN}, \quad (\text{A.11})$$

welcher angibt, wieviele aller tatsächlich möglichen positiv-Detektionen der Klassifikator als positiv detektiert werden. Auf die Detektion von Zielen übertragen bedeutet dies, dass *recall* angibt, wieviele der tatsächlich vorhandenen Ziele korrekt detektiert werden. Ein *recall* von 1 besagt, dass alle möglichen positiv-Detektionen tatsächlich positiv detektiert wurden.

Das Gütekriterium Genauigkeit oder *precision* des Klassifikators gibt das Verhältnis von korrekt positiven Detektionen zu allen positiven Detektionen an:

$$precision = \frac{TP}{TP + FP}. \quad (\text{A.12})$$

Eine *precision* von 1 besagt, dass alle positiv-Detektionen tatsächlich korrekt waren. Dabei können jedoch auch Detektionen verpasst worden sein (FN sind nicht berücksichtigt). Die Falschalarmrate ist definiert als

$$FAR = 1 - precision = \frac{FP}{TP + FP}. \quad (\text{A.13})$$

Die *FAR* gibt damit an, wieviele der positiv-Detektionen falsch waren.

Die Ausfallrate oder Spezifität *specificity* setzt korrekt negative Detektionen ins Verhältnis zur Summe aus korrekt-negativen Detektionen und falsch-positiv Detektionen (es existieren somit keine Ziele, nur negativ-Detektionen sind möglich):

$$specificity = \frac{TN}{TN + FP}. \quad (\text{A.14})$$

Eine *specificity* von 1 besagt, dass alle möglichen negativ-Detektionen auch tatsächlich negativ detektiert wurden. Das Kriterium *accuracy* beschreibt das Verhältnis von korrekten Detektionen zur Summe aller Detektionen:

$$accuracy = \frac{TP + TN}{TP + TN + FP + FN}. \quad (\text{A.15})$$

Eine *accuracy* von 1 besagt, alle Detektionen sind korrekt. Für den optimalen Klassifikator gilt:

$$recall = precision = specificity = accuracy = 1. \quad (\text{A.16})$$

Das Maß f_{score} ermöglicht die kombinierte Bewertung von *recall* und *precision*:

$$f_{\text{score}} = \frac{2 \cdot precision \cdot recall}{precision + recall}, \quad (\text{A.17})$$

wobei *precision* und *recall* gleich gewichtet sind.

A.8 Störungen durch Pulsradare

Pulsradare belegen innerhalb einer kurzen Zeitspanne einen breiten Frequenzbereich, während FMCW-, FSK- oder CS-Radare kurzzeitig nur einen schmalen Frequenzbereich belegen. Grafik Abb. A.5 veranschaulicht das Prinzip der Störung eines FMCW-Radars durch ein Puls-Signal. Eine stetige Abfolge von Pulsen führt zu sich zeitlich wiederholenden Linienspektren. Dies ist in Abb. A.5 durch die gestrichelten Linien gekennzeichnet. Üblicherweise ist die totale Signalbandbreite von Pulsradaren deutlich höher als bei FMCW-Radaren. Ist dies der Fall, so kann die Einhüllende des Pulssignals vernachlässigt werden und sämtliche Spektrallinien des Pulses, welche in das AAF eines FMCW-Radars

fallen könnten, sind etwa gleich stark ausgeprägt. Die Spektrallinien stehen im Abstand der PRF^2 voneinander. Diese entspricht

$$PRF = \frac{1}{T_{\text{Periode}}}. \tag{A.18}$$

Der zeitliche Abstand der Störimpulse im Zeitbereich aufgrund einer Puls-Störung lässt sich berechnen:

$$\tau_{\perp, \text{Puls}} = \frac{PRF}{\mu_V} = \frac{1}{\mu_V T_{\text{Periode}}}, \text{ wobei } \tau_{\perp, \text{Puls}} \geq T_{\text{Periode}}. \tag{A.19}$$

D.h. die sichtbaren Pulsstörungen im Zeitbereich stehen minimal in der Länge ihrer Periodendauer auseinander. Die Störung ist sichtbar, falls sie in das AAF des FMCW-Radars fällt (ist in Abb. A.5 um die FMCW-Frequenzrampe eingezeichnet).

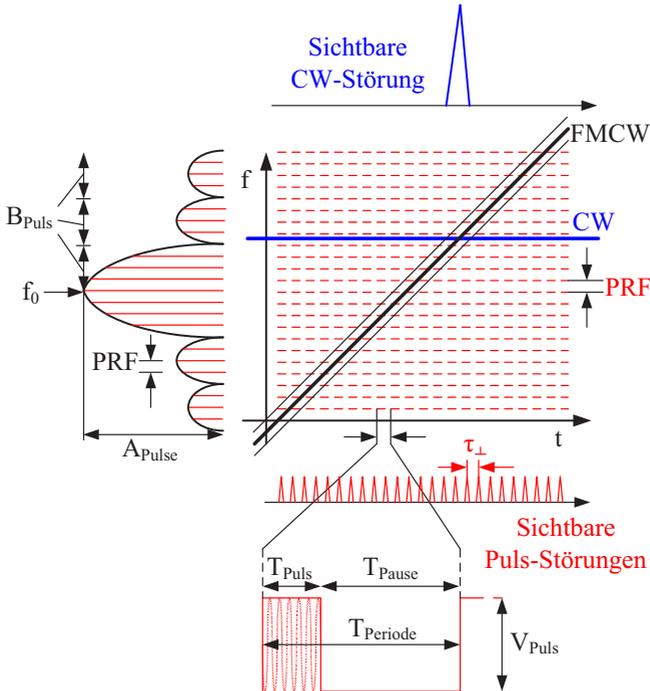


Abb. A.5: Prinzip der Störung von FMCW-Radaren durch Pulsradare.

² engl. Pulse Repetition Frequency (Puls wiederholungs-frequenz)

Die von Puls-Störungen im Zeitbereich hervorgerufenen Störspitzen lassen sich durch Anlehnung an einen äquivalenten CW-Störer (ebenfalls eingezeichnet) berechnen. Im Vergleich zum CW-Störer besitzt die Spektrallinie eines Puls-Störers jedoch einen $DC < 1$:

$$DC = \frac{T_{\text{Puls}}}{T_{\text{Periode}}}. \quad (\text{A.20})$$

Die Kombination von (2.52) und dem DC liefert

$$\hat{x}_I = \frac{1}{2\sqrt{|\Delta\mu|}} \overbrace{V_{\text{FE}} V_{\text{CA}} T_{\text{I}}}^{V_{\text{Puls}}} \cdot \max(|h(t)|) \cdot DC. \quad (\text{A.21})$$

Abb. A.6 zeigt die Simulation eines empfangenen Puls-Störsignals nach dem Mischvorgang mit den in der Bildunterschrift genannten Signal- und Systemparametern für Radar und Störer.

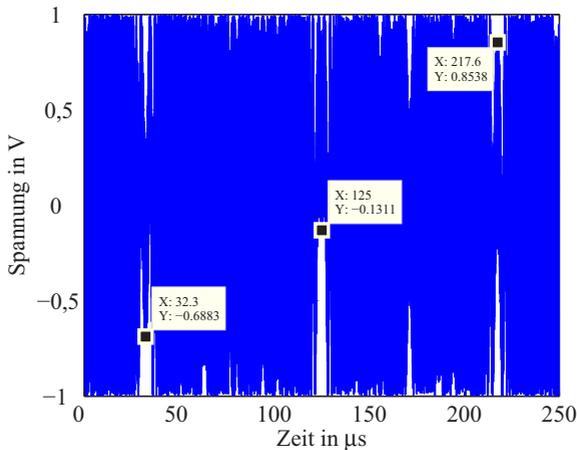


Abb. A.6: Gestalt einer Pulsstörung im FMCW-Radar nach dem Mischvorgang und vor dem AAF. Signalparameter: **Radar:** $f_{\text{SV}} = 2,39 \text{ GHz}$, $f_{\text{EV}} = 2,426 \text{ GHz}$, $T_{\text{V}} = 250 \mu\text{s}$, $h_{\text{max}} = 147,7 \text{ MHz}$ (s. Filterimpulsantwort in Abb. A.2), $\tau_{\text{imp}} \approx 15,3 \mu\text{s}$, gemessen am erstem Bogen der Filterimpulsantwort von 10 % zu 10 %. **Störer:** $T_{\text{Puls}} = 3 \text{ ns}$, $T_{\text{Periode}} = 100 \text{ ns}$, Trägerfrequenz $f_0 = 2,4125 \text{ GHz}$, 2500 Pulse werden empfangen. LO-Signal und Störsignal (V_{Puls}) haben beim idealen Mischvorgang jeweils eine Amplitude von 1V. Die Amplitude des Mischerausgangssignals hat entsprechend 1V.

Die Frequenzrampe des FMCW-Radars schneidet zu mehreren Zeitpunkten die Spektrallinien des Pulsstörers. Die Abstände dieser Schnittpunkte lassen sich berechnen

$$\tau_{\perp, \text{Puls}} = \frac{1}{\frac{2,426 \text{ GHz} - 2,399 \text{ GHz}}{250 \mu\text{s}} \cdot 100 \text{ ns}} = 92,6 \mu\text{s}, \quad (\text{A.22})$$

was den zeitlichen Abständen der Markierungen in Abb. A.6 entspricht. Die Gestalt der Störungen ist sehr ähnlich zu den in Abschnitt 2.3 beschriebenen Störeffekten zwischen FMCW-Radaren. Jedoch führt die Mischung von Puls-Störer mit der FMCW-Frequenzrampe zur zusätzlichen Aufprägung des zuvor erwähnten DC, was in Abb. A.7 zu erkennen ist. Wird das Ausgangssignal des AAF betrachtet, so lässt sich die maximale Störampplitude im Zeitbereich mittels (A.21) abschätzen

$$\hat{x}_1 = \frac{1 \text{ V}}{2 \sqrt{\left| 0 - \frac{2,426 \text{ GHz} - 2,399 \text{ GHz}}{250 \mu\text{s}} \right|}} \cdot 147,7 \text{ MHz} \cdot \frac{3 \text{ ns}}{100 \text{ ns}} = 6,74 \text{ V}. \quad (\text{A.23})$$

Dieser Wert entspricht in etwa dem Maximum aus der Simulation (s. Abb. A.8, das markierte Maximum abzüglich des markierten Offsets ergibt $7,165 - 0,3193 \approx 6,85 \text{ V}$).

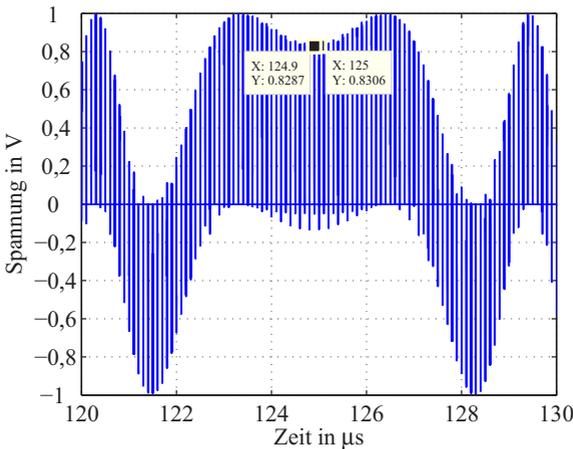


Abb. A.7: Aufprägung eines DC bei Störungen durch Pulsradare. Dieses Bild zeigt eine Vergrößerung von Abb. A.6. Der zeitliche Abstand der "Abtastung" entspricht $T_{\text{Periode}} = 100 \text{ ns}$.

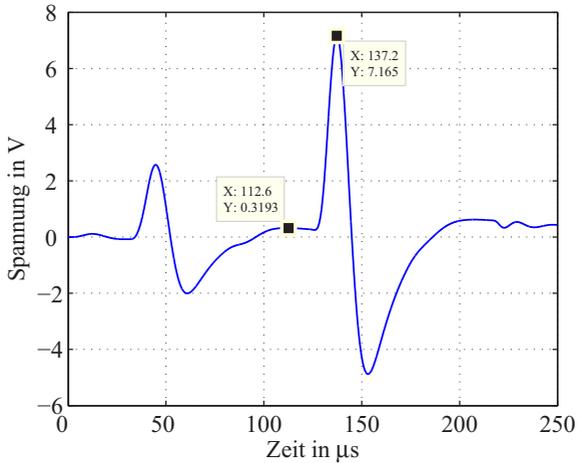


Abb. A.8: Die Puls-Störung bildet das AAF ab, wobei sich die Störhöhe mit (A.23) schätzen lässt. Die Simulationsparameter sind in Abb. A.6 gegeben.

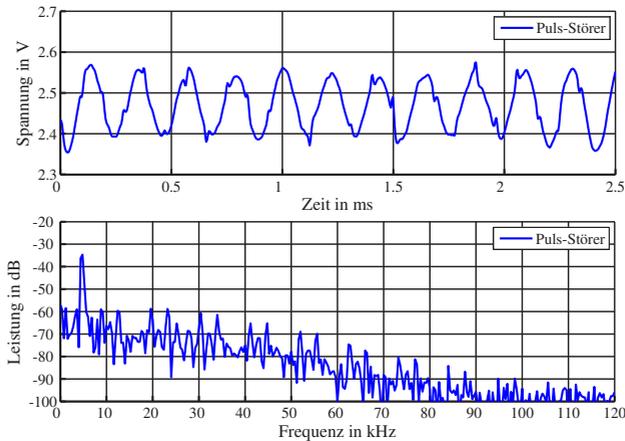


Abb. A.9: Beispielhaftes Spektrum einer Puls-Störung (Bei etwa 5 m ist ein Ziel zu sehen, keine Störung) [Ker14]. Die Störungen wurden mit Hilfe des Norm-Interferers generiert, welcher im Rahmen des MOSARIM Projekts entwickelt wurde [TFW⁺12]. Als Opfer-Radar diente das Experimentalaradar des Instituts (Abschnitt A.4). Für den Pulsstörer gilt $T_{\text{Periode}} = 100 \text{ ns}$ und $DC = 3/100$. Die Störspitzen im Zeitbereich sind damit etwa $93 \mu\text{s}$ voneinander entfernt.

Da die Störimpulshöhe von Puls-Störungen wegen des DC ohnehin niedriger ausfällt, als das für CW- oder FMCW-Störungen der Fall ist, sind Puls-Störungen für die Analog-Digital-Wandlung unproblematischer. Ohnehin ist die regulatorisch erlaubte Leistungsdichte von Puls-Signalen deutlich geringer, als für CW- oder FMCW-Signale (s. Tabelle 1.1).

Im Frequenzbereich sind Puls-Störungen als schmalbandige Störspitzen erkennbar, wie in Abb. A.9 für eine Messung mit dem Experimentalradar gezeigt. Diese können potentiell als Ziele erkannt werden und müssen durch einen geeigneten Tracking Prozess aussortiert werden.

Abbildungsverzeichnis

1.1	Auf Radar basierende Fahrerassistenzfunktionen	3
1.2	Skizzierung des Mehr-Nutzer Radarsimulators	5
2.1	Modell eines einkanaligen FMCW-Radars	8
2.2	Prinzip der Mischung im FMCW-Radar	10
2.3	Zusammenstellung von Spektrogrammen von Störungen	12
2.4	Beispiel einer gemessenen CW-Störung	12
2.5	Beispiel einer gemessenen FSK-Störung	13
2.6	Beispiel einer gemessenen FMCW-Störung	13
2.7	Beispiel einer gemessenen CS-Störung	13
2.8	Grundlegendes Systemmodell für Diskussion der Interferenzeffekte	15
2.9	Visualisierung des FMCW-Prinzips mit Störsignalen im Frequenz-Zeit-Diagramm	23
2.10	Testaufbau für Signalmodell	26
2.11	Vergleich von Messung und Signalmodell für I/Q-Empfänger	27
2.12	Simuliertes Nutzsignal im Vergleich zur Messung mit Experimentalradar	27
2.13	Gestalt des Störsignals nach idealer Mischung im Zeitbereich für verschiedene Phasenlagen	30
2.14	Vergleich von Modellierung und Messung einer FMCW-Störung	31
2.15	Modellierung von Störsignal im Frequenzbereich 1	34
2.16	Modellierung von Störsignal im Frequenzbereich 2	34
2.17	Vergleich von Modellierung und Messung im Frequenzbereich	35
2.18	Prinzip des AAF mit Dynamikkompression	37
2.19	Für Erläuterungen verwendete Tief- und Bandpassfilter	37
2.20	Einfluss des Filters auf die Form des Störsignals	38
2.21	Abhängigkeit der maximalen, absoluten Amplitude des Störsignals von τ_c bzw. $\Delta\mu$	40

2.22	Messaufbau für Verifikation mittels mit realem FMCW-Radar	40
2.23	Beispiel gestörter Signale im Zeitbereich mit unterschiedlichem $\Delta\mu$	41
2.24	Modellierung mit reduzierter Abtastezeit (nach Filterung)	44
2.25	Prinzipzeichnung weiterer Typen von Störsignalen	45
2.26	Mehrfache Störungen und Auswirkung auf das Spektrum	47
2.27	Störampplituden bei CS-Störung	49
2.28	Verlauf der maximalen Störampplitude im Zeitbereich in Abhängigkeit von Rampenparametern	51
2.29	Verlauf der mittleren Störleistung in Abhängigkeit von T_V/T_I	52
2.30	Bestimmung von $x_{I,RMS}^2$ im Frequenzbereich	52
2.31	Verlauf der maximalen Störampplitude im Frequenzbereich in Abhängigkeit von T_V/T_I	53
2.32	Zerlegung von mehrfachen Störungen	55
2.33	Erhebung von Daten zur Überprüfung des Modells	56
2.34	Vergleich von Messung und Simulation für eine einzelne CW-Störung im Zeit- und Frequenzbereich	57
2.35	Vergleich von Messung und Simulation für $T_V/T_I = 6$ im Zeit- und Frequenzbereich	58
2.36	Vergleich von Messung und Simulation für $T_V/T_I = 100$ im Zeit- und Frequenzbereich	58
2.37	Beispiel für biomadale Verteilung von Störampplituden	59
2.38	Messaufbau zur Überprüfung der Faustformel für den Gewinn	60
2.39	Demonstration des Gesamtmodells	61
2.40	Einfluss einer Fensterung auf ein gestörtes Signal im Zeit- und Frequenzbereich	64
2.41	I/Q-Empfänger und empfangene Störsignale	64
2.42	Setup für Simulation des Gewinns mit LTspice	65
2.43	Gewinn eines FMCW-Radars gegenüber einer als FMCW-Signal beschreibbaren Störung in der Simulation	66
2.44	Idealisiertes Szenario eines gestörten Radars im Freiraum	68
2.45	Einordnung der Konstellationen aus Radar, Ziel und Störer	71
2.46	Isolinien eines Radars für verschiedene Gewinne	72
2.47	Modell für einen Hochpass zur Dynamikkompensation	74
2.48	Minimal benötigter Dynamikbereich des ADC bei nahezu kohärenter Störung	75

2.49	Aufschwingen des Filters in Abhängigkeit der Signal- und Zielparameter	77
3.1	Vergleich von realer und virtueller Testfahrt	80
3.2	Konzept der Systemsimulation mit Evaluation	84
3.3	Von VISSIM bereitgestelltes Straßenszenario	86
3.4	Prinzip der festen Beobachtungszone	89
3.5	Prinzip der dynamischen Beobachtungszone	89
3.6	Polygonmodelle für Pkw, Transporter und Lkw	90
3.7	Aufbau eines Szenarios zur Verwendung mit einer Software zur Berechnung der Wellenausbreitung	91
3.8	Beispiel einer Systemsimulation mit manueller Szenario-Generierung	94
3.9	Mit Editor manuell erstelltes Szenario	95
3.10	Problematik bei Simulation des RFK mit Geometrischer Optik	99
3.11	Aufteilung der Wellenausbreitungssimulation in zwei Stufen	101
3.12	Herleitung der Modifikation der Pfadparameter	102
3.13	Vermessene Fahrzeuge in der Messkammer des Institute for the Protection and Security of the Citizen des JRC in Ispra, Italien.	105
3.14	Monostatisches RCS von Pkw und Transporter (gemittelt über 24-24,25 GHz)	106
3.15	Monostatisches RCS von Pkw und Transporter (gemittelt über 23-27 GHz)	106
3.16	Gemessenes monostatisches RCS von Zweirädern	107
3.17	Einfluss der Polarisation auf das RCS	107
3.18	Einfluss der Bestrahlungshöhe auf das RCS	108
3.19	Emulation des monostatischen RCS	108
3.20	Streupunkte erlauben die Detektion teilweise verdeckter Ziele	110
4.1	Definition einer festen Beobachtungszone auf gerader Strecke	113
4.2	Prinzip der Berechnung von \bar{P}_{RI}	114
4.3	Richtcharakteristiken für die synthetischen Antennen	115
4.4	Gewählte Antennenkonfiguration für zwei typische Radareinbaupositionen	116
4.5	Einfluss der Radarpenetrationsrate auf \bar{P}_{RI}	117
4.6	Szenario B: Einfluss der Anzahl von Fahrstreifen auf das \bar{P}_{RI} in einem FLR	119

4.7	Szenario B: Einfluss der Anzahl von Fahrstreifen auf das \bar{P}_{RI} in einem BLRL	119
4.8	Einfluss eines Tunnels auf \bar{P}_{RI}	121
4.9	Einfluss der Wunschgeschwindigkeit auf die \bar{P}_{RI}	122
4.10	Szenario einer Kreuzung in der Innenstadt von Karlsruhe	123
4.11	Zweite FLR-Antennenvariante	124
4.12	\bar{P}_{RI} für ein FLR bei der Fahrt durch eine Kreuzung für verschiedene RPR	125
4.13	\bar{P}_{RI} für ein BLRL bei der Fahrt durch eine Kreuzung für verschiedene RPR	125
4.14	\bar{P}_{RI} für ein BLRR bei Fahrt durch Kreuzung für verschiedene RPR	126
4.15	Relative Summenhäufigkeiten von Störleistungen für eine stark befahrene Hauptverkehrsstraße zusammen mit der Empfangsleistung für verschiedene Radarziele	128
4.16	Relative Summenhäufigkeit von Störleistungen am Antennenport für eine Kreuzung zusammen mit der Empfangsleistung für einen Fußgänger an einem FLR	129
5.1	Skizze eines HIL-Tests für Radarsensoren, gestützt durch einen virtuellen Test	132
5.2	Detektion eines Fußgängers bei aktiven Störquellen	134
5.3	Zwei Momentaufnahmen für die Detektion eines Fußgängers	134
5.4	Details zum Simulations-Setup für die Detektion des Fußgängers	136
5.5	Vergleich von Nutz- und Störleistung, sowie Rauschleistung inkl. Prozessierungsgewinnen am Antennenport der Empfangsantenne des Radars	136
5.6	Winkel-Leistungsspektrum für Sekunde 1 der Simulation	138
5.7	Winkel-Leistungsspektrum für Sekunde 2 der Simulation	138
5.8	Einfahrt in Kreisverkehr	139
5.9	Tracks für die Einfahrt in Kreisverkehr	141
5.10	Tracks für die Einfahrt in Kreisverkehr mit aktiven Störquellen	141
5.11	Prinzip der Polarisationsdiversität und Unterteilung des Spektrums in Teilbänder	144
5.12	Adaptive Entscheidungsschwelle bei gleichmäßigem Anstieg der spektralen Leistungsdichte durch Störungen	147

5.13	Parametrisierung eines Ausreißertests anhand einer Systemsimulation	149
5.14	Störszenario auf einer Autobahn	150
5.15	Detektion und Unterdrückung einer Störung im Zeitbereich	151
5.16	Spektrum des Signals nach Unterdrückung der Störung	151
5.17	Störunterdrückung durch Variation der Pausenzeiten	153
5.18	Störunterdrückung durch Variation der belegten Frequenz	155
5.19	Wechsel des Frequenzbereichs zur Vermeidung von Störung in nächstem Messzyklus oder in nächster Frequenzrampe	157
5.20	Variable Verstärkung zur Verbesserung des Signal-zu-Interferenz Verhältnisses	158
A.1	Verwendetes Kugelkoordinatensystem	167
A.2	Filtercharakteristiken des Experimentalradars	169
A.3	Aufbau zur Generierung von Störsignalen 1	170
A.4	Aufbau zur Generierung von Störsignalen: Detailaufnahme	170
A.5	Prinzip der Störung von FMCW-Radaren durch Pulsradare	174
A.6	Gestalt einer Pulsstörung im FMCW-Radar nach Mischvorgang	175
A.7	Aufprägung eines DC bei Störungen durch Pulsradare	176
A.8	Abschätzung der Störimpulshöhe bei Pulsstörung	177
A.9	Beispielhaftes Spektrum einer Puls-Störung	177

Tabellenverzeichnis

1.1	Frequenzregulierung für Kfz-Radare in Deutschland	2
2.1	Signalparameter für Radarsignal und Störquellen	11
2.2	Parameter typischer frequenzmodulierter Störsignale	46
3.1	Auflistung relevanter VISSIM-Exportparameter	87
3.2	Aufbereitete Informationen aus Fzp- und INP-Datei	87
4.1	Detaillierte Beschreibung der simulierten Szenarien für gerade Fahrspuren	112
4.2	Liste der für die Wellenausbreitungssimulation verwendeten Materialparameter	112
4.3	Äußere Abmessungen der hier verwendeten Fahrzeuge in Metern . . .	113
4.4	Momente von \bar{P}_{RI} für Szenario B	120
4.5	Momente von \bar{P}_{RI} für Szenario C	120
4.6	Momente von \bar{P}_{RI} für das Kreuzungsszenario	126
5.1	Einfluss von Interferenz auf die Empfindlichkeit eines Radars	142
A.1	Wahrheitsmatrix	172

Literaturverzeichnis

- [Ahb14] D. Ahbe, “Untersuchung der Funktionalität von automobilen Radarsystemen in Multi-Nutzer Szenarien,” Masterarbeit am Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik, Karlsruher Institut für Technologie, 2014.
- [Atm12] J. Atman, “Detektion und Reparatur von Störungen in automobilen FMCW-Radarsignalen im Zeitbereich,” Bachelorarbeit am Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik, Karlsruher Institut für Technologie, 2012.
- [AWE14] AWE Communications GmbH, “WinProp Version 13,” 2014. Web-Adresse: www.awe-communications.com
- [Bal12] C. A. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*. Wiley, 2012.
- [BBT14] M. Boban, J. Barros, and O. K. Tonguz, “Geometry-Based Vehicle-to-Vehicle Channel Modeling for Large-Scale Simulation,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 2014.
- [BEH10] H. Buddendick, T. Eibert, and J. Hasch, “Bistatic Scattering Center Models for the Simulation of Wave Propagation in Automotive Radar Systems,” in *German Microwave Conf.*, Mar. 2010, S. 288–291.
- [Bel82] E. Belohoubek, “Radar Control for Automotive Collision Mitigation and Headway Spacing,” *IEEE Trans. on Veh. Technol.*, Bd. 31, Nr. 2, S. 89–99, May 1982.

- [BKD⁺15] M. Barjenbruch, D. Kellner, K. Dietmayer, J. Klappstein, and J. Dickmann, “A Method for Interference Cancellation in Automotive Radar,” in *IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM)*, Apr. 2015, S. 1–4.
- [BKS⁺12] F. Boderau, M. Kunert, P.-F. Sammartino, H. Meinel, A. John, A. Ossowska, T. Schipper, and R. Pietsch, “Investigation and Evaluation of Interference Mitigation Methods V1.3.” MOSARIM, FP7 Projekt der Europäischen Union, CNTR 248 231, 2012.
- [BL15] J. Bock und R. Lachner, “SiGe BiCMOS and eWLB Packaging Technologies for Automotive Radar Solutions,” in *IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM)*, Apr. 2015, S. 1–4.
- [BP99] S. Blackman und R. Popoli, *Modern Tracking Systems*. Artech House, 1999.
- [Bro07] G. Brooker, “Mutual Interference of Millimeter-Wave Radar Systems,” *IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility*, Bd. 49, Nr. 1, S. 170–181, Feb. 2007.
- [BSMM08] I. Bronštein, K. A. Semendjajew, G. Musiol, und H. Mühlig, *Taschenbuch der Mathematik*, 7te Aufl. Verlag Harri Deutsch GmbH, 2008.
- [BTJ13] M. Braun, R. Tanbourgi, und F. K. Jondral, “Co-Channel Interference Limitations of OFDM Communication-Radar Networks,” *Journal on Wireless Communications and Networking*, 2013.
- [Bud11] H. Buddendick, “Streuzentrenmodelle zur Simulation der Wellenausbreitung für automobiler Radar- und Funkssysteme,” Dissertation, Lehrstuhl für Hochfrequenztechnik, Technische Universität München, 2011.
- [Buna] Bundesnetzagentur, “Verfügung 33 / 2014.”
- [Bunb] Bundesnetzagentur, “Verfügung 41 / 2012.”
- [Bunc] Bundesnetzagentur, “Verfügung 66 / 2014.”

-
- [Bun10] Bundesanstalt für Straßenwesen (BASt), “Automatische Zählstellen 2010,” <http://www.bast.de>, 2010, last accessed August 2012.
- [BW15] J. Bechter und C. Waldschmidt, “Automotive Radar Interference Mitigation by Reconstruction and Cancellation of Interference Component,” in *IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM)*, Apr. 2015, S. 1–4.
- [BWMS13] F. Bauer, X. Wang, W. Menzel, und A. Stelzer, “A 79-GHz Radar Sensor in LTCC Technology Using Grid Array Antennas,” *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, Bd. 61, Nr. 6, S. 2514–2521, Jun. 2013.
- [CMEM⁺13] P. Chen, S. Meric, R. El-Makhour, O. Lafond, und M. Himdi, “Investigating the Influence of Rotating Steel Platform in the RCS Measurement of Vehicles at 22-26 GHz for Automotive Radar Application,” in *7th European Conf. on Antennas and Propagation*, Apr. 2013, S. 3606–3610.
- [DKWF11] M. Dudek, D. Kissinger, R. Weigel, und G. Fischer, “A Millimeter-Wave FMCW Radar System Simulator for Automotive Applications Including Nonlinear Component Models,” in *European Radar Conf.*, Okt. 2011, S. 89–92.
- [DNK⁺12] M. Dudek, I. Nasr, D. Kissinger, R. Weigel, und G. Fischer, “The Impact of Antenna Characteristics on Target Detection in FMCW-Radar System Simulations for Automotive Applications,” in *IEEE Radio and Wireless Symp.*, Jan. 2012, S. 107–110.
- [dSP] dSPACE GmbH. Web-Adresse: <https://www.dspace.com/>
- [DWK⁺10] M. Dudek, R. Wahl, D. Kissinger, R. Weigel, und G. Fischer, “Millimeter Wave FMCW Radar System Simulations Including a 3D Ray Tracing Channel Simulator,” in *Proc. Asia-Pacific Microwave Conf.*, Dez. 2010, S. 1665–1668.
- [ETS09a] “Short Range Radar Equipment Operating in the 77 GHz to 81 GHz Band; Part 1: Technical Requirements and Meth-

- ods of Measurement,” European Telecommunications Standards Institute, Tech. Rep. ETSI EN 302 264-1, V1.1.1, 2009.
- [ETS09b] “Short Range Radar Equipment Operating in the 77 GHz to 81 GHz Band; Part 2: Harmonized EN Covering the Essential Requirements of Article 3.2 of the R&TTE Directive,” European Telecommunications Standards Institute, Tech. Rep. ETSI EN 302 264-2, V1.1.1, 2009.
- [ETS12a] “Short Range Radar Equipment Operating in the 24 GHz Range; Part 1: Technical Requirements and Methods of Measurement,” European Telecommunications Standards Institute, Tech. Rep. ETSI EN 302 288-1, V1.6.1, 2012.
- [ETS12b] “Short Range Radar Equipment Operating in the 24 GHz Range; Part 2: Harmonized EN Covering the Essential Requirements of Article 3.2 of the R&TTE Directive,” European Telecommunications Standards Institute, Tech. Rep. ETSI EN 302 288-2, V 1.6.1, 2012.
- [ETS13a] “Automotive Radar Equipment Operating in the 24.05 GHz up to 24.25 GHz or 24.50 GHz Frequency Range; Part 1: Technical Characteristics and Test Methods,” European Telecommunications Standards Institute, Tech. Rep. ETSI EN 302 858-1 V1.3.1, 2013.
- [ETS13b] “Automotive Radar Equipment Operating in the 24.05 GHz up to 24.25 GHz or 24.50 GHz Frequency Range; Part 2: Harmonized EN Covering the Essential Requirements of Article 3.2 of the R&TTE Directive,” European Telecommunications Standards Institute, Tech. Rep. ETSI EN 302 858-2 V1.3.1, 2013.
- [ETS14a] “Radar Equipment Operating in the 76 GHz to 77 GHz Range; Part 1: Technical Characteristics and Test Methods for Ground Based Vehicular Radar Equipment Operating in the 76 GHz to 77 GHz Range,” European Telecommunications Standards Institute, Tech. Rep. ETSI EN 301 091-1 V1.4.0, 2014.
- [ETS14b] “Radar Equipment Operating in the 76 GHz to 77 GHz Range; Part 2: Harmonized EN Covering the Essential Requirements of

- Article 3.2 of the R&TTE Directive for Ground Based Vehicular Radar Equipment Operating in the 76 GHz to 77 GHz Range,” European Telecommunications Standards Institute, Tech. Rep. ETSI EN 301 091-2 V1.4.0, 2014.
- [EUR13] *European New Car Assessment Programme (EURO NCAP) Test Protocol - AEB Systems*, Std., Rev. Version 1.0, Jul. 2013.
- [FBBM13] C. Fischer, M. Barjenbruch, H. Bloecher, und W. Menzel, “Detection of Pedestrians in Road Environments with Mutual Interference,” in *14th Int. Radar Symp.*, Bd. 2, 2013, S. 746–751.
- [FGBD11] C. Fischer, M. Goppelt, H.-L. Bloecher, und J. Dickmann, “Minimizing Interference in Automotive Radar Using Digital Beamforming,” in *Advances in Radio Science*, Bd. 9, Jul. 2011, S. 45–48.
- [FGC13] J. Fortuny-Guasch und J.-M. Chareau, “Radar Cross Section Measurements of Pedestrian Dummies and Humans in the 24/77 GHz Frequency Bands,” European Commission - Joint Research Center - Institute for the Protection and Security of the Citizen, Tech. Rep. EUR 25762 EN, 2013.
- [FJ15] J. Fink und F. Jondral, “Comparison of OFDM Radar and Chirp Sequence Radar,” in *Radar Symposium (IRS), 2015 16th International*, June 2015, S. 315–320.
- [FMKW06] T. Fügen, J. Maurer, T. Kayser, und W. Wiesbeck, “Capability of 3-D Ray Tracing for Defining Parameter Sets for the Specification of Future Mobile Communications Systems,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Bd. 54, Nr. 11, S. 3125–3137, 2006.
- [Fou15] Fourier Transforms, “Fourier Transform Pairs,” 2015. Web-Adresse: <http://www.thefouriertransform.com/pairs/fourier.php>
- [FWMW03] T. Fügen, C. Waldschmidt, J. Maurer, und W. Wiesbeck, “MIMO-capacity of bridge access points based on measurements and simulations for arbitrary arrays,” in *Personal Mobile Communications Conf., 2003. 5th European (Conf. Publ. No. 492)*, Apr. 2003, S. 467–471.

- [Gau05] W. Gaus, *Dokumentations- und Ordnungslehre: Theorie und Praxis des Information Retrieval*. Xamen.press. Springer, Berlin, 2005, Bd. 5., überarb. Auflage.
- [GBM10] M. Goppelt, H.-L. Blöcher, und W. Menzel, “Automotive radar – investigation of mutual interference mechanisms,” in *Advances in Radio Science*, 2010, S. 1–6.
- [GDMP12] F. Gini, A. De Maio, und L. Patton, Hrsg., *Waveform Design and Diversity for Advanced Radar Systems*, Ser. IET radar, sonar and navigaton series ; 22. London: Institution of Engineering and Technology, 2012.
- [GK13] 79GHz-Konsortium, “General Overview CSA 79GHz Project.” FP7 Projekt der Europäischen Union, CNTR 287 929, 2013.
- [Gop11] Goppelt, M. and Blöcher, H.-L. and Menzel, W., “Analytical Investigation of Mutual Interference between Automotive FMCW Radar Sensors,” in *German Microwave Conf.*, Darmstadt, Deutschland, Mrz. 2011, S. 1–4.
- [Gra15] “Collision Avoidance Sensors Market Analysis By Technology (Radar, Camera, Ultrasound, LiDAR), By Application (Adaptive Cruise Control (ACC), Blind Spot Detection (BSD), Forward Collision Warning System (FCWS), Lane Departure Warning System (LDWS), Parking Assistance) And Segment Forecasts To 2020,” Grand View Research, Tech. Rep., 2015.
- [GRS05] B. Girod, R. Rabenstein, und A. Stenger, *Einführung in die Systemtheorie*. B.G. Teubner Verlag, 2005.
- [Gru69] F. Grubbs, *Procedures for Detecting Outlying Observations in Samples*. Technometrics, 1969, Bd. 11(1).
- [Gru13] F. Gruenhaupt, “Radarsimulator zur Evaluierung von Interferenz-Gegenmaßnahmen für Fahrerassistenzsysteme,” Masterarbeit am Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik, Karlsruher Institut für Technologie, 2013.

- [GW98] N. Geng und W. Wiesbeck, *Planungsmethoden für die Mobilkommunikation: Funknetzplanung unter realen physikalischen Ausbreitungsbedingungen*. Springer Verlag, 1998.
- [Har78] F. Harris, “On the Use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform,” *Proceedings of the IEEE*, Bd. 66, Nr. 1, S. 51–83, 1978.
- [HCZZ11] M. Harter, S. Chaudhury, A. Zioff, und T. Zwick, “Realization of an Innovative 3D Imaging Digital Beamforming Radar System,” in *Proc. of the IEEE CIE Int. Conf. on Radar*, Chengdu, China, Okt. 2011.
- [HH15] M. Haselhoff und S. Hakuli, “ECUs für kamerabasierte Fahrerassistenzsysteme im Closed-Loop-Verfahren,” IPG Automotive GmbH, Tech. Rep., Apr. 2015.
- [HHR95] A. Höß, W. Hosp, und H. Rauner, “Comparison of Radar and Infrared Distance Sensors for Intelligent Cruise Control Systems,” in *Proc. SPIE 2511, Law Enforcement Technologies: Identification Technologies and Traffic Safety*, Bd. 208, Sep. 1995.
- [Hip95] A. Hippel, *Dielectric Materials and Applications*. British Library Cataloguing in Publication Data, 1995.
- [His95] M. Hischke, “Collision Warning Radar Interference,” in *Proc. Intelligent Veh. Symp.*, Sep. 1995, S. 13–18.
- [HKZ10] M. Harter, A. Kornbichler, und T. Zwick, “A Modular 24 GHz Radar Sensor for Digital Beamforming on Transmit and Receive,” in *European Radar Conf.*, Paris, Frankreich, Sept. 2010.
- [HM95] D. Helbing und P. Molnár, “Social Force Model for Pedestrian Dynamics,” *Physical Review E*, S. 4282–4286, 1995.
- [HMS⁺] M. Harter, T. Mahler, T. Schipper, A. Zioff, und T. Zwick, “2-D Antenna Array Geometries for MIMO Radar Imaging by Digital Beamforming,” in *European Radar Conf.*, Nürnberg, Deutschland.

- [HSZ⁺12] M. Harter, T. Schipper, L. Zwirello, A. Ziroff, und T. Zwick, "24 GHz Digital Beamforming Radar with T-Shaped Antenna Array for Three-Dimensional Object Detection," *Int. J. of Microwave and Wireless Technologies*, Bd. 4, S. 327–334, Mai 2012.
- [HSZZ13] M. Harter, T. Schipper, L. Zwirello, und T. Zwick, "Detection of Overhead Contact Lines with a 2D-Digital-Beamforming Radar System for Automatic Guidance of Trolley Trucks," *International Journal of Vehicular Technology*, Bd. ID 914351, S. 1–5, 2013.
- [HTS⁺12] J. Hasch, E. Topak, R. Schnabel, T. Zwick, R. Weigel, und C. Waldschmidt, "Millimeter-Wave Technology for Automotive Radar Sensors in the 77 GHz Frequency Band," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, Bd. 60, Nr. 3, S. 845–860, Mar. 2012.
- [HZ11] M. Harter und T. Zwick, "An FPGA Controlled Digital Beamforming Radar Sensor with Three-Dimensional Imaging Capability," in *Proceedings of the International Radar Symposium IRS*, Leipzig, Deutschland, Sept. 2011.
- [HZZ11] M. Harter, A. Ziroff, und T. Zwick, "Three-Dimensional Radar Imaging by Digital Beamforming," in *Proc. European Radar Conf.*, Manchester, Vereinigtes Königreich, Okt. 2011.
- [Ind15] "Advanced Driver Assistance Systems (ADAS) Market Analysis - By Modules (ACC, TPMS, BSD, LDWS, FCMS, AEB); By Sensors (Image, RADAR, Laser); By Vehicle (Passenger, LCV, HCV)-With Forecast (2015 - 2020)," IndustryARC, Tech. Rep., 2015.
- [Inf14] *Infineon Technologies AG Geschäftsbericht*, 2014.
- [Ins13] Institute of Transportation Systems DLR, "SUMO - Simulation of Urban Mobility," Okt. 2013. Web-Adresse: <http://sumo-sim.org/>
- [IPG14] IPG Automotive GmbH, "Carmaker, Simulationslösung für den virtuellen Fahrversuch, IPG Automotive GmbH," 2014. Web-Adresse: <https://ipg-automotive.com/de/>

-
- [Jal14] M. Jalilvand, "High Frequency Laboratory Experiment 4: Microwave FMCW Radar," 2014.
- [Jan11] M. Janson, "Hybride Funkkanalmodellierung für ultrabreitbandige MIMO-Systeme," Dissertation, Institut für Höchsthochfrequenztechnik und Elektronik, Karlsruher Institut für Technologie, 2011.
- [Kay02] T. Kayser, "Realistische Charakterisierung des zeitvarianten MIMO-Übertragungskanal," Diplomarbeit, Universität Karlsruhe (TH), Karlsruhe, 2002.
- [Ker14] O. Kern, "Untersuchung von Interferenzeffekten zwischen Automotive-Radarsystemen," Masterarbeit am Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik, Karlsruher Institut für Technologie, 2014.
- [KICR13] B.-H. Ku, O. Inac, M. Chang, and G. Rebeiz, "75-85 GHz Flip-Chip Phased Array RFIC with Simultaneous 8-Transmit and 8-Receive Paths for Automotive Radar Applications," in *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC)*, Jun. 2013, S. 371–374.
- [KMFA10] M. Kunert, H. Meinel, C. Fischer, and M. Ahrholdt, "Report on Interference Density Increase by Market Penetration Forecast," MOSARIM consortium, CNTR 248 231, Tech. Rep. D1.6, Sep. 2010.
- [LHL⁺10] T. Lange, N. Harb, H. Liu, S. Niar, and R. Ben Atitallah, "An Improved Automotive Multiple Target Tracking System Design," in *13th Euromicro Conf. on Digital System Design: Architectures, Methods and Tools (DSD)*, 2010, S. 255–258.
- [Lue89] R. Luebbers, "A Heuristic UTD Slope Diffraction Coefficient for Rough Lossy Wedges," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Bd. 37, Nr. 2, S. 206–211, 1989.
- [Mah11] B. R. Mahafza, *Radar Signal Analysis and Processing Using MATLAB*. CRC Press, 2011.

- [Mau05] J. Maurer, "Strahlenoptisches Kanalmodell für die Fahrzeug-Fahrzeug-Funkkommunikation," Dissertation, Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik, Universität Karlsruhe, 2005.
- [MDDW00] J. Maurer, O. Drumm, D. Didascalou, und W. Wiesbeck, "A Novel Approach in the Determination of Visible Surfaces in 3D Vector Geometries for Ray-Optical Wave Propagation Modelling," in *Proc. Veh. Technology Conf. - Spring*, Bd. 3, 2000, S. 1651–1655 vol.3.
- [Men99] R. Mende, "Radarsysteme zur automatischen Abstandsregelung in Automobilen," Promotion an der Gemeinsamen Fakultät für Maschinenbau und Elektrotechnik der Technischen Universität Carolo-Wilhelmina zu Braunschweig, 1999.
- [MK12] MOSARIM-Konsortium, "More Safety for All by Radar Interference Mitigation." FP7 Projekt der Europäischen Union, CNTR 248 231, 2010-2012.
- [MNK12] I. Matsunami, R. Nakamura, und A. Kajiwara, "RCS Measurements for Vehicles and Pedestrian at 26 and 79 GHz," in *6th Int. Conf. on Signal Processing and Communication Systems (ICSPCS)*, Dez. 2012, S. 1–4.
- [MPM90] D. A. McNamara, C. W. I. Pistorius, und J. A. G. Malherbe, *Introduction to the Uniform Geometrical Theory of Diffraction*. Artech House, 1990.
- [OR05] D. Oprisan und H. Rohling, "Analysis of Mutual Interference between Automotive Radar Systems," in *Int. Radar Symp., Berlin*, Sep. 2005, S. 1–4.
- [Pac04] P. E. Pace, *Detecting and Classifying Low Probability of Intercept Radar*. Artech House, 2004.
- [Pea05] R. Pearson, *Mining Imperfect Data : Dealing with Contamination and Incomplete Records*. Society for Industrial and Applied Mathematics, Philadelphia, PA, 2005.

-
- [PTV14] PTV Planung Transport Verkehr AG, Karlsruhe, Germany, “VISSIM, Software zur mikroskopischen Simulation des Verkehrsflusses,” 2014. Web-Adresse: www.ptv-vision.com
- [Rem14] Remcom, “Wireless InSite,” 2014. Web-Adresse: www.remcom.com/wireless-insite
- [RMHS12] M. Richards, W. Melvin, W. Holm, und J. Scheer, *Principles of Modern Radar: Advanced Techniques*, Ser. EBSCO ebook academic collection. Institution of Engineering and Technology, 2012.
- [Roh83] H. Rohling, “Radar CFAR Thresholding in Clutter and Multiple Target Situations,” *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, Bd. AES-19, Nr. 4, S. 608–621, July 1983.
- [Roh11] Rohling, H., “Ordered Statistic CFAR Technique - An Overview,” in *Proc. of Int. Radar Symposium (IRS)*, Sep. 2011, S. 631–638.
- [Roh15] Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG, “Measuring and Testing with the ARTS9510 Family of Automotive Radar Target Simulators,” Application Brochure — 01.00, Mar. 2015.
- [RSH10] M. A. Richards, J. A. Scheer, und W. A. Holm, Hrsg., *Basic Principles*, Ser. Principles of Modern Radar. SciTech Publishing, Inc., 2010.
- [SD08] A. Schulze und E. Dietrich, *Statistische Verfahren zur Maschinen- und Prozessqualifikation*. Hanser, Carl, 2008.
- [SFGT⁺11] T. Schipper, J. Fortuny-Guasch, D. Tarchi, L. Reichardt, und T. Zwick, “RCS Measurement Results for Automotive Related Objects at 23-27 GHz,” in *Proc. European Conf. Antennas and Propag.*, Rom, Italien, Apr. 2011, S. 683–686.
- [SHM⁺14] T. Schipper, M. Harter, T. Mahler, O. Kern, und T. Zwick, “Discussion of the Operating Range of Frequency Modulated Radars in the Presence of Interference,” *International Journal of Microwave and Wireless Technology*, Bd. Special Issue 3-4, S. 371–378, Jun. 2014.

- [Sko01] M. I. Skolnik, *Introduction to Radar Systems*. Boston: McGraw Hill, 2001.
- [SPH⁺15] T. Schipper, S. Prophet, M. Harter, L. Zwirello, und T. Zwick, "Simulative Prediction of the Interference Potential Between Radars in Common Road Scenarios," *IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility*, Bd. 57, Nr. 3, S. 322–328, Jun. 2015.
- [SSA⁺15] T. Schipper, J. Schlichenmaier, D. Ahbe, T. Mahler, J. Kowalewski, und T. Zwick, "A Simulator for Multi-User Automotive Radar Scenarios," in *IEEE MTT-S International Conference on Microwave for Intelligent Mobility (ICMIM)*, Apr. 2015, S. 1–4.
- [Sti00] C. Stiller, "Tabelle zur Fourier-Transformation," Institut für Mess- und Regelungstechnik Universität Karlsruhe (TH), 2000.
- [Str10] Straßenverkehrszentrale Baden-Württemberg, "Straßenverkehr in Baden-Württemberg: Ergebnisse der großen Straßenverkehrszählung 2010," 2010.
- [Stu12] C. Sturm, "Gemeinsame Realisierung von Radar-Sensorik und Funkkommunikation mit OFDM-Signalen," Dissertation, Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik, Karlsruhe Institut für Technologie, 2012.
- [TFW⁺12] F. Torres, C. Frank, W. Weidmann, T. Mahler, T. Schipper, und T. Zwick, "The Norm-Interferer - An Universal Tool to Validate 24 and 77 GHz Band Automotive Radars," in *European Radar Conf.*, 2012, S. 6–9.
- [TLB10] Y. Tao, H. Lin, und H. Bao, "GPU-Based Shooting and Bouncing Ray Method for Fast RCS Prediction," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Bd. 58, Nr. 2, S. 494–502, 2010.
- [TSG12] U. Tietze, C. Schenk, und E. Gamm, *Halbleiter-Schaltungstechnik*, 14te Aufl. Berlin: Springer, 2012.
- [WB06] G. Welch und G. Bishop, "An Introduction to the Kalman Filter," *University of North Carolina at Chapel Hill*, 2006.

- [Wie74] R. Wiedemann, “Simulation des Strassenverkehrsflusses,” Habilitation am Institut für Verkehrswesen der Universität Karlsruhe, 1974.
- [Wie09] W. Wiesbeck, *Radar Systems Engineering*. Karlsruhe Institut für Technologie, 2009.
- [Wik15] Wikipedia, “Beurteilung eines Klassifikators — Wikipedia, Die freie Enzyklopädie,” 2015, [Online; Stand 14. Oktober 2015]. Web-Adresse: {https://de.wikipedia.org/w/index.php?title=Beurteilung_eines_Klassifikators&oldid=146170992}
- [Win12] H. Winner, *Handbuch Fahrerassistenzsysteme*. Vieweg+Teubner Verlag, 2012, Kap. Radarsensorik, S. 123–171.
- [WK91] W. Wiesbeck und D. Kahny, “Single Reference, Three Target Calibration and Error Correction for Monostatic, Polarimetric Free Space Measurements,” *Proc. IEEE*, Bd. 79, S. 1551–1558, 1991.
- [WS15] X. Wang und A. Stelzer, “79-GHz LTCC RF-Frontend Deploying 45 Degree Linear-Polarized Vertical Parallel-Feed Antennas,” in *IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM)*, Apr. 2015, S. 1–4.
- [WWS15] M. Weiskopf, C. Wohlfahrt, und A. Schmidt, *Absicherung eines Radarsensors im Systemverbund mit der Hardware-in-the-Loop Testtechnologie*. Lecture Notes in Informatics (LNI) - Proceedings, Series of the Gesellschaft für Informatik (GI), Apr. 2015, Bd. P-240, Kap. Automotive – Safety & Security 2014, S. 29–40.

Eigene Veröffentlichungen

Veröffentlichungen in Fachzeitschriften

- [1] **T. Schipper**, S. Prophet, M. Harter, L. Zwirello, und T. Zwick, "Simulative Prediction of the Interference Potential Between Radars in Common Road Scenarios," IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, Bd. 57, Nr. 3, S. 322–328, Jun. 2015.
- [2] L. Zwirello, **T. Schipper**, M. Jalilvand und T. Zwick, "Realization Limits of Impulse-Based Localization System for Large-Scale Indoor Applications," in IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, Bd. 64, Nr. 1, S. 39-51, 2015.
- [3] **T. Schipper**, M. Harter, T. Mahler, O. Kern, und T. Zwick, "Discussion of the Operating Range of Frequency Modulated Radars in the Presence of Interference," Int. Journal of Microwave and Wireless Technology, Bd. Special Issue 3-4, S. 371–378, Jun. 2014.
- [4] M. Harter, **T. Schipper**, L. Zwirello und T. Zwick, "Detection of Overhead Contact Lines with a 2D-Digital-Beamforming Radar System for Automatic Guidance of Trolley Trucks," Int. Journal of Vehicular Technology, Bd. ID 914351, S. 1-5, 2013.
- [5] M. Harter, **T. Schipper**, L. Zwirello, A. Ziroff und T. Zwick, "24 GHz Digital Beamforming Radar with T-Shaped Antenna Array for Three-Dimensional Object Detection," Int. Journal of Microwave and Wireless Technologies (IJMWT), Bd. 4, S. 327-334, Jun. 2012.

Konferenzbeiträge

- [1] J. Kowalewski, T. Mahler, **T. Schipper**, T. Zwick, "Realization of a Pattern Reconfigurable Antenna Employing PIN Diodes," Int. Symp. Ant. and Propag., S. 2267-2268, Jul. 2015.
- [2] **T. Schipper**, J. Schlichenmaier, D. Ahbe, T. Mahler, J. Kowalewski, und T. Zwick, "A Simulator for Multi-User Automotive Radar Scenarios," in

-
- IEEE MTT-S Int. Conf. on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM), S. 1–4, Apr. 2015.
- [3] T. Mahler, J. Kowalewski, **T. Schipper**, T. Zwick, "A Pattern Reconfigurable Automotive LTE Antenna Employing Synthesized Radiation Patterns," in IEEE MTT-S Int. Conf. on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM), S. 27-29, Apr. 2015.
- [4] T. Mahler, J. Kowalewski, **T. Schipper**, und T. Zwick, "Channel Capacity Determination of a Pattern Reconfigurable Automotive Roof-top LTE Antenna," in Asia-Pacific Microwave Conf. Proc. (APMC), Sendai, Japan, Nov. 2014.
- [5] **T. Schipper**, T. Mahler, M. Harter, L. Reichardt und T. Zwick, "An Estimation of the Operating Range for Frequency Modulated Radars in the Presence of Interference," in European Radar Conf. (EuRAD), S. 227-230, Okt. 2013.
- [6] M. Harter, T. Mahler, **T. Schipper**, A. Ziroff und T. Zwick, "2-D Antenna Array Geometries for MIMO Radar Imaging by Digital Beamforming," in European Radar Conf. (EuRAD), S. 383-386, Okt. 2013.
- [7] L. Reichardt, T. Mahler, **T. Schipper** und T. Zwick, "Influence of Single and Multiple Antenna Placements on the Capacity of C2C Communication Systems," in Proc. of the European Microwave Conf. (EuMC), Nürnberg, Germany, Okt. 2013.
- [8] **T. Schipper**, S. Prophet, Z. Zwirello, M. Harter, L. Reichardt und T. Zwick, "Simulation Framework for the Estimation of Future Interference Simulations between Automotive Radar," Int. Symp. Ant. and Propag., Lake Buena Vista, USA, Jul. 2013.
- [9] L. Reichardt, Y.L. Sit, T. Mahler, **T. Schipper** und T. Zwick, "Synthesis Based Antenna Design for Car-to-Car Communication," Int. Symp. Ant. and Propag., Lake Buena Vista, USA, Jul. 2013.
- [10] **T. Schipper**, M. Harter, L. Zwirello, T. Mahler und T. Zwick, "Systematic Approach to Investigate and Counteract Interference-Effects in Automotive Radars," in European Radar Conf. (EuRAD), Amsterdam, Niederlande, Nov. 2012.

- [11] F. Torres, T. Mahler, **T. Schipper**, C. Frank, T. Zwick und W. Weidmann, "The Norm-Interferer - An Universal Tool to Validate 24 and 77 GHz Band Automotive Radars," in European Radar Conf. (EuRAD), Amsterdam, Niederlande, Nov. 2012.
- [12] L. Zwirello, C. Heine, X. Li, **T. Schipper** und T. Zwick, "SNR Performance Verification of Different UWB Receiver Architectures," in European Microwave Conf. (EuMC), Amsterdam, Niederlande, Nov. 2012.
- [13] L. Reichardt, L. Sit, **T. Schipper** und T. Zwick, "Using the Car-to-Car Communication Standard Simultaneously for Radar Sensing and Communication," in 4th Management Comitee/Working Group Meeting and Workshop - COSTic1004, Bristol, UK, Sep. 2012.
- [14] L. Zwirello, **T. Schipper**, M. Jalilvand und T. Zwick, "An IR-UWB Indoor Localization System with Sub-Decimeter Accuracy," in 8th MC Meeting and Workshop of COST ic0803, Mai 2012.
- [15] **T. Schipper**, J. Fortuny-Guasch, D. Tarchi, L. Reichardt und T. Zwick, "RCS Measurement Results for Automotive Related Objects at 23-27 GHz," in Proc. of the 5th European Conf. on Ant. and Prop. (EUCAP), S. 683-686, Apr. 2011.
- [16] **T. Schipper** und T. Zwick, "Simulation of Arbitrary Traffic Scenarios with Focus on Radar Interference," in 8th Int. Workshop on Intelligent Transportation (WIT), Mär. 2011.
- [17] L. Reichardt, L. Sit, **T. Schipper** und T. Zwick, "IEEE 802.11p Based Physical Layer Simulator for Car-to-Car Communication," in Proc. of the 5th European Conf. on Ant. and Prop., Rom, Italien, Apr. 2011.
- [18] L. Reichardt, **T. Schipper** und T. Zwick, "Virtual Drive" Physical Layer Simulations for Vehicle-to-Vehicle Communications," in Proc. of the 2010 Int. Symp. on Electromagnetic Theory, EMTS2010, Berlin, Germany, Aug. 2010.

Forschungsberichte aus dem Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE) der Universität Karlsruhe (TH)

(ISSN 0942-2935)

Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. Dr.-Ing. E.h. mult. Werner Wiesbeck

- Band 1 Daniel Kähny
Modellierung und meßtechnische Verifikation polarimetrischer, mono- und bistatischer Radarsignaturen und deren Klassifizierung (1992)
- Band 2 Eberhardt Heidrich
Theoretische und experimentelle Charakterisierung der polarimetrischen Strahlungs- und Streueigenschaften von Antennen (1992)
- Band 3 Thomas Kürner
Charakterisierung digitaler Funksysteme mit einem breitbandigen Wellenausbreitungsmodell (1993)
- Band 4 Jürgen Kehrbeck
Mikrowellen-Doppler-Sensor zur Geschwindigkeits- und Wegmessung – System-Modellierung und Verifikation (1993)
- Band 5 Christian Bornkessel
Analyse und Optimierung der elektrodynamischen Eigenschaften von EMV-Absorberkammern durch numerische Feldberechnung (1994)
- Band 6 Rainer Speck
Hochempfindliche Impedanzmessungen an Supraleiter / Festelektrolyt-Kontakten (1994)
- Band 7 Edward Pillai
Derivation of Equivalent Circuits for Multilayer PCB and Chip Package Discontinuities Using Full Wave Models (1995)
- Band 8 Dieter J. Cichon
Strahlenoptische Modellierung der Wellenausbreitung in urbanen Mikro- und Pikofunkzellen (1994)

- Band 9 Gerd Gottwald
Numerische Analyse konformer Streifenleitungsantennen in mehrlagigen Zylindern mittels der Spektralbereichsmethode (1995)
- Band 10 Norbert Geng
Modellierung der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen in Funksystemen durch Lösung der parabolischen Approximation der Helmholtz-Gleichung (1996)
- Band 11 Torsten C. Becker
Verfahren und Kriterien zur Planung von Gleichwellennetzen für den Digitalen Hörrundfunk DAB (Digital Audio Broadcasting) (1996)
- Band 12 Friedhelm Rostan
Dual polarisierte Microstrip-Patch-Arrays für zukünftige satellitengestützte SAR-Systeme (1996)
- Band 13 Markus Demmler
Vektorkorrigiertes Großsignal-Meßsystem zur nichtlinearen Charakterisierung von Mikrowellentransistoren (1996)
- Band 14 Andreas Froese
Elektrochemisches Phasengrenzverhalten von Supraleitern (1996)
- Band 15 Jürgen v. Hagen
Wide Band Electromagnetic Aperture Coupling to a Cavity: An Integral Representation Based Model (1997)
- Band 16 Ralf Pötzschke
Nanostrukturierung von Festkörperflächen durch elektrochemische Metallphasenbildung (1998)
- Band 17 Jean Parlebas
Numerische Berechnung mehrlagiger dualer planarer Antennen mit koplanarer Speisung (1998)

- Band 18 Frank Demmerle
Bikonische Antenne mit mehrmodiger Anregung für den räumlichen Mehrfachzugriff (SDMA) (1998)
- Band 19 Eckard Steiger
Modellierung der Ausbreitung in extrakorporalen Therapien eingesetzter Ultraschallimpulse hoher Intensität (1998)
- Band 20 Frederik Küchen
Auf Wellenausbreitungsmodellen basierende Planung terrestrischer COFDM-Gleichwellennetze für den mobilen Empfang (1998)
- Band 21 Klaus Schmitt
Dreidimensionale, interferometrische Radarverfahren im Nahbereich und ihre meßtechnische Verifikation (1998)
- Band 22 Frederik Küchen, Torsten C. Becker, Werner Wiesbeck
Grundlagen und Anwendungen von Planungswerkzeugen für den digitalen terrestrischen Rundfunk (1999)
- Band 23 Thomas Zwick
Die Modellierung von richtungsaufgelösten Mehrwegegebäudefunkkanälen durch markierte Poisson-Prozesse (2000)
- Band 24 Dirk Didascalou
Ray-Optical Wave Propagation Modelling in Arbitrarily Shaped Tunnels (2000)
- Band 25 Hans Rudolf
Increase of Information by Polarimetric Radar Systems (2000)
- Band 26 Martin Döttling
Strahlenoptisches Wellenausbreitungsmodell und Systemstudien für den Satellitenmobilfunk (2000)
- Band 27 Jens Haala
Analyse von Mikrowellenheizprozessen mittels selbstkonsistenter finiter Integrationsverfahren (2000)

- Band 28 Eberhard Gschwendtner
Breitbandige Multifunktionsantennen für den konformen Einbau in Kraftfahrzeuge (2001)
- Band 29 Dietmar Löffler
Breitbandige, zylinderkonforme Streifenleitungsantennen für den Einsatz in Kommunikation und Sensorik (2001)
- Band 30 Xuemin Huang
Automatic Cell Planning for Mobile Network Design: Optimization Models and Algorithms (2001)
- Band 31 Martin Fritzsche
Anwendung von Verfahren der Mustererkennung zur Detektion von Landminen mit Georadaren (2001)
- Band 32 Siegfried Ginter
Selbstkonsistente Modellierung der Erhitzung von biologischem Gewebe durch hochintensiven Ultraschall (2002)
- Band 33 Young Jin Park
Applications of Photonic Bandgap Structures with Arbitrary Surface Impedance to Luneburg Lenses for Automotive Radar (2002)
- Band 34 Alexander Herschlein
Entwicklung numerischer Verfahren zur Feldberechnung konformer Antennen auf Oberflächen höherer Ordnung (2002)
- Band 35 Ralph Schertlen
Mikrowellenprozessierung nanotechnologischer Strukturen am Beispiel von Zeolithen (2002)
- Band 36 Jürgen von Hagen
Numerical Algorithms for the Solution of Linear Systems of Equations Arising in Computational Electromagnetics (2002)
- Band 37 Ying Zhang
Artificial Perfect Magnetic Conductor and its Application to Antennas (2003)

- Band 38 Thomas M. Schäfer
Experimentelle und simulative Analyse der Funkwellenausbreitung in Kliniken (2003)
- Band 39 Christian Fischer
Multistatisches Radar zur Lokalisierung von Objekten im Boden (2003)
- Band 40 Yan C. Venot
Entwicklung und Integration eines Nahbereichsradarsensorsystems bei 76,5 GHz (2004)
- Band 41 Christian Waldschmidt
Systemtheoretische und experimentelle Charakterisierung integrierbarer Antennenarrays (2004)
- Band 42 Marwan Younis
Digital Beam-Forming for high Resolution Wide Swath Real and Synthetic Aperture Radar (2004)
- Band 43 Jürgen Maurer
Strahlenoptisches Kanalmodell für die Fahrzeug-Fahrzeug-Funkkommunikation (2005)
- Band 44 Florian Pivit
Multiband-Aperturantennen für Basisstationsanwendungen in rekonfigurierbaren Mobilfunksystemen (2005)
- Band 45 Sergey Sevskiy
Multidirektionale logarithmisch-periodische Indoor-Basisstationsantennen (2006)
- Band 46 Martin Fritz
Entwurf einer breitbandigen Leistungsendstufe für den Mobilfunk in Low Temperature Cofired Ceramic (2006)
- Band 47 Christiane Kuhnert
Systemanalyse von Mehrantennen-Frontends (MIMO) (2006)

- Band 48 Marco Liebler
Modellierung der dynamischen Wechselwirkungen
von hoch-intensiven Ultraschallfeldern mit
Kavitationsblasen (2006)
- Band 49 Thomas Dreyer
Systemmodellierung piezoelektrischer Sender zur
Erzeugung hochintensiver Ultraschallimpulse für
die medizinische Therapie (2006)
- Band 50 Stephan Schulteis
Integration von Mehrantennensystemen in kleine mobile
Geräte für multimediale Anwendungen (2007)
- Band 51 Werner Sörgel
Charakterisierung von Antennen für die Ultra-Wideband-
Technik (2007)
- Band 52 Reiner Lenz
Hochpräzise, kalibrierte Transponder und Bodenempfänger
für satellitengestützte SAR-Missionen (2007)
- Band 53 Christoph Schwörer
Monolithisch integrierte HEMT-basierende Frequenzverviel-
facher und Mischer oberhalb 100 GHz (2008)
- Band 54 Karin Schuler
Intelligente Antennensysteme für Kraftfahrzeug-Nahbe-
reichs-Radar-Sensorik (2007)
- Band 55 Christian Römer
Slotted waveguide structures in phased array antennas
(2008)

Fortführung als „Karlsruher Forschungsberichte aus dem Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik bei KIT Scientific Publishing (ISSN 1868-4696)

**Karlsruher Forschungsberichte aus dem Institut
für Hochfrequenztechnik und Elektronik**

(ISSN 1868-4696)

Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick

Die Bände sind unter www.ksp.kit.edu als PDF frei verfügbar
oder als Druckausgabe bestellbar.

- Band 55 Sandra Knörzer
**Funkkanalmodellierung für OFDM-Kommunikationssysteme
bei Hochgeschwindigkeitszügen (2009)**
ISBN 978-3-86644-361-7
- Band 56 Thomas Fügen
**Richtungsaufgelöste Kanalmodellierung und Systemstudien
für Mehrantennensysteme in urbanen Gebieten (2009)**
ISBN 978-3-86644-420-1
- Band 57 Elena Pancera
**Strategies for Time Domain Characterization of UWB Com-
ponents and Systems (2009)**
ISBN 978-3-86644-417-1
- Band 58 Jens Timmermann
**Systemanalyse und Optimierung der Ultrabreitband-Übertragung
(2010)**
ISBN 978-3-86644-460-7
- Band 59 Juan Pontes
**Analysis and Design of Multiple Element Antennas for
Urban Communication (2010)**
ISBN 978-3-86644-513-0
- Band 60 Andreas Lambrecht
**True-Time-Delay Beamforming für ultrabreitbandige
Systeme hoher Leistung (2010)**
ISBN 978-3-86644-522-2

- Band 61 Grzegorz Adamiuk
Methoden zur Realisierung von dual-orthogonal, linear polarisierten Antennen für die UWB-Technik (2010)
ISBN 978-3-86644-573-4
- Band 62 Jutta Kühn
AlGaIn/GaN-HEMT Power Amplifiers with Optimized Power-Added Efficiency for X-Band Applications (2011)
ISBN 978-3-86644-615-1
- Band 63 Małgorzata Janson
Hybride Funkkanalmodellierung für ultrabreitbandige MIMO-Systeme (2011)
ISBN 978-3-86644-639-7
- Band 64 Mario Pauli
Dekontaminierung verseuchter Böden durch Mikrowellenheizung (2011)
ISBN 978-3-86644-696-0
- Band 65 Thorsten Kayser
Feldtheoretische Modellierung der Materialprozessierung mit Mikrowellen im Durchlaufbetrieb (2011)
ISBN 978-3-86644-719-6
- Band 66 Christian Andreas Sturm
Gemeinsame Realisierung von Radar-Sensorik und Funkkommunikation mit OFDM-Signalen (2012)
ISBN 978-3-86644-879-7
- Band 67 Huaming Wu
Motion Compensation for Near-Range Synthetic Aperture Radar Applications (2012)
ISBN 978-3-86644-906-0
- Band 68 Friederike Brendel
Millimeter-Wave Radio-over-Fiber Links based on Mode-Locked Laser Diodes (2013)
ISBN 978-3-86644-986-2

- Band 69 Lars Reichardt
Methodik für den Entwurf von kapazitätsoptimierten Mehrantennensystemen am Fahrzeug (2013)
ISBN 978-3-7315-0047-6
- Band 70 Stefan Beer
Methoden und Techniken zur Integration von 122 GHz Antennen in miniaturisierte Radarsensoren (2013)
ISBN 978-3-7315-0051-3
- Band 71 Łukasz Zwirek
Realization Limits of Impulse-Radio UWB Indoor Localization Systems (2013)
ISBN 978-3-7315-0114-5
- Band 72 Xuyang Li
Body Matched Antennas for Microwave Medical Applications (2014)
ISBN 978-3-7315-0147-3
- Band 73 Sebastian Diebold
Transistor- und Leitungsmodellierung zum Entwurf von monolithisch integrierten Leistungsverstärkern für den hohen Millimeterwellen-Frequenzbereich (2014)
ISBN 978-3-7315-0161-9
- Band 74 Christian Rusch
Integrierte, planare Leckwellenantennen für 3D-Millimeterwellen-Radarsysteme basierend auf dem holografischen Prinzip (2014)
ISBN 978-3-7315-0234-0
- Band 75 Marlene Harter
Dreidimensional bildgebendes Radarsystem mit digitaler Strahlformung für industrielle Anwendungen (2014)
ISBN 978-3-7315-0249-4
- Band 76 Michael A. Baldauf
Abhängigkeit der Exposition von der Zellgröße beim Mobilfunk unter Gewährleistung der Versorgung (2015)
ISBN 978-3-7315-0308-8

- Band 77 Alicja Ossowska
Highly Resolved Synthetic Aperture Radar with Beam Steering (2015)
ISBN 978-3-7315-0315-6
- Band 78 Małgorzata Dominika Brzeska
RF Modelling and Characterization of Tyre Pressure Sensors and Vehicle Access Systems (2015)
ISBN 978-3-7315-0348-4
- Band 79 Ulrich Lewark
Aktive Frequenzvervielfacher zur Signalerzeugung im Millimeter- und Submillimeterwellen Frequenzbereich (2015)
ISBN 978-3-7315-0354-5
- Band 80 Kai-Philipp Walter Pahl
Distributed Transformers for Broadband Monolithic Millimeter-Wave Integrated Power Amplifiers (2015)
ISBN 978-3-7315-0409-2
- Band 81 Serdal Ayhan
Hochgenaue radarbasierte Abstandsmessung mit geführter Wellenausbreitung (2016)
ISBN 978-3-7315-0433-7
- Band 82 Yoke Leen Sit
MIMO OFDM Radar-Communication System with Mutual Interference Cancellation (2017)
ISBN 978-3-7315-0599-0
- Band 83 Steffen Scherr
FMCW-Radarsignalverarbeitung zur Entfernungsmessung mit hoher Genauigkeit (2017)
ISBN 978-3-7315-0607-2
- Band 84 Tom Schipper
Modellbasierte Analyse des Interferenzverhaltens von Kfz-Radaren (2017)
ISBN 978-3-7315-0639-3



Karlsruher Forschungsberichte aus dem Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik

Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick

Die steigende Anzahl verbauter Kfz-Radarsensoren verlangt nach einer Untersuchung von deren gegenseitiger Interferenz. Die vorliegende Arbeit liefert zu diesem Forschungsgebiet Beiträge in Form von Modellen und darauf aufbauenden Analysen. Die Modelle werden zu einer virtuellen Testfahrt verknüpft, welche wiederum zur Abschätzung der Einflüsse von Umgebung, Radarpenetrationsrate sowie von Verkehrsflussparametern auf die insgesamt empfangene Störleistung dient. Anhand ausgesuchter Szenarien wird weiter die Auswirkung von Interferenz auf die Funktionalität von Radarsensoren untersucht und es wird ein Vorschlag zum kombinierten Einsatz von Interferenz-Gegenmaßnahmen gegeben.

Herr Schipper absolvierte sein Studium der Nachrichtentechnik/Elektronik sowie den nachfolgenden Masterstudiengang Informationstechnik an der Hochschule Mannheim. Im Jahr 2009 trat er seine Stelle als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik des Karlsruher Instituts für Technologie an. Seine Forschungstätigkeiten lagen im Bereich der Radarsystemtechnik und Systemmodellierung, insbesondere für Kfz-Radare.

ISSN 1868-4696

ISBN 978-3-7315-0639-3

