



Schlussbericht

radar4FAD

„Universelle Radarmodule für das vollautomatisierte Fahren“

OFDM-Signalverarbeitung für Automotive Radar

Zuwendungsempfänger: Karlsruher Institut für Technologie (KIT)
Verbundprojekt: radar4FAD
Förderkennzeichen: 16ES0556
Bewilligungszeitraum: 01.01.2017–31.07.2020
Autoren: Benjamin Nuß, Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick



Inhaltsverzeichnis

1. Applikationsanforderungen.....	3
2. Spezifikation der Radarparameter	4
3. Systemkonzept und -architektur für Demonstrator 1a.....	6
4. Bewertungskriterien für Modulationsarten	8
4.1 Funktionale Bewertung auf Systemebene	8
4.2 Bewertung des Hardwareaufwands	8
5. Simulationsframework	10
6. Parametrisierung der Modulationsverfahren	12
7. Betrachtung kritischer Hardwarekomponenten für Demonstrator 1a	15
8. Erweiterung der Modulationsverfahren auf MIMO-Fähigkeit	20
9. Signalverarbeitung für OFDM-Radar als Basis für die Implementierung in Demonstrator 1a.....	22
10. Inbetriebnahme und Testen von Demonstrator 1a	23
11. Messergebnisse von OFDM-Radar	32
12. Bewertung der neuen Modulationsformate	35
13. Interferenzeinflüsse.....	39
13.1 Interferenzmatrix	41
FCS-Radar und FCS-Störer	42
OFDM-Radar und OFDM-Störer	43
PN-Radar und PN-Störer.....	44
FCS-Radar und OFDM-Störer.....	45
OFDM-Radar und FCS-Störer	46
FCS-Radar und PN-Störer	48
PN-Radar und FCS-Störer	49
OFDM-Radar und PN-Störer	51
PN-Radar und OFDM-Störer	52
14. Literaturverzeichnis.....	53

1. Applikationsanforderungen

Gemeinsam mit den anderen Projektpartnern wurden in Arbeitspaket (AP) 1 die Anforderungen an hochautomatisiertes Fahren (HAF) unter dem Blickwinkel eines automobilen Radarsensors abgeleitet und für verschiedene Radartypen, wie beispielsweise Front- oder Heckradar mit Nah-, Mittel- oder Fernbereich, tabellarisch aufgelistet. Tabelle 1 zeigt exemplarisch die Anforderungen für ein Frontradar, das einen mittleren Entfernungsbereich bis circa 60 m abdecken soll.

Tabelle 1: Anforderungen an ein Radarsystem für den mittleren Entfernungsbereich für hochautomatisiertes Fahren (HAF).

Perzeptionswert	min.	typ.	max.	Einheit
Maximaler Detektionsbereich in radialer Richtung ¹⁾	35	60	90	m
Minimaler Detektionsbereich in radialer Richtung	0,1	0,25	0,5	m
Öffnungswinkel für Beobachtungszone (Azimuth)	± 20	± 25	± 40	Grad
Öffnungswinkel für Beobachtungszone (Elevation)	± 10	± 15	± 20	Grad
Eindeutigkeitsbereich für radiale Entfernung	40	70	100	m
Eindeutigkeitsbereich für radiale Geschwindigkeit	±30	±50	±70	m/s
Auflösung für radiale Entfernung	0,1	0,2	0,5	m
Auflösung für radiale Geschwindigkeit	0,1	0,2	0,5	m/s
Trennfähigkeit für radiale Entfernung ²⁾	0,3	0,6	1,5	m
Trennfähigkeit für radiale Geschwindigkeit ²⁾	0,3	0,6	1,5	m/s
Winkelauflösung in Azimuth	0,5	1,0	2	Grad
Winkelauflösung in Elevation	1,0	2,0	4,0	Grad
Winkeltrennfähigkeit zweier Objekte (Azimuth) ³⁾	1,0	2,0	4,0	Grad
Winkeltrennfähigkeit zweier Objekte (Elevation) ³⁾	2,0	4,0	8,0	Grad
Anzahl der detektierbaren Objekte	100	400	10000	Stk.
Neue Objekt-Erfassungszeit	100	200	300	ms
Messzykluszeit	10	50	100	ms
Robustheit	A	B	C	ASIL
Abmessungen (Länge x Breite x Tiefe)	0,06x0,08x0,03	0,1x0,1x0,05	0,2x0,2x0,1	m

¹⁾Für RCS=10 dBsqm ²⁾Trennfähigkeit ~ 3x Auflösung ³⁾Winkeltrennfähigkeit ~ 2x Winkelauflösung

Diese Anforderungen bilden die Grundlage für die Parameterspezifikation des jeweiligen Modulationsverfahrens. Hierbei hat sich gezeigt, dass keine Parametrisierung gefunden werden konnte, mit der die Anforderungen aller Sensortypen, wie Nah-, Mitte- und Front, gleichzeitig abgedeckt werden können. Bei OFDM hat sich darüber hinaus herausgestellt, dass eine sinnvolle Parametrisierung im Wesentlichen für ein Mittenbereichsradar möglich ist. Für den Nahbereich wären die aus der notwendigen Bandbreite resultierenden Abtastraten extrem hoch, sodass die Daten nicht schnell genug oder nur mit sehr hohem Hardwareaufwand prozessiert werden könnten. Für den Fernbereich ist die Vereinbarkeit von hoher Bandbreite für eine gute Entfernungsauflösung, vielen MIMO (Multiple-Input Multiple-Output)-Kanälen für eine gute Winkelauflösung sowie einer hohen eindeutigen Reichweite sehr schwierig umsetzbar. Daher wurde bei der Festlegung der Parameter, die später auch Einfluss auf den ersten Demonstrator hatten, der Fokus auf den Mittenbereich gelegt.

2. Spezifikation der Radarparameter

Zur Festlegung einer geeigneten Parametrisierung des OFDM-Radarsystems von Seiten des KITs mussten zunächst alle Abhängigkeiten der einzelnen Parameter untereinander und Ihre Einflüsse auf die Performance des Systems analytisch bestimmt werden. Die folgenden Zusammenhänge, die u. a. in [1]–[3] dargestellt sind, zeigen hierbei die wichtigsten Parameterabhängigkeiten:

Radiale Entfernungsauflösung (ohne Fensterung):	$\Delta R_r = \frac{c_0}{2 \cdot B}$
Max. Eindeutigkeitsbereich für die radiale Entfernung:	$R_r^{\text{unamb}} = \frac{N \cdot c_0}{2 \cdot B \cdot P}$
Max. Entfernung durch Cyclic Prefix-Länge:	$R_r^{\text{max}} = \frac{N_{\text{cp}} \cdot c_0}{2 \cdot B \cdot P}$
Radiale Geschwindigkeitsauflösung:	$\Delta v_r = \frac{c_0 \cdot B}{2 \cdot f_c \cdot (N + N_{\text{cp}}) \cdot M}$
Max. Eindeutigkeitsbereich für die Geschwindigkeit:	$ v_r^{\text{unamb}} = \frac{c_0 \cdot B}{4 \cdot f_c \cdot (N + N_{\text{cp}})}$
Max. Geschwindigkeit durch Dopplerverschiebung ($10 \cdot f_{D,\text{max}} \leq \Delta f$):	$ v_r^{\text{max}} = \frac{c_0 \cdot B}{20 \cdot f_c \cdot N \cdot M}$

Zugehörige Parameter:

B :	Modulationsbandbreite
f_c :	Trägerfrequenz
$T_{\text{obs}} = T_{\text{frame}}$:	Beobachtungsdauer = OFDM-Rahmendauer
N :	Anzahl an Unterträgern (entspricht der Anzahl an Abtastwerten pro OFDM-Symbol)
N_{cp} :	Länge des Cyclic Prefix/Schutzintervalls (in Abtastwerten)
M :	Anzahl an OFDM-Symbolen pro Rahmen
P :	Anzahl an Sendekanälen/-antennen (gleichzeitig aktiv)
Q :	Anzahl an Empfangskanälen/-antennen (gleichzeitig aktiv)
ΔR_r :	Radiale Entfernungsauflösung
Δv_r :	Radiale Geschwindigkeitsauflösung
R_r^{unamb} :	Max. Eindeutigkeitsbereich für die radiale Entfernung
R_r^{max} :	Max. Entfernung durch Cyclic Prefix-Länge
v_r^{unamb} :	Max. Eindeutigkeitsbereich für die radiale Geschwindigkeit
v_r^{max} :	Max. Geschwindigkeit durch Dopplerverschiebung ($10 \cdot f_{D,\text{max}} \leq \Delta f$)
c_0 :	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum

Basierend auf obigen Zusammenhängen konnte eine Parameterstudie durchgeführt werden, um die Grenzen hinsichtlich Auflösung, Eindeutigkeitsbereiche und Reichweite aufzuzeigen. Ein Ausschnitt aus dieser Studie ist in Tabelle 2 abgebildet. Hierbei wird die Modulationsbandbreite von 200 MHz auf 1,5 GHz erhöht und der Einfluss auf die anderen Parameter untersucht. Sichtbar wird, dass für eine sinnvolle Auflösung, die zumindest mit denen von State of the Art Radarsensoren neuester Bauart mithalten können, eine Bandbreite von 1 GHz benötigt wird. Eine noch höhere Bandbreite wäre zwar vorteilhaft hinsichtlich der Auflösung, allerdings würde die notwendige Abtastrate der Digital-Analog- (DAC) und Analog-Digital-Wandler (ADC) so hoch werden, dass die entstehenden Datenmengen nur noch schwer in Echtzeit zu prozessieren wären. Bereits bei 1 GSPS und einer ADC-Auflösung von 14 Bit würde pro Empfangskanal eine Datenrate von 28 GBit/s anfallen, da pro Kanal zwei ADCs benötigt werden für den Inphasen- und Quadraturpfad. Eine Möglichkeit zur Abhilfe bestünde in der Reduktion der Bitauflösung, wodurch sich jedoch insbesondere auf der Empfangsseite der Dynamikbereich des Radars reduzieren würde. Aus diesem Grund wurde bei dem aufgebauten Demonstrator 1a auf diese Möglichkeit verzichtet.

Tabelle 2: Parameterstudie für OFDM Radar. Grünmarkierte Werte erfüllen die geforderten Spezifikationen, rot markierte Werte überschreiten die geforderten Grenzen.

f_0 in GHz	B in MHz	# Tx	# Rx	N (Sub-carrier)	N_{guard}	M (Synbols per frame)	Processing gain	T_{obs} in ms	Bitauflösung	ΔR in m	$R_{\text{max,unamb.}}$ in m (sub-carrier)	$R_{\text{max,unamb.}}$ in m (Guardint.)	Δv in m/s	V_{unamb} in m/s	V_{max} in m/s (sub-carrier.)	$\Delta\phi$ in °	Bitrate per channel in Gbit/s
										$\leq 0,5$	≥ 50	≥ 50	$\leq 0,2$	≥ 50	≥ 50	≤ 2	
79	200	4	4	1024	256	1024	60,21	6,55	14	0,750	192,00	192,00	0,29	148,34	37,08	6,38	5,6
79	300	4	4	1024	256	2048	63,22	8,74	14	0,500	128,00	128,00	0,22	222,51	55,63	6,38	8,4
79	400	4	4	1024	256	2048	63,22	6,55	14	0,375	96,00	96,00	0,29	296,68	74,17	6,38	11,2
79	500	4	4	1024	256	2048	63,22	5,24	14	0,300	76,80	76,80	0,36	370,85	92,71	6,38	14
79	600	4	4	2048	512	2048	66,23	8,74	14	0,250	128,00	128,00	0,22	222,51	55,63	6,38	16,8
79	700	4	4	2048	512	2048	66,23	7,49	14	0,214	109,71	109,71	0,25	259,59	64,90	6,38	19,6
79	800	4	4	2048	512	2048	66,23	6,55	14	0,188	96,00	96,00	0,29	296,68	74,17	6,38	22,4
79	900	4	4	2048	512	4096	69,24	11,65	14	0,167	85,33	85,33	0,16	333,76	83,44	6,38	25,2
79	1000	4	4	2048	512	4096	69,24	10,49	14	0,150	76,80	76,80	0,18	370,85	92,71	6,38	28
79	1500	4	4	4096	1024	4096	72,25	13,98	14	0,100	102,40	102,40	0,14	278,13	69,53	6,38	42

Ein weiteres Problem bei hohen Datenraten besteht darin, die Daten schnell genug speichern zu können, um beispielsweise nachträglich mögliche Fehlerquellen des Systems identifizieren zu können. Bei Demonstrator 1a wurde deshalb ein ausreichend großer und schneller DDR4-RAM-Baustein eingesetzt, der direkt an das Field Programmable Gate Array (FPGA) angeschlossen war. Trotzdem war durch die hohe Datenrate und die begrenzte Speichergröße die Länge der Datenaufzeichnung des unprozessierten Empfangssignals sehr stark begrenzt und befand sich in einem Bereich unter einer Sekunde. Die Speichergröße ist hierbei durch das verwendete FPGA-Evaluation Board mit seinem fest verbauten DDR4-RAM-Baustein limitiert. Eine Reduktion der Daten ist beispielsweise durch einen Detektionsalgorithmus, wie z. B. einem CFAR-Schwellwert, möglich, da hierdurch nicht mehr die Rohdaten abgespeichert werden müssen. Dieser gängige CFAR-Algorithmus wurde aus Zeitgründen bei der Implementierung der Echtzeit-Signalverarbeitung auf dem FPGA jedoch nicht umgesetzt.

3. Systemkonzept und -architektur für Demonstrator 1a

In AP 2 wurde das Systemkonzept und die Architektur des im Projekt aufgebauten Demonstrators für digitale Modulationsverfahren festgelegt, der im weiteren Projektverlauf mit der Nummer 1a versehen wurde. Abbildung 1 zeigt ein Blockdiagramm des grundlegenden Aufbaus, der für das HF-Frontend eines OFDM-Radars benötigt wird. Dieses unterscheidet sich von bisherigen State of the Art FMCW-Radar-Frontends im Wesentlichen durch die zusätzlichen Digital-Analog-Wandler im Sender sowie die IQ-Mischer und einer festen Trägerfrequenz statt einem linear durchgestimmten Voltage Controlled Oscillator (VCO).

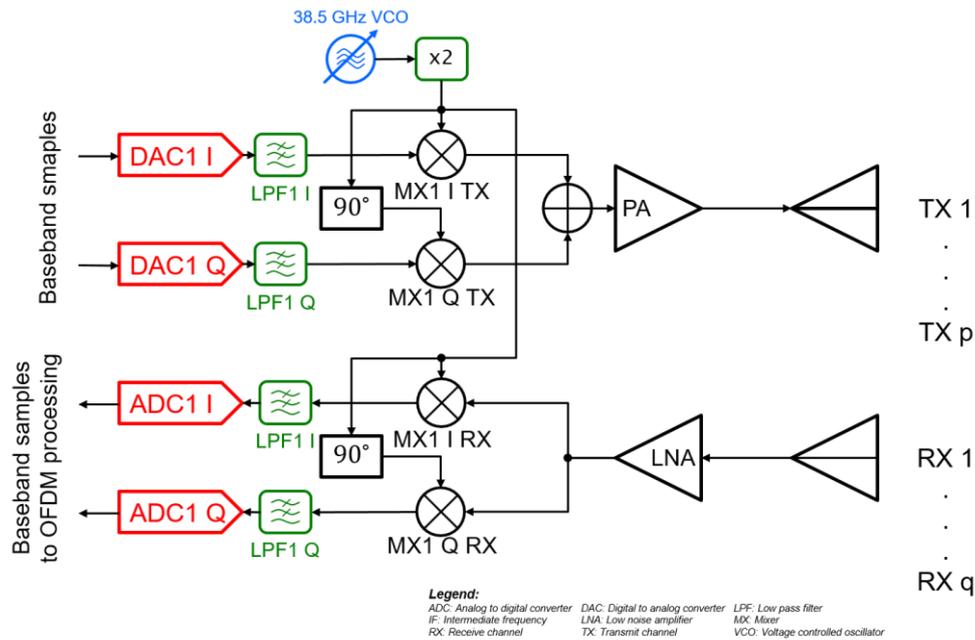


Abbildung 1: Blockschaltbild des Sender- und Empfängeraufbaus für ein OFDM-Radar.

Durch die zuvor beschriebenen, deutlich unterschiedlichen Anforderungen an die Hardware, konnte für den geplanten Demonstrator 1a nicht auf bereits existierende Radarmodule zurückgegriffen werden. Tabelle 3 zeigt dabei eine erste vergleichende Abschätzung der Anforderungen an die verschiedenen Modulationsverfahren, die zu Beginn von radar4FAD durchgeführt wurde. Im Laufe des Projekts wurden die aufgelisteten Parameter weiter angepasst, u. a. auch im Hinblick auf die zu realisierenden Demonstratoren.

Tabelle 3: Erster Vergleich der Anforderungen verschiedener Radar-Modulationsarten zu Beginn von radar4FAD.

	CS-TDM	CS-FDM	PN analog	PN digital	OFDM
I/Q receiver	no	no	yes	yes	yes
fast slope PLL	yes	yes	no	no	no
fast DACs	no	no	no	no	yes
fast ADCs	100 MHz	100 MHz	100 MHz	1,5 GHz	1,5 GHz
ADC bits	14 bit	14 bit	10 bit	10 bit	10 bit
measurement cycle	20,48 ms	20,48 ms	20 ms	20 ms	10,5 ms
memory storage per RX and cycle	~ 28,67 Mbit	none => parallel FPGA processing	~ 2 Mbit	~ 60 Mbit (I/Q channel)	~ 31,5 Mbit (I/Q channel)
calculation power per RX and cycle	2048 + 2048 FFTs	(2048+2048)*TX FFTs	4096 Integrations 4096 FFTs (Doppler)	4096 Correlations 4096 FFTs (Doppler)	4096 *(complex Div, FFT, IFFT)
performance index	low	medium	low	high	high
interference robustness	medium	medium	medium	medium	high
overall rating	+	++	+	+	++

Statt ein am Markt verfügbares Gesamtsystem verwenden zu können, musste in einem ersten Schritt eine Plattform gefunden werden, die gleichzeitig schnelle DACs und ADCs sowie ein leistungsfähiges FPGA zur Verfügung stellen, auf dem die Prozessierung, möglichst in Echtzeit, durchgeführt werden kann. In Abstimmung aller Projektpartner fiel die Wahl auf das Wandlerboard FMC120 der Firma Abaco Systems, das 4 DACs (je bis zu 1.25 GSPS) und 4 ADCs (je bis zu 1 GSPS) zur Verfügung stellt. Hiermit können bis zu zwei Sende- und zwei Empfangskanäle realisiert werden, da durch die IQ-Mischer jeweils zwei DACs bzw. ADCs pro Kanal benötigt werden. Die Wahl fiel unter anderem auf diesen Hersteller, da zusätzlich zu dem Wandlerboard ein FPGA-Board in einem Board-Support-Package angeboten wurde, das ein schnelles Testen des Boards mit teilweise vorgefertigtem Code zur Erzeugung rudimentärer Sendesignale und dem Auslesen der ADC-Daten ermöglicht. Dieses Testen wurde von der IMST GmbH übernommen. Für die Implementierung der OFDM-Signalverarbeitung auf dem FPGA-Board hat das KIT dem IMST die notwendigen Signalverarbeitungsalgorithmen für OFDM-Radar in Form von parametrisierbarem Matlab-Code zur Verfügung gestellt. Darüber hinaus war das KIT bei der Implementierung beratend tätig, insbesondere bei der Optimierung des Codes für die Echtzeit-Verarbeitung der Empfangsdaten.

4. Bewertungskriterien für Modulationsarten

Gemeinsam mit der Robert Bosch GmbH sowie der Universität Ulm wurden Bewertungskriterien erarbeitet, die einen fairen Vergleich der unterschiedlichen Modulationsverfahren Fast Chirp Sequence (FCS) auf Basis von Frequency-Modulated Continuous-Wave (FMCW), Pseudo Noise (PN) und Orthogonal Frequency-Division Multiplexing (OFDM) ermöglichen. Hierbei wurde zwischen einer Bewertung auf System- und Hardwareebene unterschieden.

4.1 Funktionale Bewertung auf Systemebene

Die Bewertung auf Systemebene befasst sich im Wesentlichen mit der Performance, die ein Radar mit gegebener Modulationsart und den zugehörigen Parametern erreichen kann, z. B. hinsichtlich Entfernungs- und Geschwindigkeitsauflösung, Eindeutigkeitsbereiche, Rechenaufwand, Prozessierungsgewinn, etc. Tabelle 4 zeigt eine Übersicht über mögliche Vergleichsparameter auf Systemebene, die in radar4FAD erarbeitet wurden.

Tabelle 4: Kriterien für die funktionale Bewertung auf Systemebene.

Symbol	Parameter	Value
	Detection / false alarm rate in range-Doppler-matrix (dependent on CFAR)	%
$\Delta\varphi$	Angular resolution	Degree
ADC_{freq}	ADC sampling frequency	MHz
ADC_{bit}	ADC number of bits	Bit
B	RF-Bandwidth	GHz
T_{chirp}	Symbol / chirp / sequence duration	μs
FFT_{Range}	FFT / Correlation size for Range	#
FFT_{Doppler}	FFT length for Doppler / Slow-Time	#
T_{meas}	Total measurement duration	ms
ΔR_r	Radial range resolution	m
ΔV_r	Radial velocity resolution	m/s
R_r^{max}	Max. radial unambiguous range	m
V_r^{max}	Max. radial unambiguous velocity	m/s
G_p	Processing gain	dB

4.2 Bewertung des Hardwareaufwands

Da die einzelnen Modulationsverfahren teilweise sehr unterschiedliche Hardwareaufbauten und -anforderungen aufweisen, ist ein direkter Vergleich teilweise schwierig. Die in Tabelle 5 aufgelisteten Parameter versuchen trotzdem, einen Vergleich der Modulationsverfahren zu ermöglichen. Zum Vergleich der Performance wurden in Demonstrator 1a alle drei Modulationsarten auf derselben

Hardware-Plattform realisiert. Allerdings hat sich dabei gezeigt, dass ein Aufbau, der eventuell für OFDM vorteilhaft ist, für FCS Nachteile bringen kann. Zusätzlich lässt sich an Hand der digitalen Basisbandarchitektur mit breitbandigen DACs und ADCs mit hoher Bitauflösung zeigen, an welchen Stellen für die jeweiligen Verfahren Vereinfachungen möglich wären. FCS benötigt auf der Empfangsseite beispielsweise eine deutlich geringere Abtastrate, wenn das Sende- und Empfangssignal bereits analog miteinander gemischt wurden. Digitales PN-Radar benötigt hingegen im Vergleich mit OFDM auf der Sendeseite eine deutlich geringere Bitauflösung, da im Extremfall sogar eine Auflösung von 1 Bit ausreichend ist.

Tabelle 5: Kriterien für die Bewertung des Hardwareaufwands.

Symbol	Parameter	Value
FS_{range}	signal dynamic range	dBfs
d_A	Required aperture size	$\#\lambda$
ADC_{freq}	ADC sampling frequency	MHz
ADC_{bit}	ADC number of bits	Bit
B_{Rx}	Receiver (Rx) IF-Bandwidth	MHz
IQ_{stat}	IQ-Receiver	Yes/no
DAC_{bit}	DAC number of bits	Bit
DAC_{freq}	DAC sampling frequency	MHz
$Storage_{\text{RAM}}$	memory storage per RX and cycle	Mbit
RX_{raw}	Receiver raw data rate (per Rx)	Gbit/s
P_{MIPS}	calculation power per RX and cycle	Mips
PLL_{dev}	PLL linearization	% deviation
N, F	Receiver noise / noise figure	dBm, dB
P_{IP3}	Dynamic compression (IP3)	dBm
SNR_{10m_10dBsm}	SNR for target @10m, 10dBsm	dB
P_{EIRP}	Overall EIRP	dBm
SPU_{area}	Required chip surface (SPU)	mm ²
FE_{area}	Required chip surface (HW-Frontend)	mm ²
$Cs_{\text{sens_sav}}$	Compressed Sensing Hardware saving	%
$Cs_{\text{sens_thead}}$	Compressed Sensing calculation increase	%

5. Simulationsframework

In AP 4.2.1 wurde ein Simulationsframework entwickelt, das den Vergleich der verschiedenen Modulationsverfahren auf gleicher Basis, in diesem Fall realitätsnaher Szenarien, die mit Hilfe von Raytracing simuliert wurden, ermöglichte. Hierzu wurden dreidimensionale Szenarien erzeugt, in denen Fahrzeuge, Gebäude, Personen und die Radarsensoren selbst platziert wurden. Die möglichen Ausbreitungspfade der Radaraussendungen sowie deren Reflektionen wurden mit Hilfe von Raytracing simuliert. Die hierdurch gewonnenen Radarkanäle mit allen Ausbreitungspfaden können dann in der Simulation auf die Sendesignale draufgerechnet werden, um so die Empfangssignale zu erhalten. Diese können dann mit den für die jeweiligen Modulationsverfahren passenden Algorithmen verarbeitet werden.

Zu Beginn von AP 4.2.1 stand zunächst die Definition des Rahmens für die Simulation der neuen Modulationsverfahren gefolgt von deren Implementierung. Um möglichst flexibel auf Änderungen in der Parametrisierung oder dem Wellenformdesign reagieren zu können, ist das Simulationsframework unabhängig von der Modulationsart entworfen worden und die simulierten Radarkanäle können auf beliebige Signale im Basisband angewandt werden. Als Beispiele seien Fast Chirp Sequence, Pseudo Noise oder OFDM genannt, aber auch zukünftige, noch zu entwickelnde Wellenformen können untersucht werden, solange für diese ein zeitdiskretes, abgetastetes Basisbandsignal angegeben werden kann.

Im Simulationsframework sind die berechneten Radarkanäle der auswählbaren Szenarien hinterlegt, die mit Hilfe von Raytracing für eine große Zahl verschiedener Antennenarray-Konfigurationen simuliert wurden. Die Vorabsimulation der Radarkanäle war notwendig, da das Raytracing sehr zeitintensiv ist und die Simulationsdauer, insbesondere bei vielen MIMO-Antennen, sonst zu lange dauern würde. Zusätzlich lassen sich sowohl Richtcharakteristiken für die Einzelelemente der Antennenarrays als auch gemessene oder simulierte RCS-Pattern von Autos und Fußgängern nachträglich laden, um die Simulation realistischer zu gestalten.

Die Szenarien selbst bestehen aus mehreren Snapshots, die eine zeitliche Abfolge des Geschehens erlauben, wodurch auch eine Sequenz von Radarbildern erzeugt und deren zeitliche Veränderung untersucht werden kann. Auch die Simulation von Interferenz ist in einem eingeschränkten Umfang möglich.

Die eigentliche Radarsignalverarbeitung ist vollständig losgelöst vom Simulationsframework, sodass diese individuell auf die jeweilige Wellenform oder auch auf das Szenario oder die Interferenzsituation angepasst werden kann.

Abbildung 2 zeigt die grafischen Oberfläche des Simulationsframeworks. Diese ermöglicht im oberen Bereich die Auswahl verschiedener vordefinierter Szenarien sowie unterschiedliche Antennen- und Störereanzahlen sowie eine variable Bandbreite/Abtastrate.

Darunter können die Abtastwerte der Sendeantennen in Form einer .mat-Datei von Matlab in das Framework geladen werden.

Nach Drücken des Buttons „Generate Rx data“ werden die Empfangsdaten mit Hilfe der hinterlegten Raytracing-Simulationen erzeugt und können danach wieder als .mat-Datei abgespeichert werden.

Zusätzlich zu den eigentlichen Sendedaten können auch Stör- bzw. Interferenzsignale geladen werden, die je nach Szenario zusätzlich auf die Empfangssignale hinzuaddiert werden.

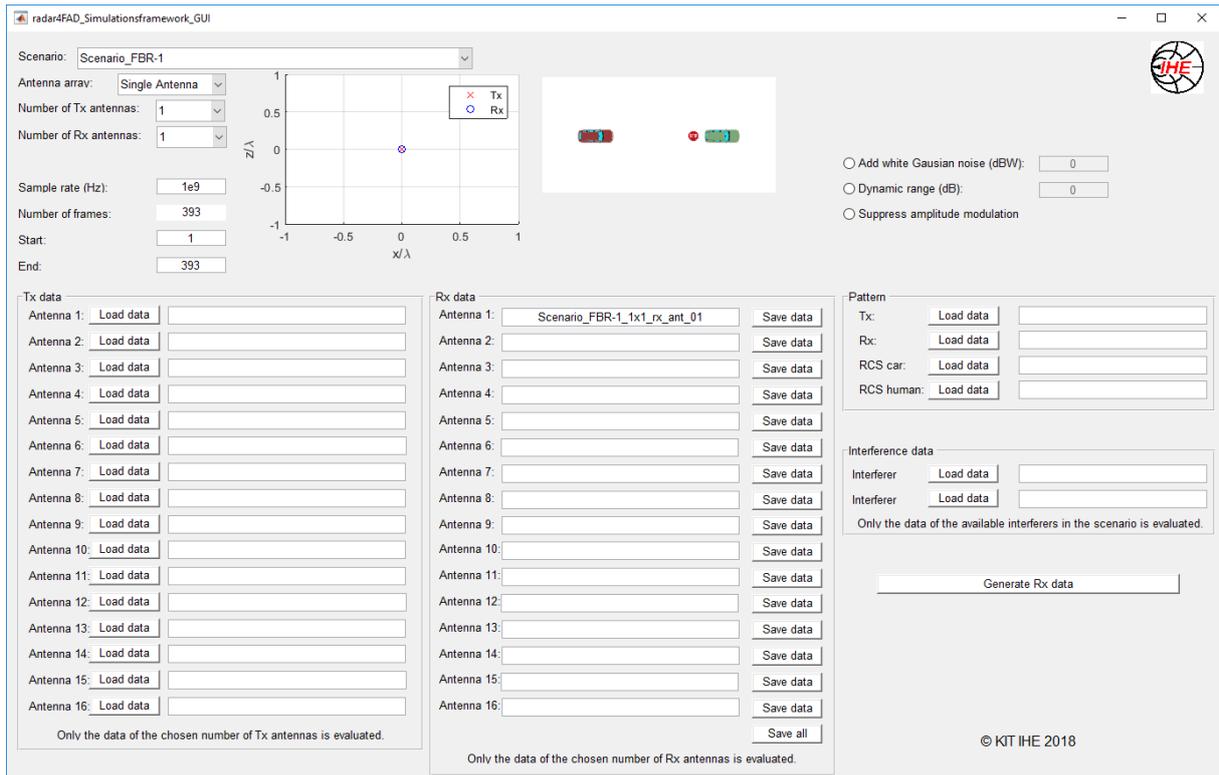


Abbildung 2: Benutzeroberfläche des Simulationsframeworks aus radar4FAD.

6. Parametrisierung der Modulationsverfahren

Zur Festlegung einer geeigneten Parametrisierung des OFDM-Radarsystems mussten zunächst alle Abhängigkeiten der einzelnen Parameter untereinander und ihre Einflüsse auf die Performance des Systems analytisch bestimmt werden. Diese wurden bereits in Kapitel 2 aufgelistet.

Basierend auf den dort aufgeführten Zusammenhängen konnte eine Parameterstudie durchgeführt werden, um die Grenzen hinsichtlich Auflösung, Eindeutigkeitsbereiche und Reichweite aufzuzeigen. Hierbei wurden drei unterschiedliche Anforderungen für den Fern-, Mitten- und Nahbereich angewendet, da oftmals Radarsensoren in diese drei Kategorien eingeordnet werden. Tabelle 6 zeigt exemplarische diese Anforderungen für den Mittenbereich, wobei die typischen Werte, die bei der Parametrisierung der Modulationsarten eine zentrale Rolle spielen, farblich hervorgehoben sind. Neben den Werten, die typischerweise gefordert sind, sind auch Werte markiert, deren Umsetzung in einem echten System deutlich ambitionierter sind und einen Mehraufwand bei der Hardwareauslegung und Implementierung darstellen.

Tabelle 6: Perzeptionsanforderungen Front Mitte (FM) und Heck Mitte (HM).

Perzeptionswert	min.	typ.	max.	Einheit
Maximaler Detektionsbereich in radialer Richtung ¹⁾	35	60	90	m
Minimaler Detektionsbereich in radialer Richtung	0,1	0,25	0,5	m
Öffnungswinkel für Beobachtungszone (Azimuth)	± 20	± 25	± 40	Grad
Öffnungswinkel für Beobachtungszone (Elevation)	± 10	± 15	± 20	Grad
Eindeutigkeitsbereich für radiale Entfernung	40	70	100	m
Eindeutigkeitsbereich für radiale Geschwindigkeit	±30	±50	±70	m/s
Auflösung für radiale Entfernung	0,1	0,2	0,5	m
Auflösung für radiale Geschwindigkeit	0,1	0,2	0,5	m/s
Trennfähigkeit für radiale Entfernung ²⁾	0,3	0,6	1,5	m
Trennfähigkeit für radiale Geschwindigkeit ²⁾	0,3	0,6	1,5	m/s
Winkelauflösung in Azimuth	0,5	1,0	2	Grad
Winkelauflösung in Elevation	1,0	2,0	4,0	Grad
Winkeltrennfähigkeit zweier Objekte (Azimuth) ³⁾	1,0	2,0	4,0	Grad
Winkeltrennfähigkeit zweier Objekte (Elevation) ³⁾	2,0	4,0	8,0	Grad
Anzahl der detektierbaren Objekte	100	400	10000	Stk.
Neue Objekt-Erfassungszeit	100	200	300	ms
Messzykluszeit	10	50	100	ms
Robustheit	A	B	C	ASIL
Abmessungen (Länge x Breite x Tiefe)	0,06x0,08x0,03	0,1x0,1x0,05	0,2x0,2x0,1	m

 Für typische Parametrisierung
 Für ambitioniert Parametrisierung

¹⁾Für RCS=10 dBsqm ²⁾Trennfähigkeit ~ 3x Auflösung ³⁾Winkeltrennfähigkeit ~ 2x Winkelauflösung

Um eine Vergleichbarkeit der Verfahren untereinander herstellen zu können, wurden gewisse Rahmenparameter, wie beispielsweise die geforderte Entfernungs- oder Geschwindigkeitsauflösung, einheitlich festgelegt.

Das Ergebnis besteht jedoch nicht nur aus einer einzigen Parametrisierung, sondern vielmehr aus zahlreichen verschiedenen Varianten, denen jeweils unterschiedliche, aber für alle Modulationsverfahren identische Annahmen zu Grunde liegen. So wird primär zunächst zwischen den Anwendungsfällen Fern, Mitte und Nah unterschieden, die sich in erster Linie durch die geforderte maximale Reichweite und den Entfernungseindeutigkeitsbereich unterscheiden. Bei jedem der Bereiche wird zunächst eine Parametrisierung als SISO (Single-Input Single-Output) System, d. h. mit je einer Sende- und Empfangsantenne vorgenommen, bei der alle Modulationsarten genau die gleiche

Messdauer und Bandbreite aufweisen, wodurch eine unmittelbare Vergleichbarkeit gegeben ist. Hierdurch können sich jedoch teilweise Parameter, wie z. B. die Anzahl der Rampen oder OFDM-Symbole für einen Messzyklus ergeben, die für eine praktische Umsetzung eher ungeeignet sind. Aus diesem Grund wird zusätzlich eine Parametrisierung angegeben, die eine praktische Realisierung zulässt, aber noch möglichst nah an der vorherigen liegt. In diesem Fall kann die Messdauer gegebenenfalls erhöht werden, sodass die zu berechnenden FFTs Zweierpotenzen als Längen aufweisen. Hierdurch wird beispielsweise die geforderte Geschwindigkeitsauflösung mindestens erfüllt, wenn nicht sogar übererfüllt. Zusätzlich zu der SISO-Parametrisierung wird auch eine Auslegung für MIMO vorgenommen, um dessen Auswirkungen auf die Konfiguration aufzuzeigen. Um hierfür ebenfalls eine Vergleichbarkeit herzustellen, werden jeweils vier Sende- bzw. vier Empfangsantennen angenommen. In der Praxis werden oftmals zwar andere Antennenanzahlen verwendet, allerdings muss in diesem Fall für die Vergleichbarkeit eine gemeinsame Rahmenbedingung zu Grunde gelegt werden. Tabelle 7 und 8 zeigen exemplarisch die erarbeiteten Parametrisierungen für das Mittenbereichsradar mit den typischen Anforderungen und einer Auslegung hinsichtlich Zweierpotenzen bei den FFT- und IFFT-Längen. Die erste Tabelle zeigt dabei die Parametrisierung für den SISO-Fall, die zweite für MIMO mit 4 Tx- und 4 Rx-Antennen.

Tabelle 7: Parametrisierung Mitte, typ. ($B = 750$ MHz), SISO, 2er-Potenzen.

	CS-TDM	CS-FDM	PN analog	PN digital	OFDM
I/Q receiver	no	no	yes	yes	yes
fast slope PLL	yes	yes	no	no	no
fast DACs	no	no	no	no	yes
Fast ADCs	no	yes	no	yes	yes
ADC bits	16 bit	16 bit	16 bit	16 bit	16 bit
Measurement bandwidth	750 MHz	750 MHz	750 MHz	750 MHz	750 MHz
Range resolution	0,2 m	0,2 m	0,2 m	0,2 m	0,2 m
Measurement cycle	12,2 ms	12,2 ms	11,2 ms	11,2 ms	12,8 ms
Velocity resolution	0,16 m/s	0,16 m/s	0,17 m/s	0,17 m/s	0,15 m/s
Output sample rate	61,68 MSPS	61,68 MSPS	366 kSPS	750 MSPS	750 MSPS
Memory storage per RX and cycle (16 bit ADC)	16*2048*512 bit = 16,8 Mbit = 2,1 MByte	16*2048*512 bit = 16,8 Mbit = 2,1 MByte	16*2*4048 bit = 183 kbit = 13,1 kbyte	16*2*2048*4096 bit = 268,4 Mbit = 33,6 Mbyte	16*2*2048*4096 bit = 268,4 Mbit = 33,6 MByte
Number of ramps / PN sequences / OFDM symbols	512	512	3479	4096	4096
Number of samples per ramp / PN sequence / OFDM symbol	(1500) 2048	(1500) 2048	2048	2048	2048 (+300 Cyclic Prefix)
Unambiguous range	150 m	150 m	100 m	409,6 m	409,6 m
Unambiguous velocity	40 m/s	40 m/s	0,7 m/s	347,7 m/s	303,3 m/s
calculation power per RX and cycle	2048 * 512 FFTs	2048 * 512 FFTs	8 FFTs	2048 corr + 4096 FFTs (500 corr to achieve 100 m range)	2048*4096 Complex Mult. 4096 + 2048 FFTs
Processing gain per Rx channel	60,21 dB	60,21 dB	42,2 dB	69,2 dB	69,2 dB
SNR for a target in $R = 50$ m, $v = 0$ m/s, $RCS = 10$ m ² per channel	t.b.d.	t.b.d.	t.b.d.	t.b.d.	29,0 dB (theo. mit $P_{Tx} = 10$ dBm)

Tabelle 8: Parametrisierung Mitte, typ. ($B = 750$ MHz), MIMO, 2er-Potenzen.

	CS-TDM	CS-FDM	PN analog	PN digital	OFDM
I/Q receiver	no	no	yes	yes	yes
fast slope PLL	yes	yes	no	no	no
fast DACs	no	no	no	no	yes
Fast ADCs	no	yes	no	yes	yes
ADC bits	16 bit	16 bit	16 bit	16 bit	16 bit
Measurement bandwidth	750 MHz	750 MHz (no sub- or guard bands)	750 MHz	750 MHz	750 MHz
Range resolution	0,2 m	0,2 m	0,2 m	0,2 m	0,2 m
Measurement cycle	12,2 ms	12,2 ms	11,2 ms	11,2 ms	12,8 ms
Velocity resolution	0,16 m/s	0,16 m/s	0,2 m/s	0,2 m/s	0,15 m/s
Output sample rate	61,68 MSPS	61,68 MSPS (N_{Tx} parallel ADCs or samp. rate increased by N_{Tx})	366 kSPS	750 MSPS	750 MSPS
Memory storage for 4 RX per cycle (16 bit ADC)	$16 \cdot 2048 \cdot 512 \cdot 4$ bit = 67,1 Mbit = 8,4 MByte	$16 \cdot 2048 \cdot 512 \cdot 4$ bit = 76,1 Mbit = 8,4 MByte	$16 \cdot 2 \cdot 4096 \cdot 4$ bit = 524 kbit = 65 kbyte	$16 \cdot 2 \cdot 2048 \cdot 4096 \cdot 4$ bit = 1074 Mbit = 134 Mbyte	$16 \cdot 2 \cdot 2048 \cdot 4096 \cdot 4$ bit = 1073,7 Mbit = 134,2 MByte
Number of ramps / PN sequences / OFDM symbols	512	512	4096	4096	4096
Number of samples per ramp / PN sequence / OFDM symbol	(1500) 2048	(1500) 2048	2048	2048	2048 (+300 Cyclic Prefix)
Unambiguous range	150 m	150 m	100 m	409,6 m	102,4 m
Unambiguous velocity	$40 \text{ m/s} / N_{Tx}$	40 m/s	0,7 m/s	347,7 m/s	303,3 m/s
calculation power per RX and cycle	2048 + 512 FFTs	2048 + 512 FFTs	8 FFTs	2048 corr + 4096 FFTs (per virt. ant. ch.) (500 corr to achieve 100 m range)	2048*4096 Complex Mult. 4096 + 2048 FFTs
Processing gain per Rx channel	$10 \cdot \log_{10}(2048 \cdot 512) = 60,21$ dB	60,21 dB + $10 \cdot \log_{10}(N_{Tx})$	48,2 dB	75,2 dB (incl. Tx beamforming)	$10 \cdot \log_{10}(4096 \cdot 2048/4) = 69,2$ dB (incl. Tx beamforming)
SNR for a target in $R = 50$ m, $v = 0$ m/s, $RCS = 10 \text{ m}^2$ per ch.	t.b.d.	t.b.d.	t.b.d.	t.b.d.	23,0 dB (theo. mit $P_{Tx} = 10$ dBm)

Teilweise ergeben sich aus den Parametrisierungen auch direkt Erkenntnisse darüber, ob die eine oder andere Modulationsform für die jeweiligen Anwendungsfälle geeigneter ist, oder bestimmte Anforderungen nicht erfüllt werden können.

Zum Schluss wurde noch eine Parametrisierung für Demonstrator 1a vorgenommen. Da dieser jedoch beispielsweise bei der verfügbaren Bandbreite, Kanalanzahl, Speicher- und Rechenkapazität beschränkt war, wurden hierfür adaptierte Parametrisierungen erarbeitet, die teilweise von den Anforderungen für HAF (hoch automatisiertes Fahren) abweichen.

7. Betrachtung kritischer Hardwarekomponenten für Demonstrator 1a

Bei der Auslegung von sowohl der Basisband- als auch der Hochfrequenz-Hardware mussten einige Punkte genauer betrachtet werden, da diese durch ihren großen Einfluss auf die Performance als kritisch einzustufen waren.

Zunächst wurde analytisch untersucht, welche Auswirkungen verschiedene Hardwareparameter auf das Radarsystem haben. Exemplarisch soll dies an Hand der Bitauflösung des ADCs sowie des Senderübersprechens gezeigt werden.

In Abbildung 3 sind die Empfangspegel nach der Signalverarbeitung dargestellt, die sich für verschiedene Bitauflösungen ergeben. Hierbei ist bereits der Prozessierungsgewinn mit eingerechnet. Ebenfalls dargestellt ist die resultierende Leistung eines Ziels mit einem Radarrückstreuquerschnitt von 1 m^2 . An Hand der Schnittpunkte kann abgelesen werden, welche Reichweite das Radar beispielweise bedingt durch das thermische Rauschen aufweist oder welche Bitauflösung gewählt werden sollte, damit das Quantisierungsrauschen nicht über dem thermischen Rauschen liegt. Das Empfangssignal wird dabei jeweils so hoch verstärkt, dass das Senderübersprechen gerade das höchste Bit des ADC aussteuert. In den dargestellten Kurven ist darüberhinausgehend kein Puffer bzw. Margin mit eingerechnet. Dieser muss für eine sichere Funktionsfähigkeit beispielsweise beim thermischen Rauschen noch berücksichtigt werden, da dieses im Range-Doppler-Plot kein konstantes Level darstellt, sondern bis zu 10 dB hohe Spitzen über dem mittleren Rauschlevel auftreten können.

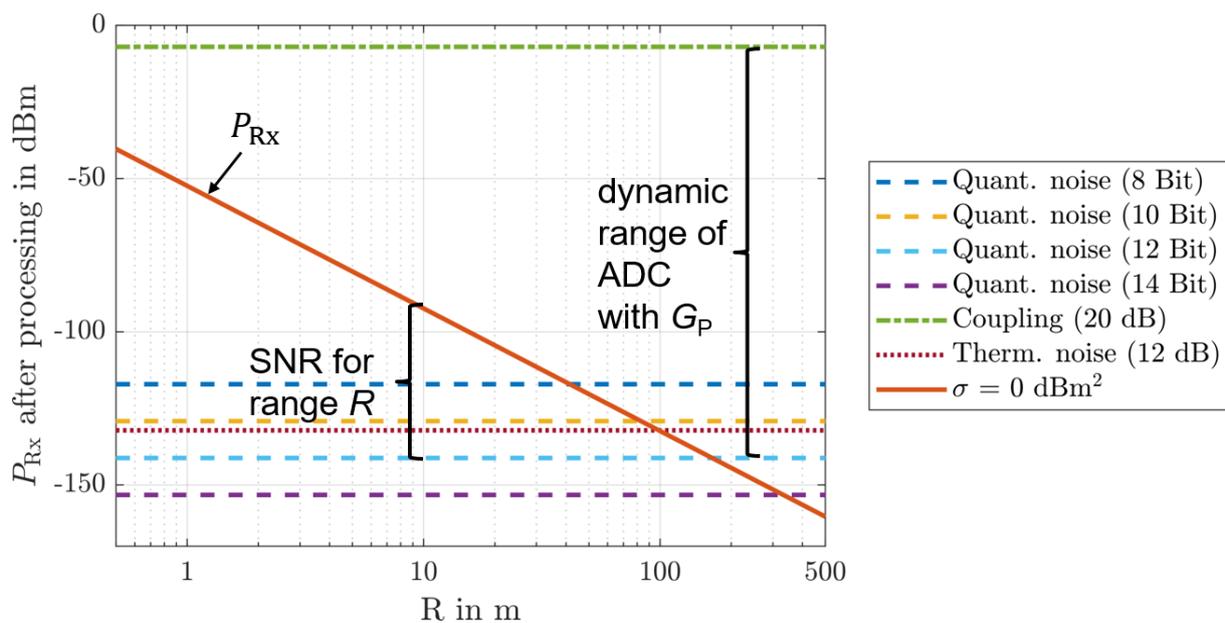


Abbildung 3: Leistungspegel nach der Signalverarbeitung in Abhängigkeit der Bitauflösung des Analog-Digital-Wandlers für $f_c = 79 \text{ GHz}$, $B = 1000 \text{ MHz}$, $P_{Tx} = 14 \text{ dBm}$, $G_{Tx/Rx} = 8 \text{ dB}$, $\sigma = 0 \text{ dBm}^2$, $Coupling = 20 \text{ dB}$, $G_p = 60 \text{ dB}$, $NF = 12 \text{ dB}$.

Wir bereits erwähnt, wurde bei der Betrachtung davon ausgegangen, dass die Verstärker so angesteuert werden, dass das Senderübersprechen von der Tx- zur Rx-Antenne gerade das höchste Bit des ADC aussteuert. Das heißt im Umkehrschluss, dass je höher das Übersprechen ist, desto geringer muss die Verstärkung ausfallen und für die Empfangssignale bleiben effektiv weniger Bit an Auflösung übrig, da das Quantisierungsrauschen zu schwache Signale überlagert. Auch für das Quantisierungsrauschen ist bereits der Prozessierungsgewinn berücksichtigt.

Abbildung 4 zeigt die Empfangspegel nach der Signalverarbeitung in Abhängigkeit der übergekoppelten Leistung, wenn obige Bedingung erfüllt ist.

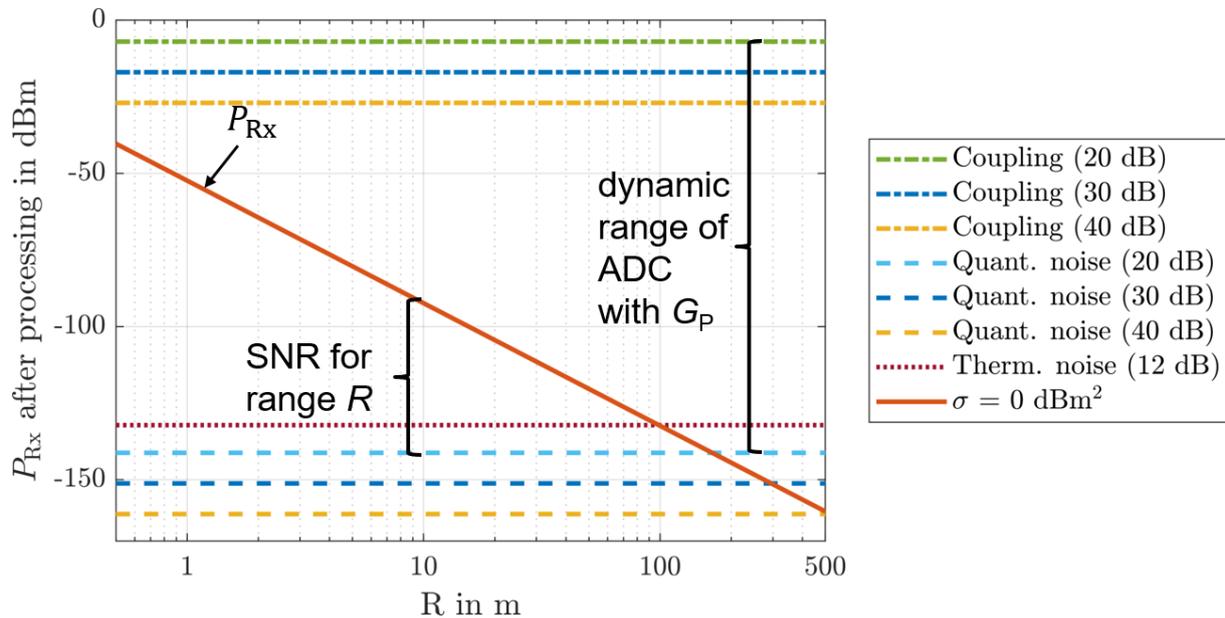


Abbildung 4: Leistungspegel nach der Signalverarbeitung in Abhängigkeit der übergekoppelten Leistung für $f_c = 79 \text{ GHz}$, $B = 1000 \text{ MHz}$, $P_{Tx} = 14 \text{ dBm}$, $G_{Tx/Rx} = 8 \text{ dB}$, $\sigma = 0 \text{ dBm}^2$, $ADC \text{ res.} = 12 \text{ Bit}$, $G_P = 60 \text{ dB}$, $NF = 12 \text{ dB}$.

Einen zentralen Part der Basisband-Hardware stellt die Digital-Analog- und Analog-Digital-Wandlung dar. Hierbei spielen insbesondere die eigentliche Signalbandbreite, die Abtastrate sowie digitale und analoge Filter eine entscheidende Rolle. Abbildung 5 zeigt die Zeitsignale und Spektren (Betrag und Phase) der verschiedenen Stufen der Wandlung an Hand einer beispielhaften Parametrisierung mit der Abtastrate $f_s = 1 \text{ GHz}$, der Signalbandbreite $B_{\text{signal}} = 500 \text{ MHz}$ und der 1 dB-Grenzfrequenz $f_{\text{cut,analog}} = 288 \text{ MHz}$ des analogen Tiefpassfilters. Diese Durchlassbandbreite kann aus einer definierten Liste ausgewählt werden, die durch das einstellbare Filter auf der Basisband-Adapterplatine festgelegt ist.

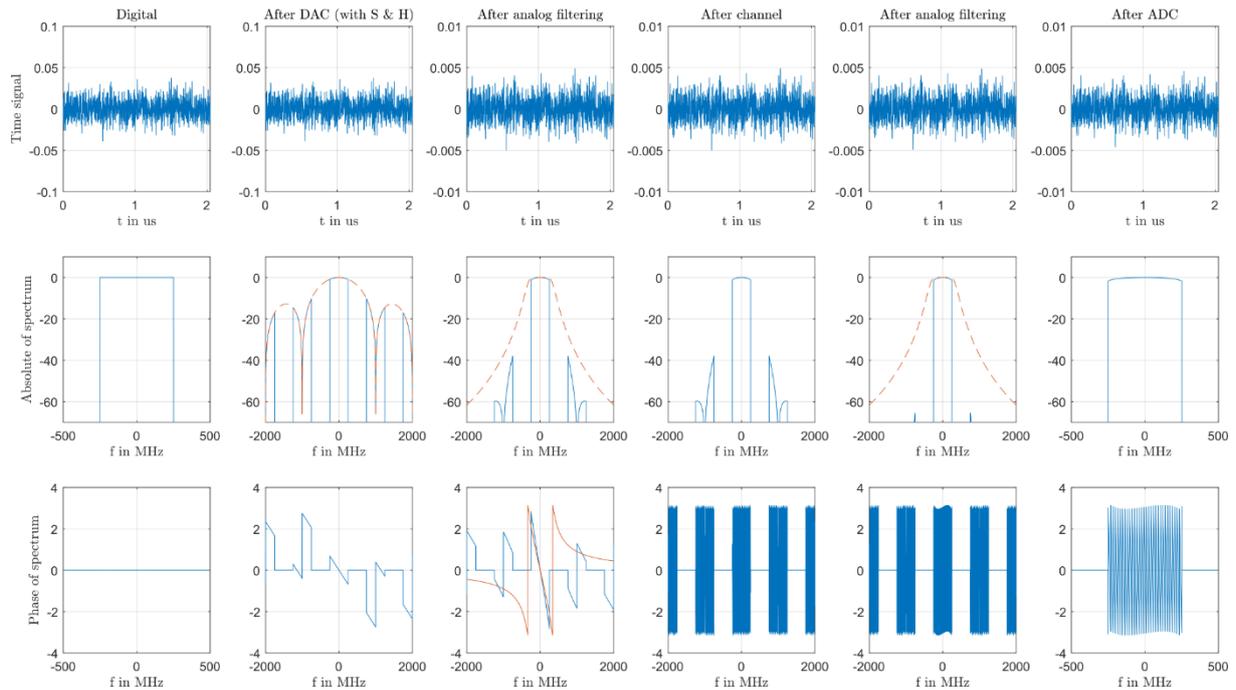


Abbildung 5: Zeitsignale und Spektren der verschiedenen Stufen des Sende- und Empfangssignals für $f_s = 1$ GHz, $B_{\text{signal}} = 500$ MHz und $f_{\text{cut,analog}} = 288$ MHz.

Nachdem bereits exemplarisch der Einfluss der Bitauflösung des ADCs sowie des Senderübersprechens gezeigt wurde, soll nun noch etwas näher auf das Verhältnis von Abtastrate, effektiver Signalbandbreite und Filtergrenzfrequenz eingegangen werden.

Wie bereits erwähnt wurde, stellt die Digital-Analog- und Analog-Digital-Wandlung einen zentralen Part der Basisband-Hardware dar. In der Fortsetzung vorheriger Tests wurde versucht, die effektive Signalbandbreite weiter zu erhöhen, um so bei vorgegebener Abtastrate eine möglichst gute Entfernungsauflösung zu erzielen. Abbildung 6 zeigt die Zeitsignale und Spektren (Betrag und Phase) der verschiedenen Stufen der Wandlung mit $f_s = 1$ GHz, $B_{\text{signal}} = 750$ MHz und $f_{\text{cut,analog}} = 432$ MHz, wobei der letzte Wert die 1 dB-Grenzfrequenz des analogen Filters darstellt. Die Signalbandbreite wurde in diesem Fall nochmals um den Faktor 1,5 erhöht gegenüber vorheriger Implementierungen und Tests. Die gewählte Filtergrenzfrequenz ergibt sich durch ein in Demonstrator 1a verwendetes einstellbares Tiefpassfilter, bei dem aus einer Liste verschiedener vordefinierter Grenzfrequenzen gewählt werden kann, wie Abbildung 7 zeigt. Die jeweilige Frequenz kann dann per SPI-Verbindung programmiert werden. Da IQ-Signale verwendet werden, ergibt sich die analoge 1 dB-Filterbandbreite als das Doppelte der 1 dB-Grenzfrequenz zu $B_{\text{cut,analog}} = 864$ MHz und liegt damit über der Signalbandbreite, wodurch das OFDM-Signal durch das Filter nicht beeinflusst aber trotzdem alle periodischen Wiederholungen im Spektrum unterdrückt werden.

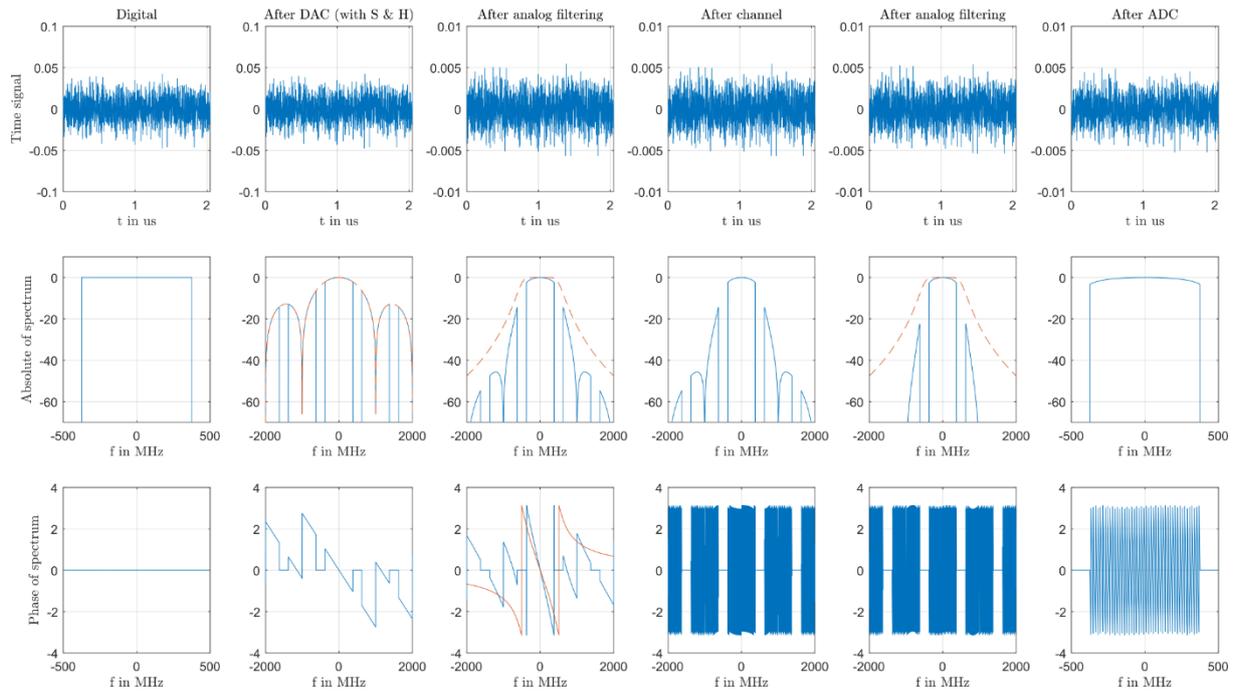


Abbildung 6: Zeitsignale und Spektren der verschiedenen Stufen des Sende- und Empfangssignals für $f_s = 1 \text{ GHz}$, $B_{\text{signal}} = 750 \text{ MHz}$ und $f_{\text{cut,analog}} = 432 \text{ MHz}$.

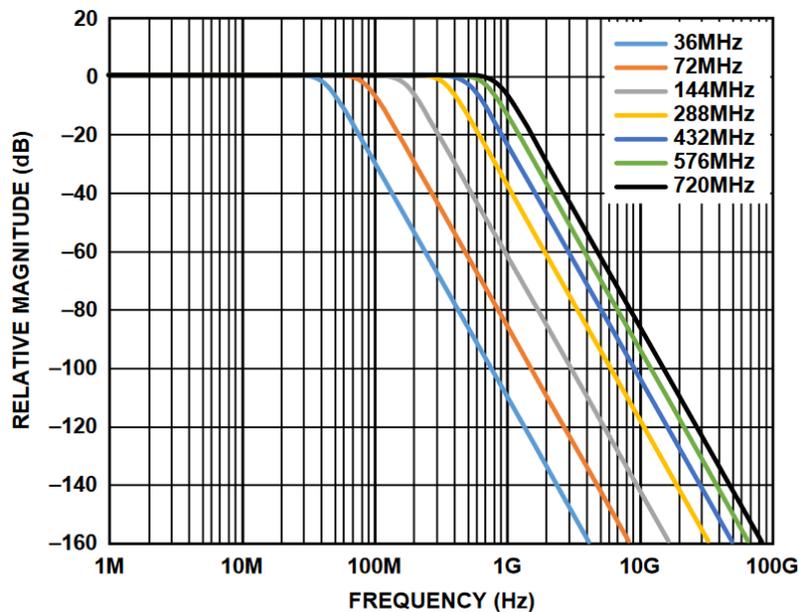


Abbildung 7: Ideale Filterkennlinien aus dem Datenblatt des ADRF6520 [4].

Die Hauptkenntnisse, die in radar4FAD zum Thema Digital-Analog- und Analog-Digital-Wandlung gewonnen werden konnten, lassen sich wie folgt zusammenfassen:

- Die Digital-Analog-Wandlung führt zu einer periodischen Wiederholung des digitalen Spektrums bei Vielfachen der Abtastrate. Bei Demonstrator 1a befinden sich diese bei $n \cdot 1 \text{ GHz}$ mit $n \in \mathbb{Z} \setminus \{0\}$.

- Das Sample-and-Hold-Device des Digital-Analog-Konverters (DAC) bewirkt, dass das Analogspektrum nach dem DAC die Einfüllende einer sinc-Funktion hat.
- Die sinc-Form schwächt die höheren spektralen Wiederholungen leicht ab. Allerdings wird durch den abfallenden Amplitudenverlauf des Hauptpeaks der sinc-Funktion auch das gewünschte OFDM-Spektrum zu den Rändern hin abgeschwächt. Je näher die effektive Signalbandbreite an die Abtastrate herankommt, desto stärker macht sich dieser Effekt bemerkbar. Theoretisch kann der Amplitudenabfall des Hauptspektrums durch eine inverse sinc-Funktion zumindest teilweise ausgeglichen werden. In Demonstrator 1a wurde eine solche jedoch der Einfachheit halber nicht implementiert.
- Die Hauptdämpfung der höheren spektralen Wiederholungen erfolgt durch das variable Analogfilter.
- Je höher der Überabstastfaktor f_s/B_{signal} ist, desto besser entspricht das analoge Spektrum dem digitalen Spektrum und desto besser werden die spektralen Wiederholungen unterdrückt, wenn auch die Grenzfrequenz des Tiefpassfilters entsprechend angepasst wird.
- Bei $f_s = B_{\text{signal}}$ liegen die spektralen Wiederholungen direkt neben dem Hauptspektrum, was zur Folge hat, dass das analoge Spektrum nach dem Tiefpassfilter hauptsächlich vom analogen Filter geformt wird. Zusätzlich tritt im Empfänger Aliasing auf, da die reale Bandbreite des Sende- bzw. Empfangssignals höher als die ADC-Abtastrate ist.

8. Erweiterung der Modulationsverfahren auf MIMO-Fähigkeit

Ein wesentlicher Aspekt heutiger und neu zu entwickelnder Radar-Modulationsverfahren ist deren MIMO-Fähigkeit, d. h. die Möglichkeit, mehrere unkorrelierte oder orthogonale Signale gleichzeitig senden und nach dem Empfang wieder trennen zu können. Diese Eigenschaft wird für die Winkelschätzung der Radarsensoren benötigt, die in Kombination mit der Entfernungs- und Geschwindigkeitsschätzung eine mehrdimensionale Lokalisierung der Zielobjekte ermöglicht. Allgemein gilt hierbei der Zusammenhang, dass je größer die Antennenapertur bzw. das Antennenarray ist, desto besser wird die Winkeltrennfähigkeit, d. h. desto besser können zwei benachbarte Ziele unterschieden werden. Da allerdings gleichzeitig der Abstand zwischen den einzelnen Antennenelementen des Arrays den Eindeutigkeitsbereich festlegt und dieser umso größer ist, je näher die Antennenelemente benachbart sind, ergeben sich zwei entgegengesetzte Ziele. Ideal wäre ein Abstand der Antennen von der Hälfte der Wellenlänge, da dann der gesamte Bereich vor dem Radarsensoren zwischen $\pm 90^\circ$ abgedeckt werden könnte.

Um die Anforderungen an die Anzahl an Empfangsantennen und damit auch aller nachgeschalteter Analog-Digital-Wandler sowie Speicher- und Prozessoreinheiten zu reduzieren, wird häufig das Virtuelle Antennen Konzept angewendet. Hierbei wird das Empfangsantennenarray virtuell an jede Position der einzelnen Sendeantennen übertragen, wodurch ein vergrößertes Empfangsarray entsteht. Bei dem Vorgang wird sozusagen das Empfangsarray durch ein „phasenrichtiges“ Sendearray virtuell um seine Eigengröße erweitert. Die umgekehrte virtuelle Verschiebung des Sendeantennenarrays an die Positionen der Empfangsantennen ist ebenfalls möglich und führt zu dem gleichen Ergebnis.

In AP 4.2.3 wurden in diesem Zusammenhang mögliche MIMO-Verfahren für Fast Chirp Sequence, Pseudo Noise und OFDM-Radar anschaulich dargelegt und deren Vor- und Nachteile gegenübergestellt. Dabei zeigte sich, dass diese teilweise sehr ähnlich sind, aber in dem ein oder anderen Punkt auch starke Unterschiede aufweisen. Dies führte zu dem Ergebnis, dass nicht alle MIMO-Verfahren für alle Modulationsformen gleich geeignet bzw. vorteilhaft sind und jeweils abgewägt werden muss, ob noch eine praxistaugliche Realisierung möglich ist.

Das derzeit gängigste und für den Automobilbereich am weitesten verbreitete Verfahren ist Time Division Multiplexing (TDM), bei dem die Sender nacheinander sequentiell durchgeschaltet werden. Alle weiteren Verfahren wie beispielsweise Frequency Division Multiplexing (FDM) und Code Division Multiplexing (CDM) müssen sich daher, insbesondere im Fall von Chirp Sequence, an TDM messen, da andere Verfahren nur bei einem Vorteil die Chance einer Umsetzung in der Praxis haben werden.

Abbildung 8 zeigt eine Übersicht der untersuchten gängigen Multiplex-Verfahren für die verschiedenen Modulationsverfahren sowie die zugehörigen Zeit-Frequenz-Verläufe zur Veranschaulichung. Für OFDM wurden diese Verfahren u. a. in [5] gegenübergestellt.

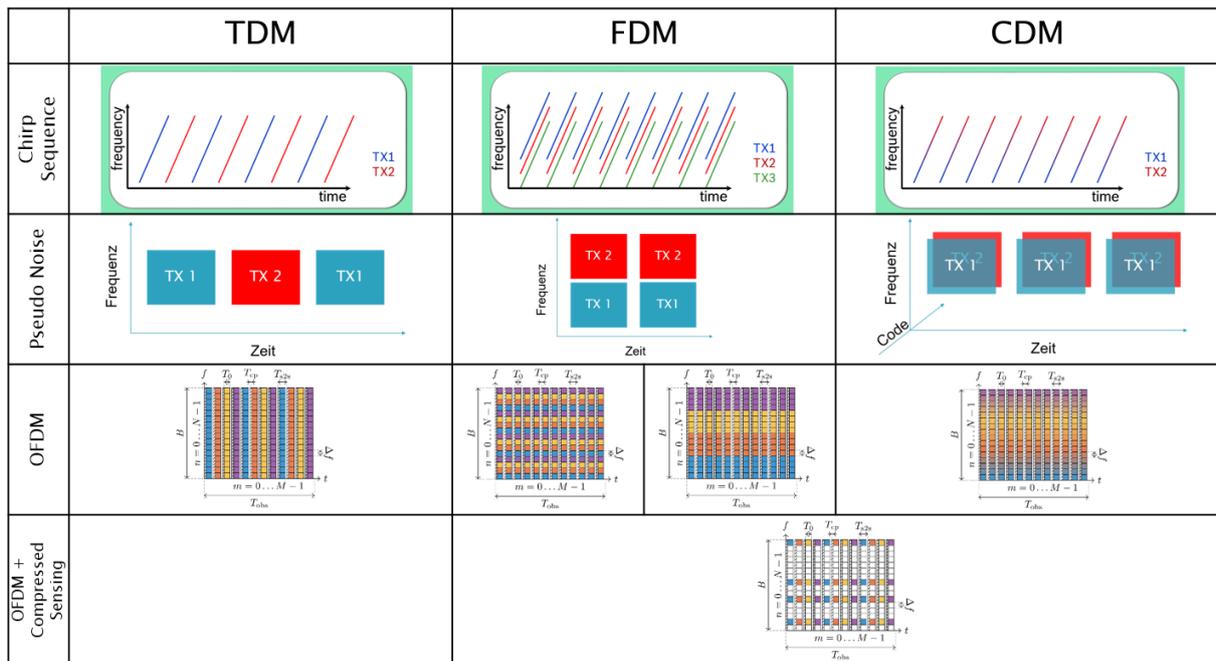


Abbildung 8: Vergleich der Multiplex-Verfahren zur Verwendung in MIMO.

Der Nachteil von TDM besteht darin, dass sich die Intervalldauer, in der Rampen, Sequenzen oder Symbole eines Sender-Empfänger-Paares auftreten, deutlich erhöht. Hierdurch nimmt der Eindeutigkeitsbereich in Geschwindigkeitsrichtung deutlich ab. Der Vorteil besteht darin, dass immer nur ein Sender gleichzeitig aktiv sein muss, wodurch beispielsweise Leistungsverstärker und Signalquellen eingespart werden können. Bei CDM und FDM hingegen sind alle Sender gleichzeitig aktiv. Bei CDM führt dies zu einer Reduktion des Dynamikbereichs, der durch die Korrelationseigenschaften der verwendeten Codes beschränkt ist, da diese nicht perfekt orthogonal zueinander sind. Bei FDM muss zwischen zwei Varianten unterschieden werden. Werden die Sendesignale bei unterschiedlichen Trägerfrequenzen abgestrahlt, sind sie perfekt orthogonal zueinander. Soll allerdings die Gesamtbandbreite des Systems erhalten bleiben, muss die Bandbreite der Einzelkanäle verringert werden, wodurch sich die Entfernungsauflösung verringert, was in der Regel unerwünscht ist. Eine andere Variante, das sogenannte „Subcarrier Interleaving“ kann bei OFDM angewandt werden. Hierbei werden die orthogonalen Unterträger z. B. in einem regelmäßigen Muster den verschiedenen Sendekanälen zugeordnet. Da hierbei jeder Sender fast die gesamte Bandbreite ausnutzt, bleibt die Entfernungsauflösung erhalten. Der Nachteil dieses Verfahrens besteht darin, dass der Eindeutigkeitsbereich in Entfernungsrichtung verringert wird.

9. Signalverarbeitung für OFDM-Radar als Basis für die Implementierung in Demonstrator 1a

Der in radar4FAD geplante und realisierte Demonstrator 1a umfasst ein HF-Frontend einschließlich projektintern entwickelter Monolithic Microwave Intergrated Circuits (MMICs) von der Ruhr-Universität Bochum (RUB), einer von der IMST GmbH implementierten Basisbandarchitektur auf einem FPGA-Evaluation-Board mit zusätzlicher D/A- und A/D-Wandlerkarte sowie der vom KIT entwickelten Signalverarbeitungskette für OFDM-Radar. Diese wurde vom KIT in Matlab entworfen, getestet und in einem ersten Schritt bereits für eine Implementierung auf einem FPGA hingehend angepasst. Diese Version wurde dem IMST zur Verfügung gestellt, damit dieses sich für die Implementierung von OFDM-Radar auf dem FPGA daran orientieren und ableiten konnte, welche Rechenoperationen wie z. B. schnelle (inverse) Fourier Transformationen oder elementweise Matrixmultiplikationen etc. notwendig sind. Auch der erforderliche Speicherbedarf ließ sich daraus ablesen.

Parallel dazu wurde vom KIT auch eine Matlab-Implementierung von digitalem Fast Chirp Sequence-Radar realisiert, die einen Vergleich der verschiedenen Modulationsverfahren auf demselben Sensor ermöglichen sollte. Im Gegensatz zu OFDM-Radar basierte die digitale FCS-Implementierung auf der Erzeugung und Auswertung der digitalen Basisbandsignale. Eine Prozessierung bereits auf dem FPGA, wie eine der Firmware-Varianten für OFDM-Radar vorsah, existiert in diesem Fall nicht. Für den Vergleich der Modulationsarten war dies jedoch nicht notwendig. Für Pseudo Noise (PN) Radar wurde hingegen keine vollständige Verarbeitungskette implementiert, sondern nur das Erzeugen der Sendesignale und der Transfer der abgespeicherten Basisbandrohdaten vom FPGA zum PC wurden realisiert. Die in den Messkampagnen gewonnenen Basisbandabtastwerte wurden dann der Universität Ulm zur Verfügung gestellt, die ihre Algorithmen zur Radarsignalverarbeitung auf die aufgezeichneten PN-Messungen anwenden konnten.

10. Inbetriebnahme und Testen von Demonstrator 1a

Nachdem vom IMST die Basisbandarchitektur für Demonstrator 1a, die ein Übertragen von Sendesignalen vom PC an den FPGA und umgekehrt ein Auslesen der abgespeicherten Empfangsdaten ermöglicht, implementiert war, konnte Mitte 2019 mit der Inbetriebnahme des Demonstrators begonnen werden. Zusätzlich stellte die Ruhr-Universität Bochum (RUB) ein passendes HF-Frontend mit den Transceiver- und VCO-MMICs sowie einer Adapter-Platine zum Anschluss an das Wandlerboard zur Verfügung. Nach der Integration aller Bestandteile des Demonstrators konnte dann mit einer ersten Analyse der Signale nach dem DAC, dem abgestrahlten Spektrum und der Empfangsdaten begonnen werden. Abbildung 9 zeigt auf der rechten Seite den Demonstrator einschließlich Spannungsversorgung und Host-PC zur Ansteuerung und zum Übertragen der Daten. Auf der linken Seite befinden sich Spektrumanalysatoren sowie ein Oszilloskop, um die Signale nach den DACs sowohl im Frequenz- als auch im Zeitbereich zu untersuchen. Eines der damit aufgenommenen Spektren ist in Abbildung 10 **Fehler! Verweisquelle konnte nicht gefunden werden.** dargestellt. Hierbei zeigen sich neben dem eigentlichen Spektrum des OFDM-Signals mit einer halbseitigen Bandbreite von 250 MHz die periodischen Wiederholungen, die in einem Abstand von 1 GHz auftreten, was genau der Abtastrate entspricht. Überlagert werden die spektralen Wiederholungen von der zuvor beschriebenen sinc-Funktion, die ihre Nullstellen genau bei Vielfachen der Abtastrate hat.

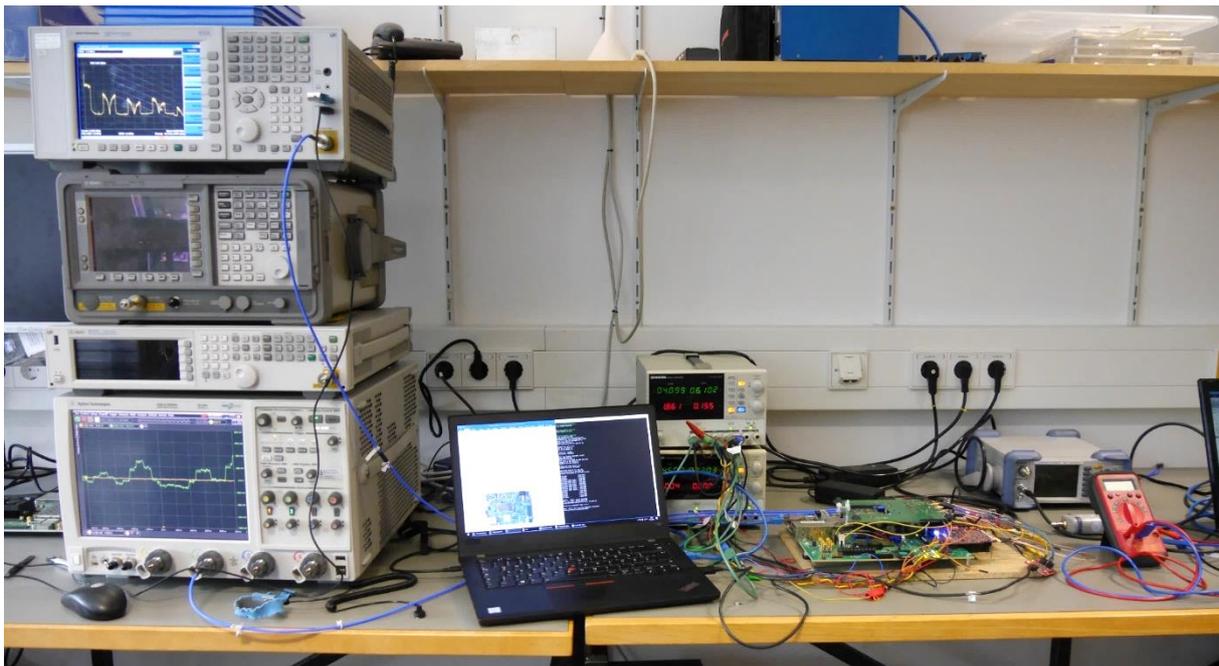


Abbildung 9: Laboraufbau zur Messung der Ausgangsspektren nach den DACs.

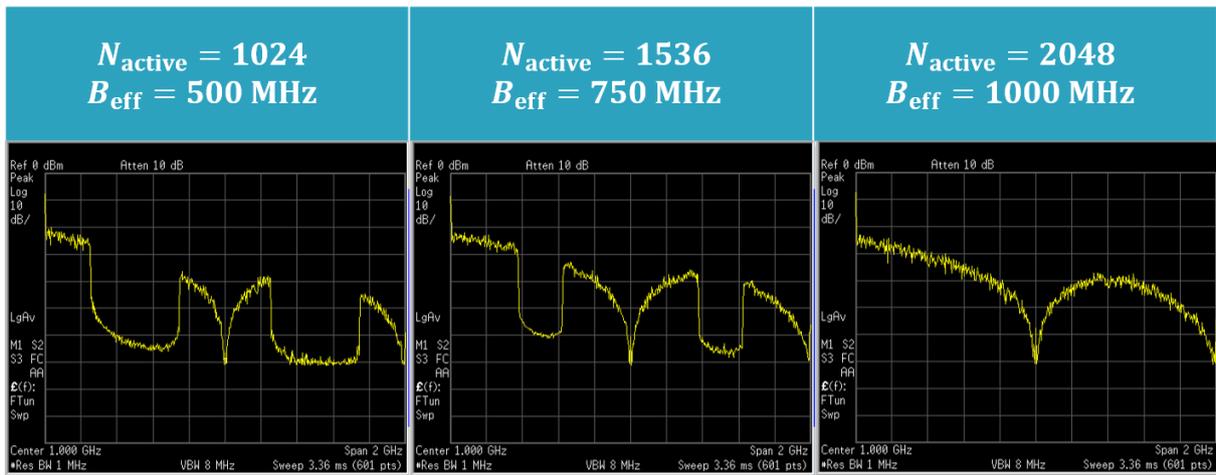


Abbildung 11: Spektrale Änderungen bei einer Variation der effektiven Signalbandbreite bei gleichbleibender Abtastrate ($f_s = 1$ GHz).

Gut zu erkennen ist, dass die Lücken zwischen den spektralen Wiederholungen enger werden. Dies hat zur Folge, dass ein analoges Filter steilflankiger werden muss, um die unerwünschten Spektralanteile zuverlässig zu unterdrücken. Sobald die Signalbandbreite identisch zur Abtastrate ist, verschwindet die Lücke vollständig und in der Theorie würde ein Filter mit unendlich großer Flankensteilheit benötigt werden. Da dies jedoch nicht realisierbar ist, kann das Hauptspektrum nicht mehr sauber von der ersten periodischen Wiederholung getrennt werden.

Die Änderung der effektiven Signalbandbreite bei gleichbleibender Abtastrate von 1 GSPS wird dadurch erreicht, dass von den $N = 2048$ theoretisch möglichen Unterträgern von OFDM gezielt so viele abgeschaltet, d. h. zu Null gesetzt, werden, dass die gewünschte Bandbreite resultiert.

Abbildung 12 zeigt einen Ausschnitt aus dem Real- und Imaginärteil eines OFDM-Signals nach dem DAC. Gut sichtbar sind die Stufen, die sich durch die diskreten Spannungsstufen des DACs ergeben. Diesen überlagert ist zum einen die Einschwingphase nach dem Ändern eines Stufenwerts sowie thermisches Rauschen.



Abbildung 12: Ausschnitt aus einem digital-analog-gewandelten OFDM-Signal nach dem DAC.

Aus den Spannungswerten einer längeren Zeitsequenz lässt sich die mittlere Leistung des Real- und Imaginärteils des OFDM-Signals bestimmen. Zusätzlich wurde die Ausgangsleistung der DACs bei Verwendung eines OFDM-Signals, dessen Maximalwerte zuvor auf die maximale Bitstufe normiert wurden, mit Hilfe eines Leistungsmessers (Power Meter) bestimmt. Die Leistung für den I- und Q-Kanal ergab sich jeweils zu ungefähr $-4,8$ dBm. Hierbei ist jedoch auch noch die Leistung der spektralen Wiederholungen enthalten, da noch kein analoger Tiefpass zwischengeschaltet war.

Um in einem nächsten Schritt die Funktionalität der Radarsignalerzeugung und -prozessierung unabhängig vom Frontend zu testen, wurden die Ausgangssignale der beiden DACs direkt zu den Eingängen der ADCs geschleift. Die bei einer danach durchgeführten Radarmessung im Double Data Rate Synchronous Dynamic Random Access Memory (DDR-SDRAM) des Eval-Boards abgespeicherten Basisbandabtastwerte wurden anschließend an den Host-PC übertragen und die Radarsignalprozessierung für OFDM in Matlab darauf angewendet. Abbildung 13 zeigt zahlreiche grafische Auswertungen verschiedener Zwischenschritt der Prozessierungskette. Im Folgenden werden die dargestellten Grafiken detailliert beschrieben, beginnend von oben links nach unten rechts:

- 1) Amplitude der OFDM-Symbole im empfangenen OFDM-Rahmen. Nur die mittlere Hälfte der 2048 Unterträger ist aktiv. Die äußeren Unterträger (jeweils 512) wurden bereits auf der Sendeseite zu Null gesetzt.

- 2) Phasenverlauf des ersten OFDM-Symbols vor der elementweisen Division durch die Sendesymbole. Gut zu erkennen sind die vier verschiedenen Phasenzustände der QPSK-Symbole.
- 3) Phasenverlauf des ersten OFDM-Symbols nach der elementweisen Division. Da nun die Modulationsymbole entfernt sind, verbleibt nur noch der Phasenverlauf durch den Kanal, der in diesem Fall den kurzen Koaxial-Kabeln des Loop-Backs entspricht.
- 4) Amplitudenverlauf des ersten Modulationssymbols nach der elementweisen Division. Gut zu erkennen ist das nahezu rechteckförmige Spektrum von OFDM, das einen Dynamikbereich von circa 45 dB gegenüber thermischem und Quantisierungsrauschen aufweist.
- 5) Range-Doppler-Plot mit einem einzigen dominanten Ziel im Ursprung. Der verbleibende Streifen bei der Geschwindigkeit null entsteht unter anderem durch den fehlenden mittleren (DC) Unterträger auf Grund von DC-Blocks im Signalpfad.
- 6) Range-Azimuth-Plot, der jedoch keine Winkelschätzung erlaubt, da das verwendete Frontend nur mit einem einzigen Tx- und Rx-Kanal ausgestattet ist. Mit dieser SISO-Konfiguration kann nur die Entfernung und die Geschwindigkeit bestimmt werden, nicht jedoch die Richtung, aus der das reflektierte Signal kommt.

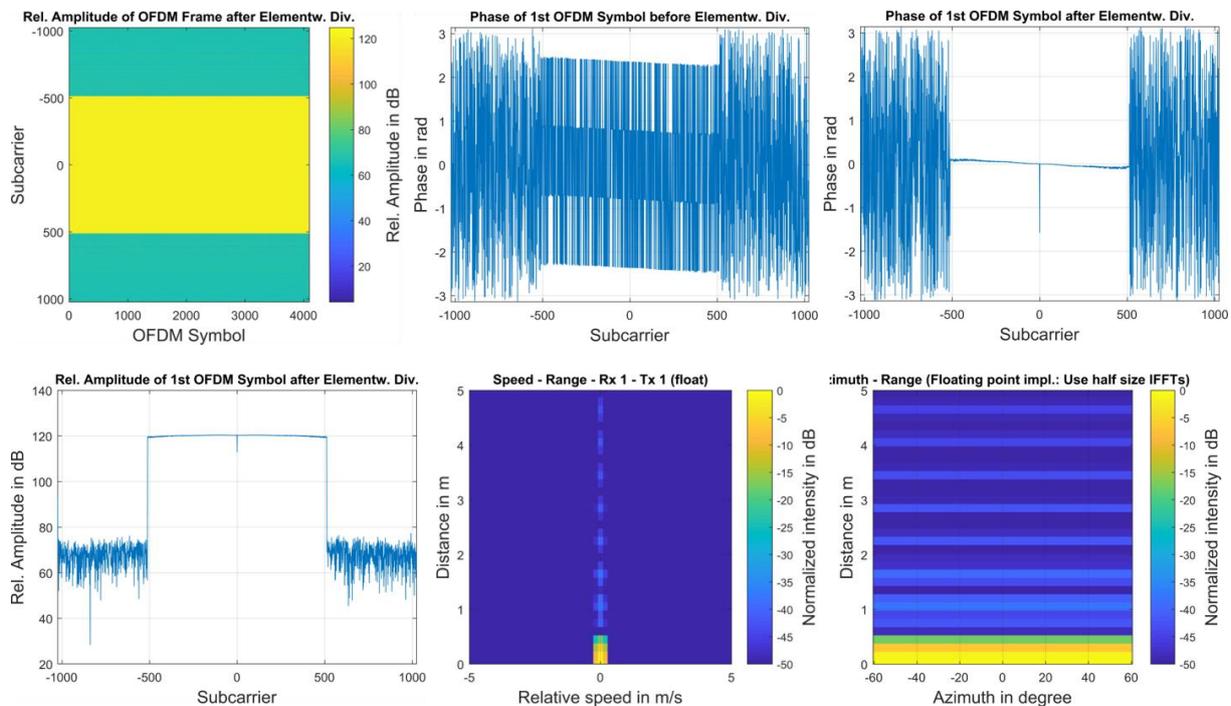


Abbildung 13: Ergebnisse verschiedener Zwischenschritte oder OFDM-Radar-Prozessierung.

Nach der Inbetriebnahme und einem ersten Loop-Back-Test wurde der Demonstrator auf ein Dreibeinstativ montiert und in die Absorberkammer des KIT gestellt, wie Abbildung 14 zeigt. Diese ist mit HF-Absorbern ausgekleidet, die die normalerweise an den Wänden auftretenden Reflexionen dämpfen. Dadurch befinden sich im Radarbild deutlich weniger Reflexionen bzw. Störungen durch die Umgebung und die gewünschten Reflexionen von in der Messkammer platzierten Objekten können gezielt untersucht werden, da sie gegebenenfalls nicht mehr überdeckt werden.

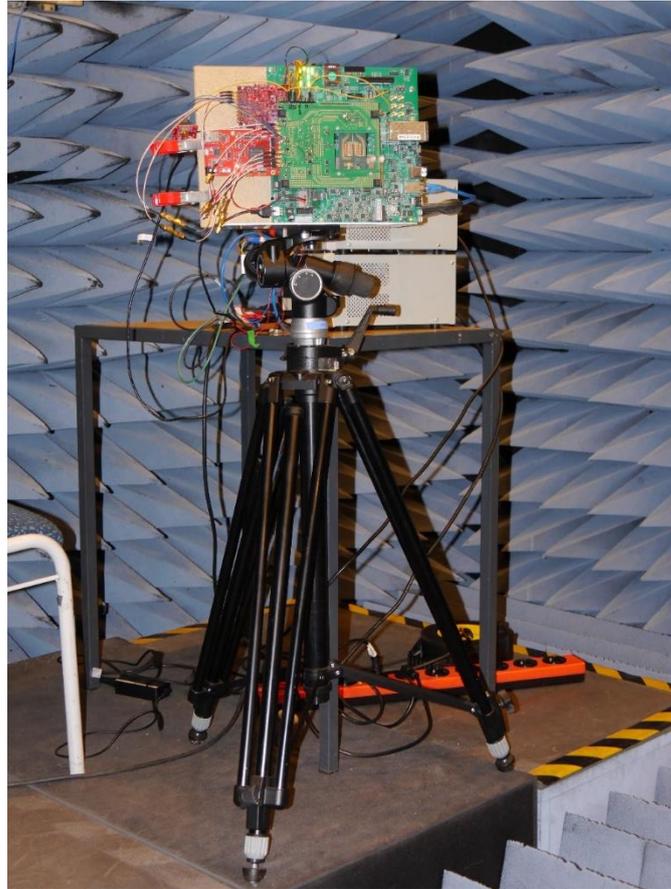


Abbildung 14: Demonstrator 1a auf einem Dreibeinstativ in der Absorberkammer des KITs.

Die folgenden Abbildungen 15–18 zeigen einige Ergebnisse der durchgeführten Messungen. Hierbei wurde zunächst mit OFDM als Modulationsverfahren ein Radarbild in der leeren Kammer aufgenommen. Das einzige Ziel, das dabei im Range-Doppler-Plot zu sehen ist, rührt von der direkten Überkopplung vom Sender zum Empfänger her, wobei die Überkopplung sowohl auf dem Chip als auch zwischen den Antennen auftrat. Durch die Laufzeit über die Kabel zwischen Wandler- und Adapter-Board sowie durch die Filter, Verstärker und die Transceiver-Chips befindet sich der Peak der Überkopplung nicht bei der Entfernung null, sondern ist in Entfernungsrichtung verschoben. Dieser Verschiebung macht sich auch im dargestellten Phasenverlauf nach der elementweisen Division durch die Sendemodulationssymbole bemerkbar, da die Verschiebung hier einen linear fallenden Phasenverlauf über die Unterträger bzw. die Frequenz hervorruft. Der starke Amplitudenverlauf innerhalb der OFDM-Signalbandbreite sowie die fehlenden bzw. gestörten Modulationssymbole in der Mitte des Bandes durch die Trägerfrequenz sowie DC-Blocks im Signalpfad bewirken, dass im Radarbild über alle Entfernungszellen bei der Geschwindigkeit null eine starke Erhöhung auftritt. Diese kann insbesondere schwache statische, d. h. sich nicht bewegte, Ziele verdecken. Um diesen Effekt auszugleichen, wurde eine Kalibration durchgeführt. Hierzu wurde der OFDM-Rahmen der zuvor aufgezeichneten Leerraummessung als Kalibrationsdatei abgespeichert und alle OFDM-Rahmen von zukünftigen Messungen elementweise durch die Modulationssymbole der Referenz geteilt. In Abbildung 16 ist das Ergebnis zu sehen, nachdem die Kalibration auf die Referenz selbst angewendet wurde. Der Amplituden- und Phasenverlauf sind folglich konstant und das Ziel im Range-Doppler-Plot, das durch die Überkopplung verursacht wurde, ist in den Ursprung verschoben. Auch der Streifen bei Geschwindigkeit null ist nun verschwunden. Allerdings wird durch die Kalibration das Signal-zu-Rauschverhältnis etwas schlechter, da zu den Rändern des OFDM-Spektrums die Signal- und damit

auch die Rauschleistung angehoben wird, um einen konstanten Amplitudenverlauf zu erhalten. Durch diese Rauschüberhöhung wird das SNR etwas schlechter.

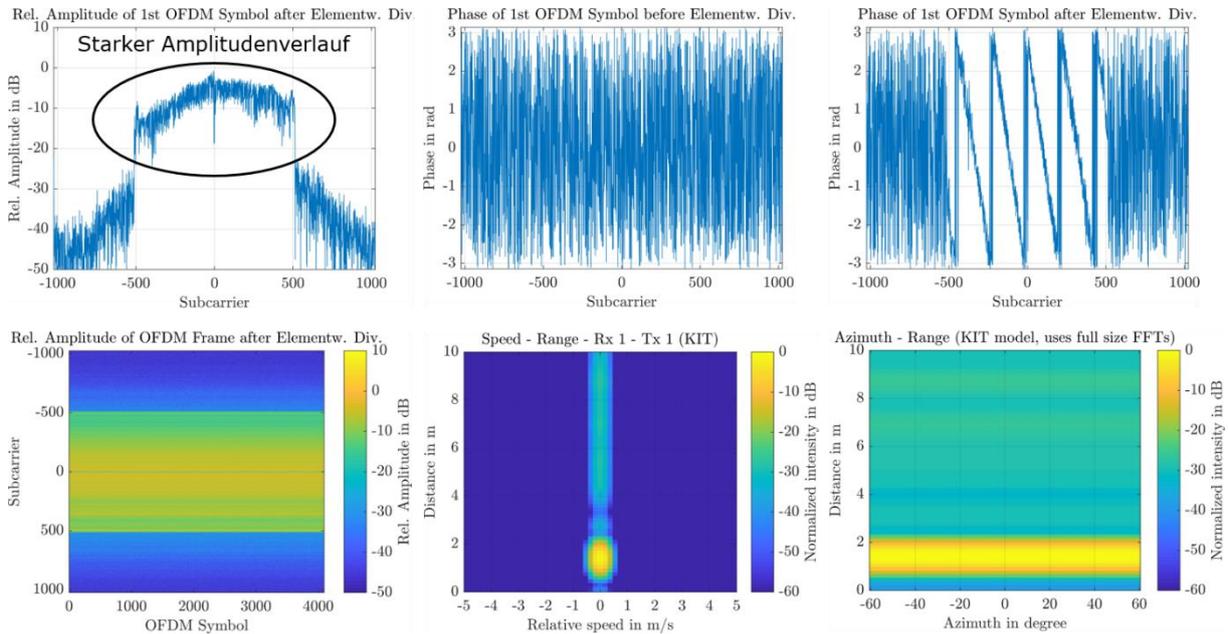


Abbildung 15: Ergebnisse bei Messung in einer leeren Antennenmesskammer ohne Ziele und ohne Kalibration. Das Empfangssignal entsteht im Wesentlichen durch die direkte Überkopplung zwischen Sender und Empfänger.

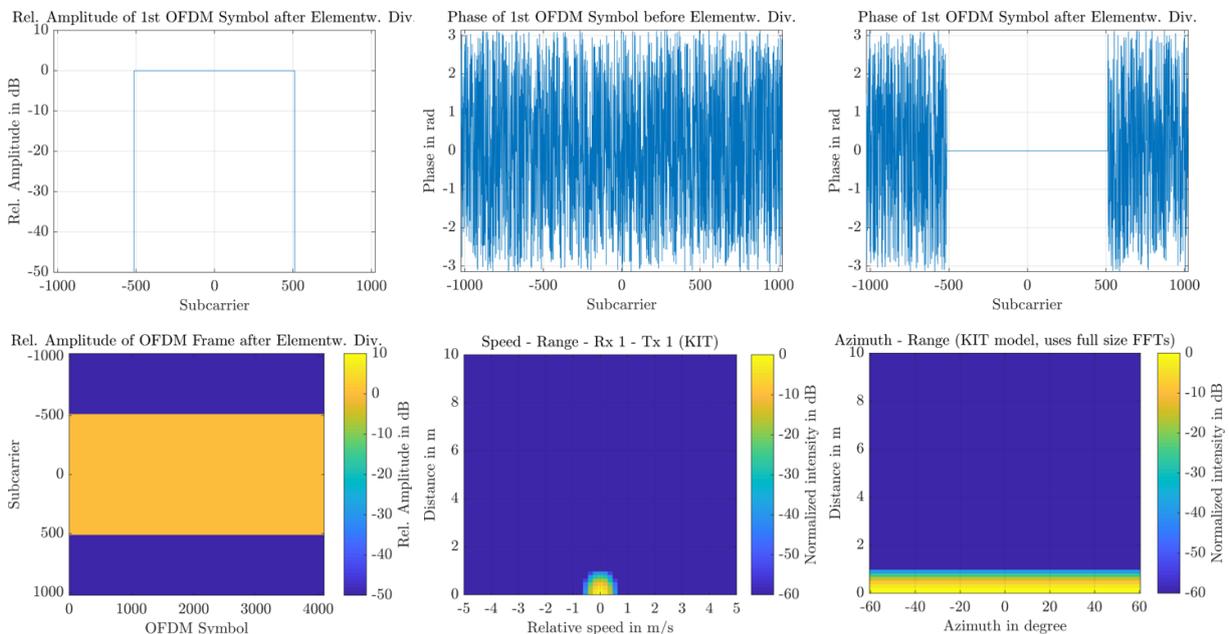


Abbildung 16: Ergebnisse bei Messung in einer leeren Antennenmesskammer ohne Ziele und mit angewandter Kalibration.

Um die Leistung des Demonstrators, z. B. hinsichtlich Trennfähigkeit in Entfernungs- und Geschwindigkeitsrichtung, zu untersuchen, wurden Corner-Reflektoren verschiedener Größe in der

Messkammer platziert. Abbildung 17 zeigt exemplarisch das Ergebnis einer solchen Messung, in der zwei Reflektoren mit einem Radarrückstreuquerschnitt (RCS) von circa 26 dBsm in einer Entfernung von 4 m platziert wurden. Einer der beiden Corner wurde darüber hinaus während der Messung händisch schnell vor und zurück bewegt, sodass auf Grund der Geschwindigkeit eine kleine Doppler-Verschiebung messbar war. Hierdurch konnten die beiden Objekte im Range-Doppler-Plot separiert werden.

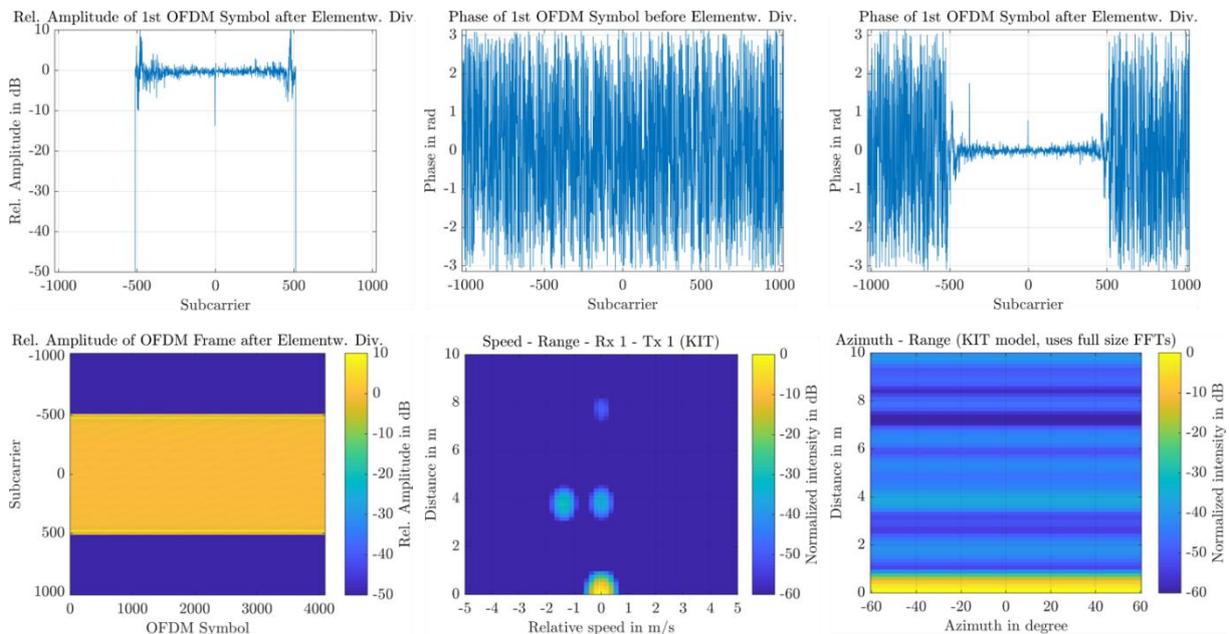


Abbildung 17: Ergebnisse bei Messung mit zwei Zielen im selben Abstand wobei eines der Ziele von Hand vor und zurück bewegt wurde. Durch die Kalibration ist das statische Ziel sichtbar.

Da mit Demonstrator 1a innerhalb der verfügbaren Bandbreite im Prinzip beliebige digitale Signale ausgesandt und empfangen werden konnten, war ein Vergleich unterschiedlicher Modulationsarten auf ein und demselben Frontend möglich. In einem ersten Versuch wurde hierfür eine digital erzeugte und ausgewertete Fast Chirp Sequence Wellenform ausgewählt, die eine ähnliche Parametrisierung wie das OFDM-Radar ausweist. Für beide Modulationsarten wurde eine Abtastrate von 1 GSPS sowie eine effektive Signalbandbreite von 500 MHz ausgewählt. Ein Upchirp hat dabei dieselbe Länge wie ein OFDM-Symbol und die Dauer des Cyclic Prefix von OFDM wird mit Nullen aufgefüllt. Eine Kalibration wie im Fall von OFDM ist für Fast Chirp Sequence digital jedoch nicht so einfach möglich. Aus diesem Grund ist in dem Messergebnis in Abbildung 18 Fehler! Verweisquelle konnte nicht gefunden werden. der Streifen in der Mitte des Range-Doppler-Plots nach wie vor sichtbar und verdeckt dort das statische Ziel, das sich in derselben Entfernung befindet wie das bewegte. In der Auswertung des Zeitsignals nach dem empfangsseitigen Heruntermischen zeigt sich in der Mitte eine größere Störung, die genau dann auftritt, wenn sich der Chirp durch die konstante Trägerfrequenz bewegt. Zusätzlich entspricht dieser Bereich der Frequenz, der durch die DC-Blocks im Basisband unterdrückt bzw. gedämpft wird. Als Alternative zur Kalibration bei OFDM, bei dem elementweise durch die Modulationssymbole einer Referenzmessung dividiert wird, wurde bei FCS die Subtraktion des Zeitsignals einer Leerraummessung getestet. Bei der Leerraummessung hat das einzige vorhandene Empfangssignal seinen Ursprung in der direkten Überkopplung zwischen Sender und Empfänger. Durch den hohen Leistungspegel, sind die Nebenmaxima des zugehörigen Peaks im Radarbild für die Überdeckung schwacher statische Ziele

verantwortlich. Durch die Entfernung dieses Signalanteils aus tatsächlichen Messungen, besteht die Möglichkeit, dass die schwachen Ziele wieder sichtbar werden. Dass dieses Verfahren funktioniert, zeigen die Messergebnisse in Abbildung 19.

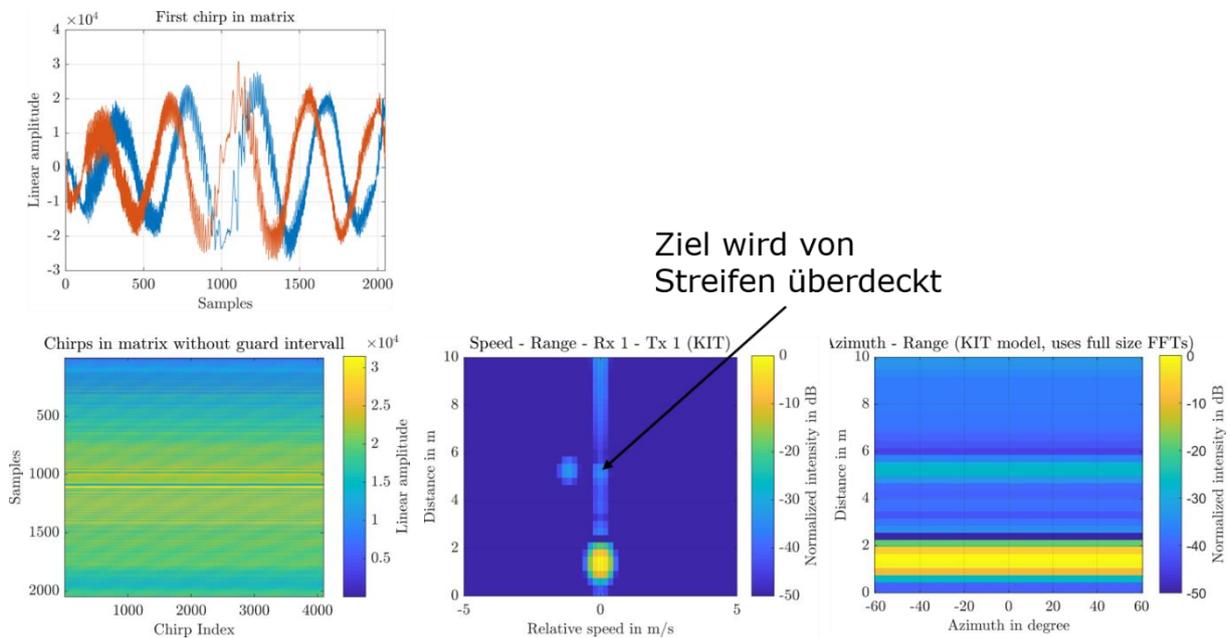


Abbildung 18: Ergebnisse bei Verwendung von digitalem Fast Chirp Sequence ohne Kalibration statt OFDM als Modulationsverfahren. Wie zuvor wurden zwei Zielen im selben Abstand aufgestellt, wobei eines der Ziele von Hand vor und zurück bewegt wurde.

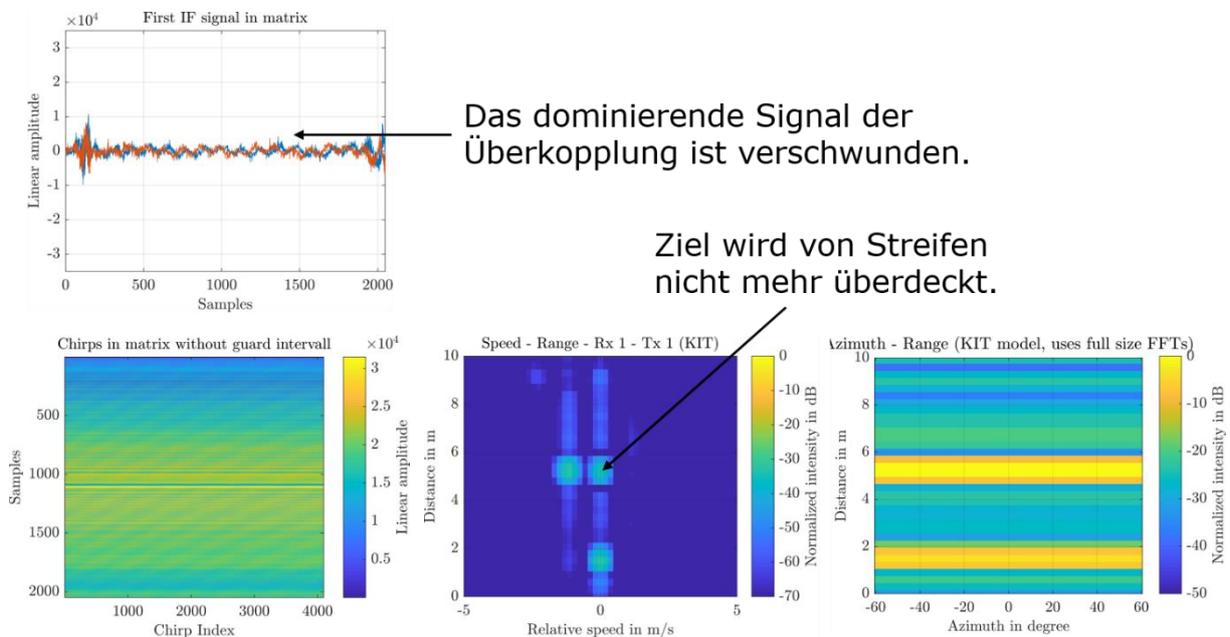


Abbildung 19: Durch das Subtrahieren des Referenzsignals wird das Maximum samt Nebenkeulen, das durch die direkte Überkopplung hervorgerufen wird, deutlich abgeschwächt. Hierdurch wird das zuvor verdeckte statische Ziel sichtbar.

11. Messergebnisse von OFDM-Radar

In AP 6 „Radarmodul Demonstration, Test und Evaluierung“ liefen letztlich alle Ergebnisse aus radar4FAD zusammen und die Demonstratoren und Modulationsverfahren wurden getestet und evaluiert. In diesem Arbeitspaket erfolgte die Testspezifikation, -planung und -durchführung, indem die radar4FAD-Demonstratoren aufgebaut, in Betrieb genommen und Evaluierungskampagnen unterzogen wurden. Abschließend erfolgte die Diskussion der Testergebnisse. Die Arbeiten umfassten sowohl die Planung und Durchführung der realisierten Module und Sensordemonstratoren im Labor und als auch im Feld inklusive Auswertung und Aufbereitung der Testresultate.

Demonstrator #1a, der gemeinsam von der Ruhr-Universität Bochum, der IMST GmbH und dem Karlsruher Institut für Technologie aufgebaut wurde, stellte dabei eines der Herzstücke von radar4FAD dar. Bei diesem Demonstrator wurden sowohl MMICs (Monolithic Microwave Integrated Circuits) speziell für den Anwendungsfall von digitalen Radarmodulationsverfahren entworfen und gefertigt als auch eine Echtzeit-Signalverarbeitung für MIMO OFDM Radar auf einem FPGA implementiert. Auf Grund der großen Anzahl ineinandergreifender Komponenten bei diesem Demonstrator war auch eine entsprechend hohe Zahl an Tests und Messkampagnen notwendig. In einem ersten Schritt wurden dabei die Ausgangssignale nach den Digital-Analog-Wandlern (DAC) abgegriffen und mit Hilfe eines Spektrumanalysators und eines Oszilloskops ausgewertet. Mit einem Leistungsmesser wurde zusätzlich die Ausgangsleistung jedes einzelnen Pfads bestimmt. Im Anschluss daran wurden die Ausgänge der DACs direkt mit den Eingängen der ADCs verbunden, um mit Hilfe dieses sogenannten Loop-Backs direkt die DA- und AD-Wandlung sowie die Signalverarbeitung zu testen, ohne dass die Effekte des eigentlichen HF-Frontends zum Tragen kommen. Hierdurch konnte verifiziert werden, dass die Signalerzeugung, -abtastung, -speicherung und -prozessierung bis hin zum Erzeugen des finalen Radarbilds funktionierte. Danach wurde zusätzlich das HF-Frontend eingebunden, das über ein Adapterboard mit variablen Filtern sowie Baluns an das Wandlerboard angeschlossen werden kann. Zunächst wurden dann im Labor Messungen mit einem Tripelspiegel durchgeführt, der unter anderem händisch vor dem Demonstrator hin und her bewegt wurde, um so eine kleine Dopplerverschiebung hervorzurufen. Darüber hinaus wurden auch Messungen gänzlich ohne Ziel durchgeführt, um die direkte Überkopplung zwischen Sender- und Empfänger zu bestimmen. Diese stellt bei allen Messreihen das stärkste Ziel dar und dominiert daher sowohl das Zeitsignal als auch das Empfangsspektrum. Um verschiedene Einflüsse der Hardware und Signalverarbeitung sichtbar zu machen und nachzuvollziehen, wurden an verschiedenen Stellen der Prozessierungskette Signale abgegriffen und ausgewertet. Hierdurch lassen sich beispielsweise direkt die Wahl verschiedener effektiver Unterträgeranzahlen und Filterbandbreiten sowie die kombinierten Übertragungsfunktionen der MMICs, Antennen und Baluns erkennen.

Um auch Aussagen hinsichtlich der Trennfähigkeit von mehreren Zielen sowohl in Entfernungs- als auch in Geschwindigkeitsrichtung tätigen zu können, wurden im Anschluss daran Messungen in der Absorberkammer des KITs durchgeführt. Diese Kammer mit einer Länge von circa 6 Metern ist mit HF-Absorbern ausgekleidet, die verhindern, dass die ausgestrahlten Radarsignale von den Wänden zurückreflektiert werden. Hierdurch wird sichergestellt, dass am Empfänger nur die Reflektionen der gezielt platzierten Objekte, wie z. B. Tripelspiegel, eintreffen. Auf diesem Weg werden Überlagerungen durch die Reflektionen weiterer Ziele vermieden und es können z. B. gezielt Aussagen darüber getroffen werden, wie nah zwei Objekte beieinander platziert werden können, sodass sie im Radarbild noch als zwei separate Ziele detektiert werden können und nicht zu einem großen Ziel verschmelzen. Darüber hinaus wurden verschiedene Kalibrationsmethoden getestet, um die Effekte der Hardware auszugleichen, die insbesondere bei der starken Tx-Rx-Überkopplung Streifen in Entfernungsrichtung im Radarbild hervorrufen, die schwache Ziele überdecken können.

Die in Abbildung 20 exemplarisch dargestellten Empfangsspektren und Radarbilder stammen aus den beschriebenen Testreihen. Sie zeigen in der oberen Reihe die jeweiligen Empfangsspektren nach dem Heruntermischen ins Basisband und der Analog-Digital-Wandlung für zwei unterschiedliche effektive Signalbandbreiten. Die Abtastrate der ADCs und DACs betrug in beiden Fällen 1 GSPS, allerdings wurde eine unterschiedliche Anzahl an äußeren Unterträgern abgeschaltet. Im linken Spektrum ist noch gut die rechteckige Form des OFDM-Spektrum zu erkennen, während bei der breitbandigeren Version durch den starken Amplitudenabfall zu höherem Frequenzabstand zum Träger hin diese Form verschwimmt. Die untere Reihe zeigt die jeweils zugehörigen Radarbilder nach durchgeführter Kalibration. Beim Vergleich der beiden Bilder ist gut die verbesserte Entfernungsauflösung bei erhöhter Bandbreite zu erkennen, da die Ausdehnung der Maxima in Entfernungsrichtung circa um den Faktor 1,5 verkleinert wird.

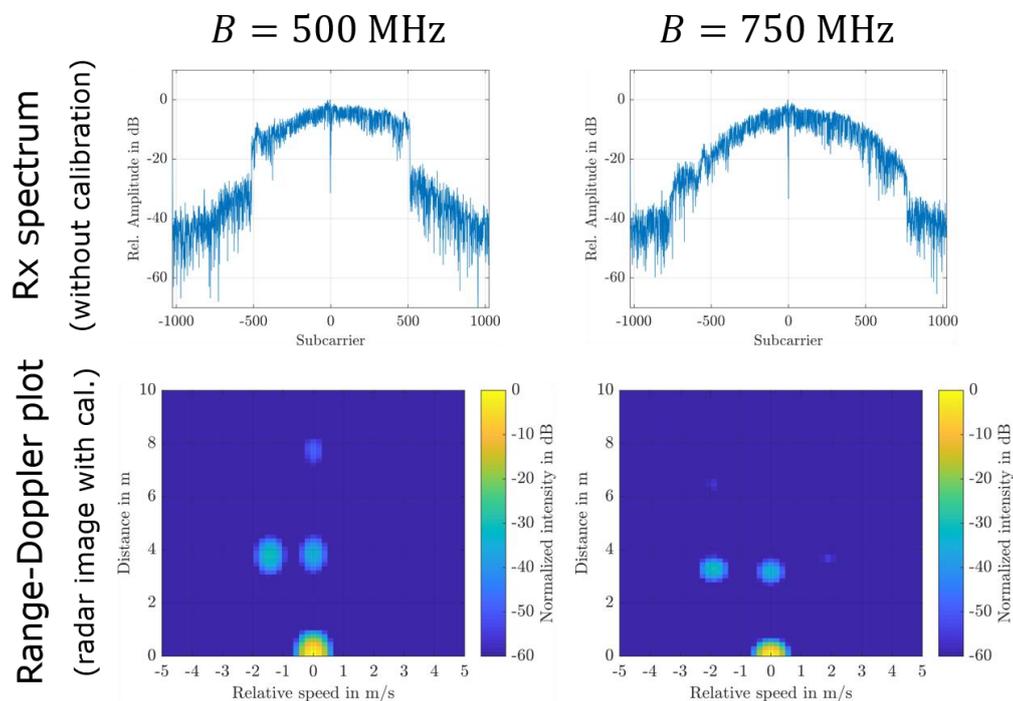


Abbildung 20: Vergleich der Empfangsspektren und Radarbilder für identische Szenarien aber mit unterschiedlichen effektiven Signalbandbreiten von OFDM.

Ein Teil der abgebildeten Messergebnisse sowie die Beschreibung des Aufbaus von Demonstrator 1a wurden in [6] und [7] veröffentlicht.

Abschließend lassen sich folgende Feststellungen aus den Messungen mit OFDM als Modulationsverfahren ableiten:

- Der Amplitudeneinbruch in der Mitte des Bandes bei homodynen Systemen, z. B. durch Baluns oder DC-Blöcke, verursacht eine merkliche Verschlechterung der Performance. Abhilfe kann das digitale Hochmischen des Basisbandsignals auf eine digitale Zwischenfrequenz (ZF) bringen, sofern die maximalen Abtastraten der DA- und AD-Wandler dies erlauben. Die Datenraten für die Prozessierung bleiben hiervon unbeeinflusst, da diese vor bzw. nach dem Mischen auf die ZF passiert und daher im Basisband stattfindet.
- Insbesondere die starke Tx-Rx-Überkopplung verursacht durch die Nichtlinearitäten und das frequenzabhängige Übertragungsverhalten der Hardware einen starken Streifen bei

der Geschwindigkeit null im Radarbild, das kleinere statische Ziele überdecken kann. Nur durch eine spezielle Kalibration können diese kleinen Ziele sichtbar gemacht werden.

- Eine Kalibration des Übertragungsverhaltens der Hardware hinsichtlich Amplitude und Phase ist mit OFDM relativ einfach möglich, da der OFDM-Rahmen direkt das breitbandige Frequenzverhalten widerspiegelt. Bei PN und FCS digital ist eine solche Kalibration, wenn überhaupt, nur deutlich aufwändiger und in eingeschränkterem Maße möglich.
- Die reale Entfernungsauflösung ist erwartungsgemäß deutlich schlechter als die theoretische, die weder Fensterung noch ausgedehnte Ziele oder sonstige Hardwareeffekte wie Nichtlinearitäten berücksichtigt. Von einem Faktor in der Größenordnung zwei kann mindestens ausgegangen werden.
- Für die Geschwindigkeitsauflösung gilt ähnliches, wobei diese durch eine Verlängerung der Messzeit deutlich einfacher gesteigert werden kann.
- Bei einer gleichen Abtastrate und einem gleichen Oversampling-Faktor bei OFDM und PN digital, lassen sich mit PN etwas bessere Entfernungsauflösungen erreichen. Dies ist darauf zurückzuführen, dass das rechteckförmige OFDM Spektrum hart auf eine bestimmte Signalbandbreite beschränkt ist, während das Sinc-förmige Spektrum von PN bei gleicher Abtastrate deutlich breitbandiger ist. Durch das Oversampling können bei PN die Teile des Spektrums, die über die theoretische Signalbandbreite hinausgehen, noch mitgenutzt werden, wodurch sich die Entfernungsauflösung etwas verbessert. Wird bei PN die Breite des Spektrums mittels Filtern eingeschränkt, geht, abhängig von der Filterbandbreite, diese Möglichkeit zunehmend verloren. Ein Nachteil von PN ohne Filterung stellt hingegen die mögliche Störung benachbarter Radare dar, da das Spektrum nach außen zwar abfällt, was aber deutlich langsamer als bei OFDM geschieht, welches ein nahezu rechteckförmiges Spektrum aufweist. Hierdurch tritt eine Frequenzüberlappung benachbarter PN Radare auf, wodurch sich beide Radare gegenseitig stören.

12. Bewertung der neuen Modulationsformate

Auf Basis einiger der Parameter aus den Tabellen 4 und 5 wurden Parametrisierungen erarbeitet, die einen Vergleich der Modulationsverfahren ermöglichen. Unter anderem wurden hierbei die Auflösung und die Eindeutigkeitsbereiche in Abstand und Geschwindigkeit berechnet. Ebenso wurden bei gleichen Randbedingungen die Flexibilität und die Grenzen der Modulationsverfahren verglichen. Darüber hinaus wurde auch der Hardwareaufwand untersucht. Hierzu wurden, anhand festgelegter Anwendungsszenarien, die Anforderungen an die Hardware betrachtet, wozu insbesondere die Daten- und Abtastraten sowie der Berechnungsaufwand zählen. Bei der Datenprozessierung spielen im Speziellen die Anzahl an DFTs oder Korrelationen, aber auch der Speicherbedarf und die Zugriffszeiten eine wichtige Rolle. Aus praktischen Gesichtspunkten ist das Erreichen exakt gleicher Werte hinsichtlich der sich ergebenden Auflösungen jedoch nicht immer vollständig möglich, da sich bei realen Implementierungen beispielsweise die FFT- und IFFT-Längen in Zweierpotenzen abbilden. Hierdurch ergeben sich bei vorgegebenen Abtastraten keine exakt gleich langen Messdauern, was dann zu leicht unterschiedlichen Geschwindigkeitsauflösungen führt. Die gestellten Anforderungen durch HAF werden jedoch auf theoretischer Ebene immer erreicht.

Im Folgenden sind zwei Vergleiche für SIMO (Single-Input Multiple-Output) und MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) bei einem Szenario mit Anforderungen an ein Mittenbereichsradar aufgelistet.

Tabelle 9: Vergleich und Bewertung der unterschiedlichen Modulationsverfahren im SIMO-Fall mit nur einem Sender. Die Angaben beziehen sich jeweils auf einen Empfangskanal.

	CS-TDM	CS-FDM	PN analog	PN digital	OFDM
I/Q receiver	no	no	yes	yes	yes
fast slope PLL	yes	yes	no	no	no
Linear Tx	no	no	no	no	yes
Linear Rx	yes	yes	yes	yes	yes
Fast DACs	no	no	no	no	yes
Fast ADCs	no	no (fast ADCs are only necessary for MIMO)	no	yes	yes
ADC bits	16 bit	16 bit	16 bit	16 bit	16 bit
Measurement bandwidth	750 MHz	750 MHz	750 MHz	750 MHz	750 MHz
Range resolution	0,2 m	0,2 m	0,2 m	0,2 m	0,2 m
Measurement cycle	12,2 ms	12,2 ms	11,2 ms	11,2 ms	12,8 ms
Velocity resolution	0,16 m/s	0,16 m/s	0,17 m/s	0,17 m/s	0,15 m/s
Output sample rate	61,68 MSPS	61,68 MSPS	366 kSPS	750 MSPS	750 MSPS
Baseband/IF bandwidth	< 30,84 MHz	< 30,84 MHz	366 kHz	750 MHz	< 750 MHz
Output data rate per RX channel	1,088 Gbit/s	1,088 Gbit/s	11,712 Mbit/s	24 Gbit/s	24 Gbit/s
Memory storage per RX and cycle (16 bit ADC)	16*2048*512 bit = 16,8 Mbit = 2,1 MByte	16*2048*512 bit = 16,8 Mbit = 2,1 MByte	16*2*4048 bit = 183 kbit = 13,1 kbyte	16*2*2048*4096 bit = 268,4 Mbit = 33,6 Mbyte	16*2*2048*4096 bit = 268,4 Mbit = 33,6 MByte
Number of ramps / PN sequences / OFDM symbols	512	512	3479	4096	4096
Number of samples per ramp / PN sequence / OFDM symbol	(1500) 2048	(1500) 2048	2048	2048	2048 (+300 Cyclic Prefix)
Unambiguous range	150 m	150 m	100 m	409,6 m	409,6 m
Unambiguous velocity	40 m/s	40 m/s	0,7 m/s	347,7 m/s	303,3 m/s
Calculation power per RX and cycle	2048 * 512 FFTs	2048 * 512 FFTs	8 FFTs	2048 corr + 4096 FFTs (500 corr to achieve 100 m range)	2048*4096 Complex Mult. 4096 + 2048 FFTs
Processing gain per Rx channel	60,21 dB	60,21 dB	42,2 dB	69,2 dB	69,2 dB
SNR for a target in $R = 50$ m, $v = 0$ m/s, $RCS = 10$ m ² per channel					29,0 dB (theo. mit $P_{Tx} = 10$ dBm)

Tabelle 10: Vergleich und Bewertung der unterschiedlichen Modulationsverfahren im MIMO-Fall mit N_{Tx} Sendern und 4 Empfängern.

	CS-TDM	CS-FDM	PN analog	PN digital	OFDM
I/Q receiver	no	no	yes	yes	yes
fast slope PLL	yes	yes	no	no	no
Linear Tx	no	no	no	no	yes
Linear Rx	yes	yes	yes	yes	yes
Fast DACs	no	no	no	no	yes
Fast ADCs	no	yes	no	yes	yes
ADC bits	16 bit	16 bit	16 bit	16 bit	16 bit
Measurement bandwidth	750 MHz	750 MHz (no sub- or guard bands)	750 MHz	750 MHz	750 MHz
Range resolution	0,2 m	0,2 m	0,2 m	0,2 m	0,2 m
Measurement cycle	12,2 ms	12,2 ms	11,2 ms	11,2 ms	12,8 ms
Velocity resolution	0,16 m/s	0,16 m/s	0,2 m/s	0,2 m/s	0,15 m/s
Output sample rate	61,68 MSPS	61,68 MSPS (N_{Tx} parallel ADCs or samp. rate increased by N_{Tx})	366 kSPS	750 MSPS	750 MSPS
Baseband/IF bandwidth	< 30,84 MHz	< 30,84 MHz	366 kHz	750 MHz	< 750 MHz
Output data rate per RX channel	1,088 Gbit/s	1,088 Gbit/s	11,712 Mbit/s	24 Gbit/s	24 Gbit/s
Memory storage for 4 RX per cycle (16 bit ADC)	$16 \cdot 2048 \cdot 512 \cdot 4$ bit = 67,1 Mbit = 8,4 MByte	$16 \cdot 2048 \cdot 512 \cdot 4$ bit = 76,1 Mbit = 8,4 MByte	$16 \cdot 2 \cdot 4096 \cdot 4$ bit = 524 kbit = 65 kbyte	$16 \cdot 2 \cdot 2048 \cdot 4096 \cdot 4$ bit = 1074 Mbit = 134 Mbyte	$16 \cdot 2 \cdot 2048 \cdot 4096 \cdot 4$ bit = 1073,7 Mbit = 134,2 MByte
Number of ramps / PN sequences / OFDM symbols	512	512	4096	4096	4096
Number of samples per ramp / PN sequence / OFDM symbol	(1500) 2048	(1500) 2048	2048	2048	2048 (+300 Cyclic Prefix)
Unambiguous range	150 m	150 m	100 m	409,6 m	$409,6 \text{ m} / N_{Tx}$
Unambiguous velocity	$40 \text{ m/s} / N_{Tx}$	40 m/s	0,7 m/s	$347,7 \text{ m/s}$	$303,3 \text{ m/s}$
Calculation power per RX and cycle	2048 + 512 FFTs	2048 + 512 FFTs	8 FFTs	2048 corr + 4096 FFTs (per virt. ant. ch.) (500 corr. to achieve 100 m range)	2048*4096 Complex Mult. 4096 + 2048 FFTs
Processing gain per Rx channel	$10 \cdot \log_{10}(2048 \cdot 512) = 60,21 \text{ dB}$	60,21 dB + $10 \cdot \log_{10}(N_{Tx})$	48,2 dB	75,2 dB (incl. Tx beamforming)	$10 \cdot \log_{10}(4096 \cdot 2048/4) = 69,2 \text{ dB}$ (incl. Tx beamforming)
SNR for a target in $R = 50 \text{ m}$, $v = 0 \text{ m/s}$, $RCS = 10 \text{ m}^2$ per ch.					23,0 dB (theo. mit $P_{Tx} = 10 \text{ dBm}$)

Der Vergleich der Modulationsverfahren ergibt folgende Schlussfolgerungen:

- Bei gleichen effektiven Signalbandbreiten sind bei PN digital und OFDM die Abtastraten der AD-Wandler signifikant größer als bei FCS, da hier die komplette Bandbreite abgetastet wird. Bei Fast Chirp Sequence findet hingegen bereits vor der Digitalisierung eine analoge Mischung zwischen Sende- und Empfangssignal statt, wodurch sich ein Zwischenfrequenzsignal ergibt, das mit deutlich niedrigerer Rate abgetastet werden kann. Hierbei ist festzustellen, dass insbesondere ADCs mit einer hohen Abtastrate und Bitauflösung derzeit noch sehr teuer sind. In der Zwischenzeit wurden jedoch auch Modifikationen der klassischen OFDM-Radar-Wellenform veröffentlicht, wie z. B. das *Stepped-Carrier Frequency* oder das *Frequency Comb OFDM Radar* [8] Verfahren, die eine Verringerung der Abtastrate bei hoher ausgewerteter Bandbreite erlauben. Hierdurch können die zuvor genannten Einschränkungen abgemildert werden. Allerdings weisen beide Verfahren dafür andere Nachteile auf.
- Durch die höheren Abtastraten bei PN digital und OFDM ergibt sich auch ein deutlich höherer Speicherbedarf, der notwendig ist, um die Daten eines kompletten Messzyklus zwischenspeichern zu können. Da On-Chip-SRAM-Speicher noch sehr teuer ist, wird stattdessen ein wesentlich günstigerer externer DRAM-Speicher eingesetzt.

- Im Gegensatz zu Fast Chirp Sequence, bei dem die Erzeugung der Frequenzrampe ohne DA-Wandler funktioniert, benötigen sowohl PN (analog und digital) als auch OFDM zusätzliche DA-Wandler. Bei PN ist die erforderliche Bittiefe jedoch sehr gering, da im Prinzip nur eine Pseudozufallsfolge von Einsen und Nullen ausgegeben wird. Theoretisch reicht hierfür bereits eine Auflösung von 1 Bit. Bei OFDM werden zur DA-Wandlung hingegen deutlich höhere Bitauflösungen benötigt, die unter anderem auch auf das hohe Peak-to-Average-Power-Ratio (PAPR) zurückzuführen sind. Das Zeitsignal ähnelt hierbei dann auch deutlich stärker dem eines Rauschsignals.
- Im Gegensatz zu Fast Chirp Sequence, das empfangsseitig auf einen IQ-Empfänger verzichten kann, werden bei OFDM und PN eben solche benötigt, da die Phaseninformation mit ausgewertet werden muss.
- Durch die IQ-Sender und -Empfänger kann bei OFDM die Bandbreite fast so groß wie die Abtastrate gewählt werden. Nur die äußeren Unterträger müssen freigelassen werden, da hier das analoge Tiefpassfilter abfällt, um sendeseitig die spektralen Wiederholungen zu unterdrücken.
- Bei PN kann die Bandbreite identisch zur Abtastrate gewählt werden. Allerdings ist bei PN das sinc-förmige Frequenzspektrum ohne weitere analoge Filterung wegen der binären Umtastung deutlich breiter als bei OFDM.
- OFDM und PN weisen im Gegensatz zu Fast Chirp Sequence eine konstante Trägerfrequenz auf, weshalb keine schnelle Phase-Locked Loop (PLL) benötigt wird. Im Hinblick auf Radarnetzwerke bietet eine konstante Trägerfrequenz den Vorteil einer deutlich einfacheren Frequenzsynchronisation.
- Durch die kurzen OFDM-Symbolauern bzw. PN-Sequenzlängen im Gegensatz zu den deutlich längeren Frequenzrampen ergeben sich höhere Eindeutigkeitsbereiche bei der Geschwindigkeitsschätzung für OFDM und PN digital.
- Da bei PN analog bei Verwendung eines einzelnen analogen Korrelators mit einstellbaren Verzögerungszeiten für jede Entfernungszelle eine separate Sequenz benötigt wird, welche zeitlich auch noch nacheinander gesendet wird, ist der Eindeutigkeitsbereich für die Geschwindigkeit bei einer limitierten Messdauer sehr eingeschränkt. Werden stattdessen parallele Korrelatoren für jede Entfernungszelle verwendet, steigt die benötigte Chipfläche enorm an. Bei Verwendung von Sliding-Korrelatoren, bei denen sich die Abtastraten von Sender und Empfänger leicht unterscheiden und dafür keine parallelen Korrelatoren benötigt werden, verringert sich dagegen das SNR deutlich.
- Durch die größere Anzahl an Abtastwerten bei OFDM und PN digital ergeben sich höhere Prozessierungsgewinne im Vergleich zur Fast Chirp Sequence Modulation.
- Einhergehend mit der hohen Anzahl an Abtastwerten bei OFDM und PN digital, insbesondere durch die höhere Symbol- bzw. Sequenzanzahl pro Messzyklus, sind hier auch die Längen der FFTs größer, wodurch wiederum der Rechenaufwand und Speicherbedarf steigt.
- PN hat im Vergleich zu OFDM deutlich geringere Anforderungen an die Linearität des Senders. Für PN genügen effiziente, gesättigte HF-Leistungsverstärker, die zu keiner Performance-Verschlechterung führen, da die übertragenen Codes durch Intermodulation im „pseudo random“ HF-Spektrum kaum gestört werden. Bei OFDM hingegen können in Gegenwart von Intermodulationen keine „sauberen“ Symbole mehr erzeugt bzw. übertragen werden. Die von FMCW bzw. FCS bekannten Leistungsverstärker müssten mit wesentlich niedrigerer Ausgangsleistung im linearen Bereich betrieben werden oder es

müssen andere Schaltungsprinzipien angewendet werden (z. B. Doherty Power Amplifier), was aber für breitbandige mmW-Verstärker im Frequenzbereich bei 77 GHz nicht einfach sein dürfte.

13. Interferenzeinflüsse

Durch die stetig steigende Zahl an Radarsensoren, die in Fahrzeugen verbaut und damit auf den Straßen unterwegs sind, nimmt das Thema Interferenzerkennung, -vermeidung und -unterdrückung einen immer größer werdenden Stellenwert ein. Wie sich die Interferenz beim eigenen Radarsensor bemerkbar macht, hängt dabei sehr stark von der Höhe der empfangenen Störleistung ab. Welchen Einfluss diese Leistung dann beim gestörten „Opfer“-Radar hat, hängt wiederum von einer Reihe von Parametern ab und kann auch zeitlich veränderlich sein. Abbildung 21 zeigt, zunächst unabhängig von der Modulationsart und deren Parametrisierung, einen Vergleich der ankommenden Leistungen zwischen einem Signal, das an einem Fahrzeug reflektiert wurde, sowie einem Interferenzsignal, das von einem Radarsensor am selben Fahrzeug abgestrahlt wurde. Beide Radarsensoren befinden sich dabei in der jeweiligen Hauptstrahlrichtung der Antennen und weisen dieselbe Sendeleistung und denselben Antennengewinn auf. Während die Empfangsleistung des eigenen Radarsignals mit dem Faktor $1/R^4$ mit der Entfernung zum Ziel abnimmt, verhält sich die Interferenzleistung proportional zu $1/R^2$, da hierbei nur die einfache Strecke zurückgelegt werden muss. Entsprechend dominiert das Interferenzsignal bei steigendem Abstand immer stärker. Für den Bereich direkt vor dem Radar sind die dargestellten Kurven allerdings nur eingeschränkt aussagekräftig, da hier die Fernfeldbedingungen in der Regel noch nicht vollständig erfüllt sind.

In Abbildung 22 **Fehler! Verweisquelle konnte nicht gefunden werden.** ist das resultierende Signal-zu-Interferenzverhältnis (SIR) aufgetragen. Ab einem Punkt relativ nah beim Ego-Sensor wird das logarithmisch aufgetragene Verhältnis negativ, was bedeutet, dass das Interferenzsignal stärker als das reflektierte Nutzsignal ist. Erst durch den Prozessierungsgewinn während der Signalverarbeitung können die Reflektionen vom Ziel überhaupt wieder sichtbar gemacht werden, da sich der Gewinn in der Regel nur für die reflektierten Signale (Kohärenz) und nicht für die Interferenz bemerkbar macht. Ausnahmen sind möglich, wenn beide Radarsensoren gleich oder sehr ähnlich parametrisiert sind und auch zeitlich eine gewisse Synchronisation aufweisen. Dies stellt in der Realität jedoch einen eher unwahrscheinlich auftretenden Spezialfall dar, der daher nicht das Gros der Interferenzerscheinungen ausmacht.

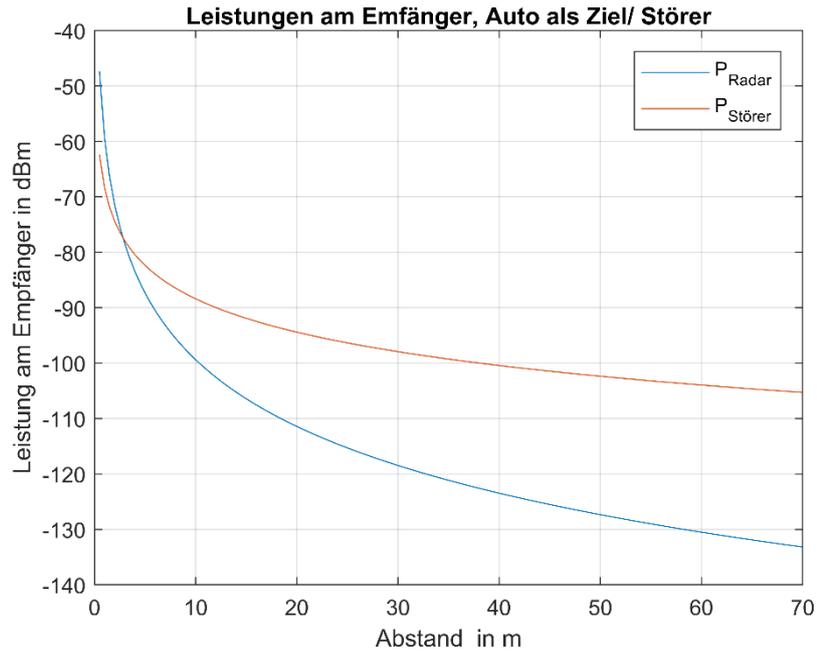


Abbildung 21: Vergleich zwischen der Empfangsleistung des Signals, das am Ziel reflektiert wurde, und der Störleistung, die durch das Radar am Zielobjekt hervorgerufen wird.

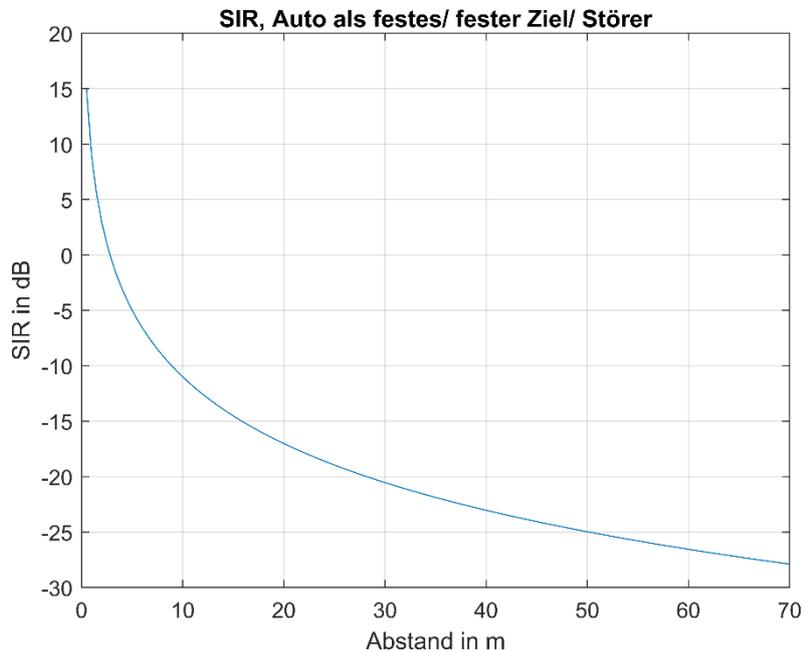


Abbildung 22: Signal-zu-Störverhältnis (SIR) am Empfängereingang des Ego-Fahrzeugs, wenn beide Radarsensoren dieselbe Parametrisierung aufweisen.

Die Art und Weise, wie sich die Interferenz im gestörten Radar bemerkbar macht, hängt, wie zuvor erwähnt, stark von den jeweils verwendeten Modulationsverfahren und deren Parametrisierung ab. Die Modulationsart, z. B. OFDM im Vergleich zu Fast Chirp Sequence, hat jedoch auch Auswirkungen auf die Struktur der jeweiligen Hardware, was wiederum ebenfalls einen Einfluss auf die

Interferenzeffekte hat. Bei Fast Chirp Sequence wird die empfangene Frequenzrampe beispielsweise mit der Senderampe analog heruntergemischt und das entstehende Zwischenfrequenzsignal vor dem ADC tiefpass- oder bandpassgefiltert. Entsprechend kommt beim ADC nur diejenige Störung an, die nach dem Heruntermischen mit der Senderampe des Opfer-Radars innerhalb der Bandbreite des analogen Filters liegt. Bei OFDM-Radar hingegen wird auf der Empfangsseite das komplette Radarspektrum mit einem konstanten Träger heruntergemischt und mit einem ADC mit hoher Abtastrate breitbandig aufgenommen. Hierdurch wird bei gleicher Mittenfrequenz zwischen Störer und Opfer-Radar nicht nur ein kleiner Ausschnitt des Störsignals an den ADC weitergegeben, sondern die komplette, breitbandige Interferenz. Entsprechen müssen in einem ersten Schritt Algorithmen, die die Interferenzsituation erkennen sollen, individuell auf die jeweilige Modulationsart zugeschnitten werden. Andererseits macht sich der Interferenzeffekt in der Signalverarbeitungskette sowie dem finalen Range-Doppler-Plot deutlich unterschiedlich bemerkbar. Aus diesem Grund müssen auch Algorithmen, die versuchen, die Interferenz zu unterdrücken bzw. das eigene Radarsignal zu reparieren, auf die Modulationsform angepasst sein. Ein Beispiel hierfür ist die Unterdrückung einer OFDM-Störung bei einem gestörten OFDM-Radar, die mit Hilfe von Compressed Sensing-basierten Algorithmen erzielt werden konnte. Das entsprechende Verfahren wurde in [9] veröffentlicht. Und schlussendlich müssen auch bei Strategien, die dafür gedacht sind, dass die Interferenz bereits vor deren Entstehung möglichst vermieden oder geringgehalten wird, die unterschiedlichen Modulationsarten wie Fast Chirp Sequence, OFDM und Pseudo Noise berücksichtigt werden. Die Auswirkungen der Interferenz sowie verschiedener Modulationsarten und Parametrisierungen auf das Radarbild waren unter anderem Gegenstand der Messkampagne in AP 4 und AP 6, die Anfang 2020 in Zusammenarbeit der Projektpartnern Karlsruher Institut für Technologie, Bosch, Infineon und der Universität Ulm stattfand.

13.1 Interferenzmatrix

Um die gegenseitige Interferenz zwischen den verschiedenen Modulationsverfahren und ihre Auswirkung abschließend aufzuzeigen, wurden für ein einheitliches Szenario alle Verfahren jeweils paarweise miteinander kombiniert. Die folgenden Abbildungen zeigen die entsprechenden Ergebnisse, wobei stets das gestörte Radarbild, sowie teilweise auch Zwischensignale dargestellt sind, soweit diese eine zusätzliche Information über das Störverhalten liefern. Das im Szenario verwendete Ziel ist ein anderes Fahrzeug, das sich auf den Opfer-Sensor zubewegt, wie in Abbildung 23 dargestellt ist. Gleichzeitig befindet sich auf dem anderen Auto ebenfalls ein Radarsensor, der als Störer fungiert. Das Auto mit störendem Radar befindet sich in einer Entfernung von 30 m und bewegt sich mit einer Geschwindigkeit von 16,7 m/s auf den Opfer-Sensor zu.

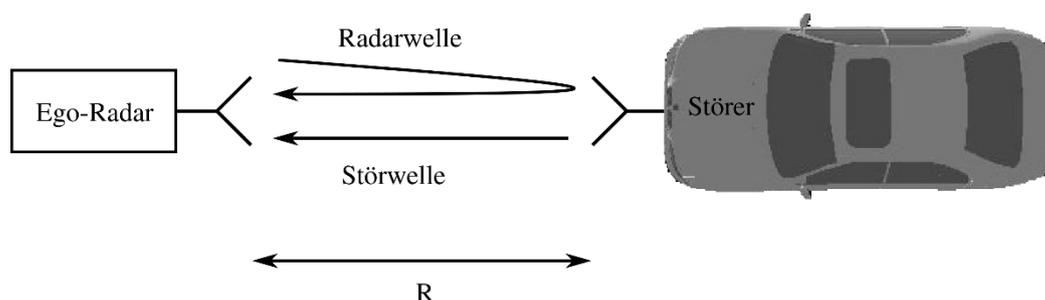


Abbildung 23: Szenario mit Störer, der sich auf den Opfer-Sensor zubewegt.

FCS-Radar und FCS-Störer

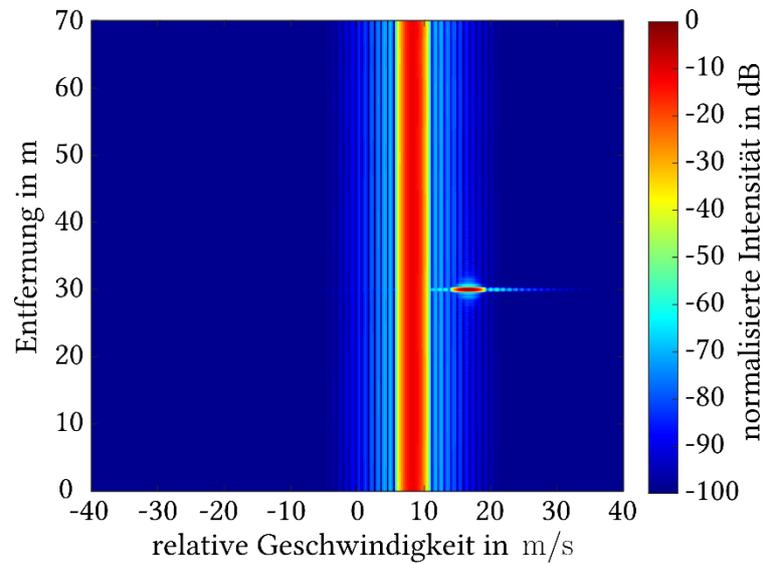


Abbildung 24: Gestörtes Radarbild bei gleichen Rampendauern aber unterschiedlichen Bandbreiten.

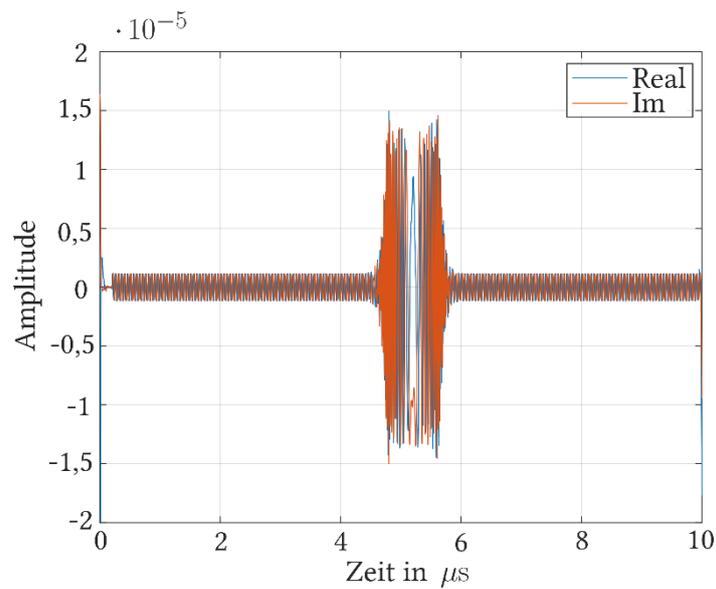


Abbildung 25: Gestörtes Zeitsignal bei dem sich zusätzlich zur konstanten Beatfrequenz ein Chirp-Signal an der Stelle ergibt, an der sich die beiden Rampen treffen. Durch das Tiefpassfilter vor dem ADC ist nur ein kleiner Teil des Zeitsignals gestört.

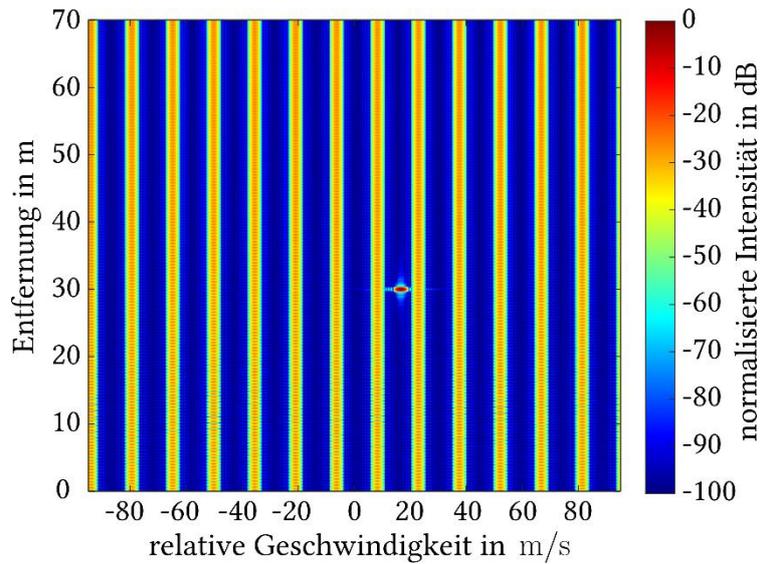


Abbildung 26: Gestörtes Radarbild mit periodischem Streifenmuster, bei dem sich die Anzahl der Streifen durch das kleinste ganzzahlige Vielfache des Quotienten aus Opfer-Rampenanstiegszeit und Störer-Rampenanstiegszeit ergibt.

OFDM-Radar und OFDM-Störer

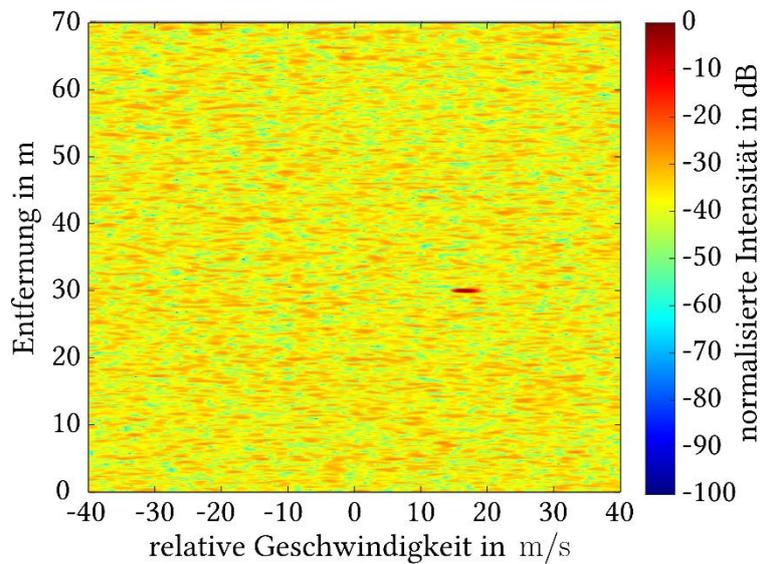


Abbildung 27: Gestörtes Radarbild bei gleichen Bandbreiten aber unterschiedlichen Nutzdaten.

PN-Radar und PN-Störer

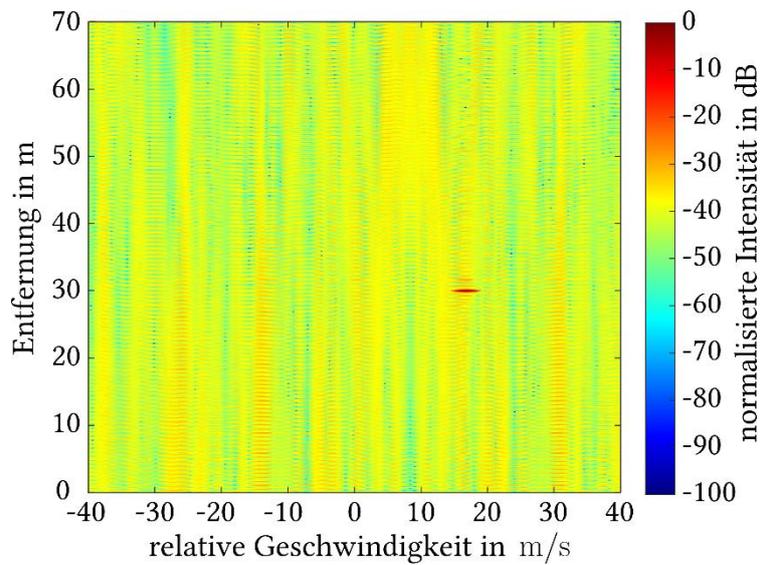


Abbildung 28: Gestörtes Radarbild bei Verwendung eines Golay-Codes für den Opfer-Sensor und einer m -Sequenz für den Störer bei gleicher Bandbreite von 1 GHz.

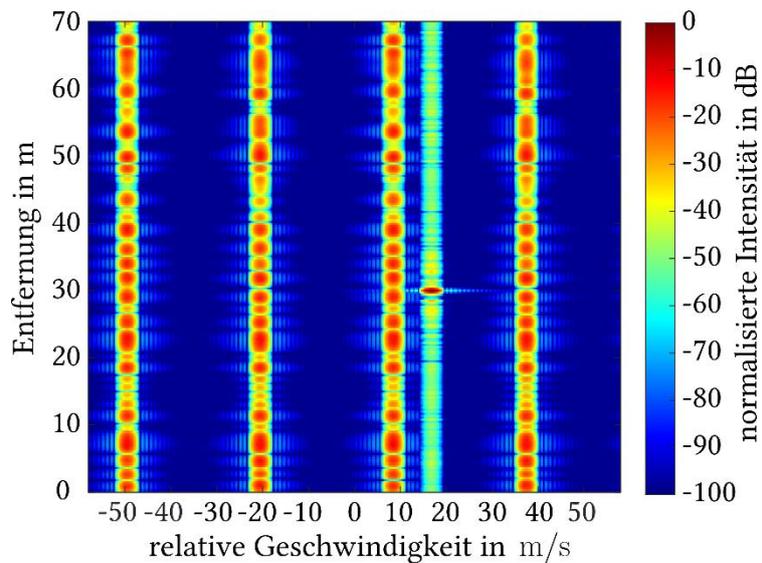


Abbildung 29: Gestörtes Radarbild mit vier Streifen, bei dem die Sequenzlänge des Störers genau die vierfache Länge der Sequenz des Opfer-Radars aufweist. Voraussetzung ist, dass ein sich periodisch wiederholendes Signal gesendet wird, d. h. während der Überlappung stets dieselbe Code-Sequenz verwendet wird.

FCS-Radar und OFDM-Störer

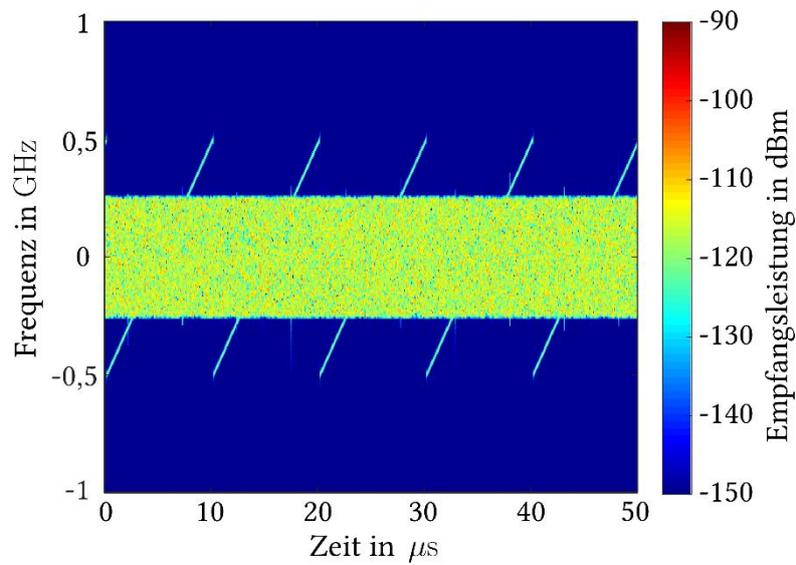


Abbildung 30: Spektrogramm mit breitbandiger Störung der Frequenzrampen durch ein OFDM-Radar mit halber Bandbreite.

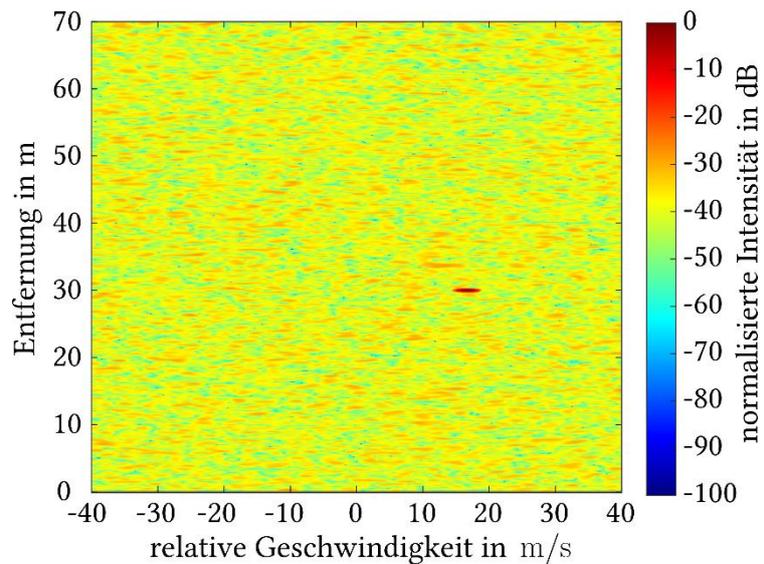


Abbildung 31: Gestörtes Radarbild bei einer identischen Bandbreite von 1 GHz von gestörtem (FCS) und störendem (OFDM) Radar.

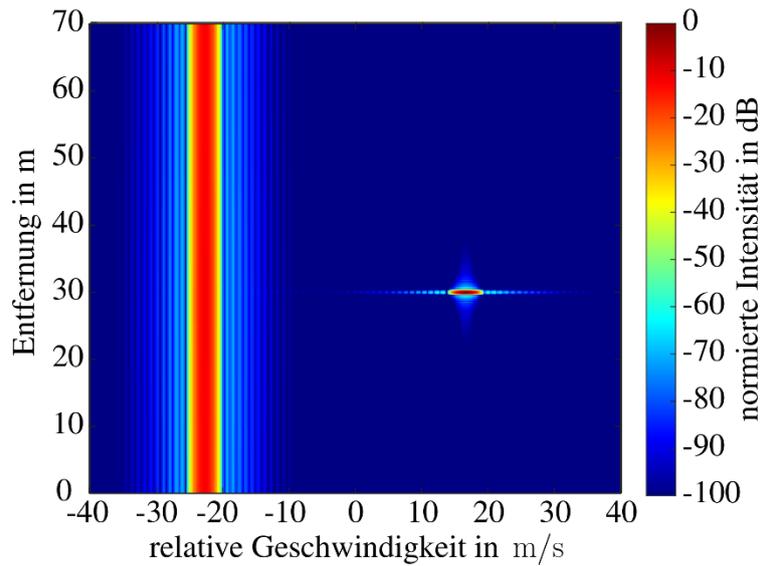


Abbildung 32: Radarbild eines FCS-Radars dessen Rampen durch ein CW-Signal gestört werden. Das CW-Signal hat denselben Effekt wie der Träger eines OFDM-Signals, wenn dieser durchschlägt, beispielsweise bei fehlender Unterdrückung des DC-Trägers oder LO-Durchschlag.

OFDM-Radar und FCS-Störer

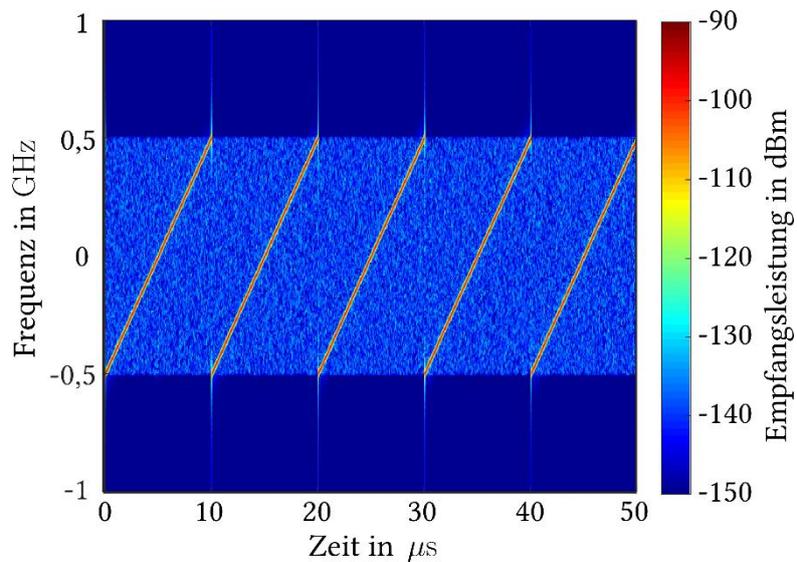


Abbildung 33: Spektrogramm mit gestörtem (OFDM) und störendem (FCS) Signal bei gleicher Bandbreite von 1 GHz.

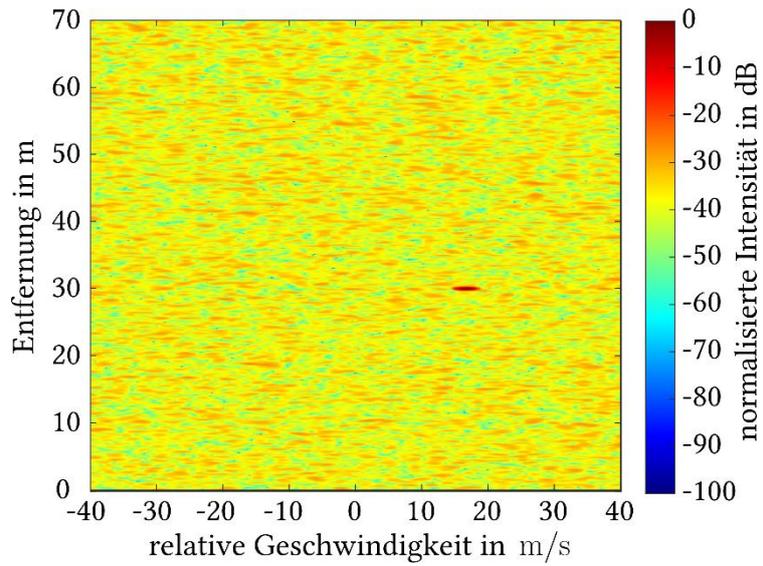


Abbildung 34: Gestörtes Radarbild mit gleichmäßig über das gesamte Bild verteiltem Rauschen.

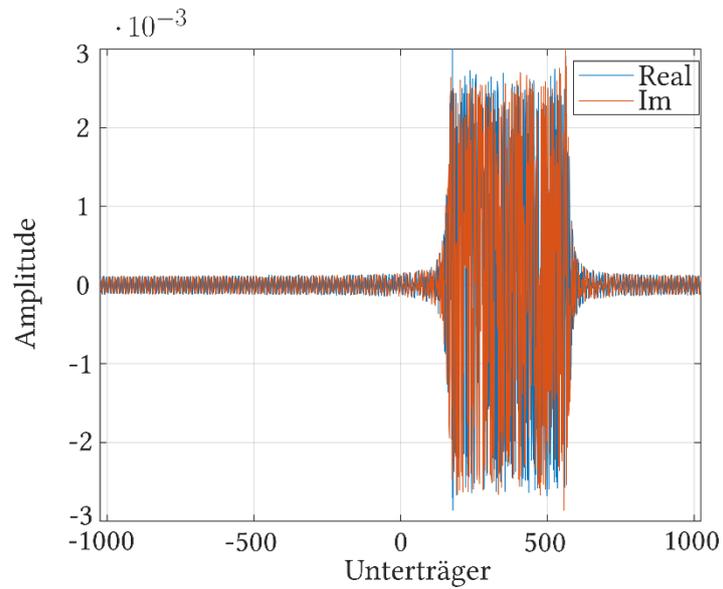


Abbildung 35: Exemplarischer Schnitt durch ein OFDM Symbol, bei dem ein Teil der Unterträger gestört ist. Solange die Frequenzrampen signifikant länger sind als die OFDM Symbole, ist stets nur ein Teil der Modulationssymbole gestört.

FCS-Radar und PN-Störer

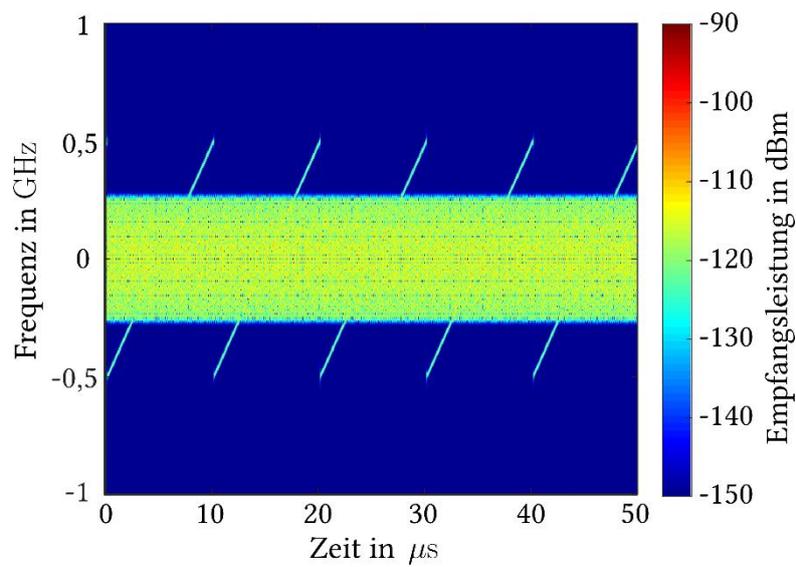


Abbildung 36: Spektrogramm mit Frequenzrampen, die durch ein PN-Radar mit halber Bandbreite gestört werden.

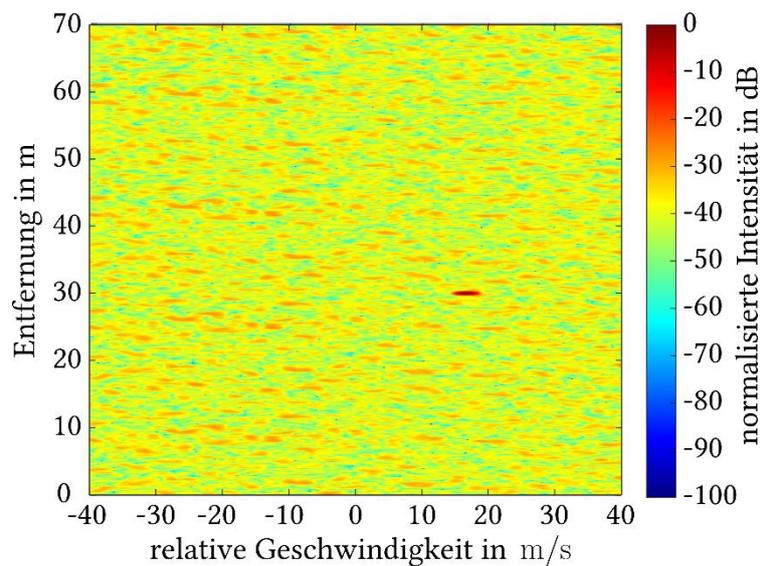


Abbildung 37: Gestörtes Radarbild, wenn FCS und PN jeweils eine Bandbreite von 1 GHz aufweisen und die Rampen- bzw. Sequenzdauer kein geringes kleinstes gemeinsames Vielfaches voneinander aufweisen.

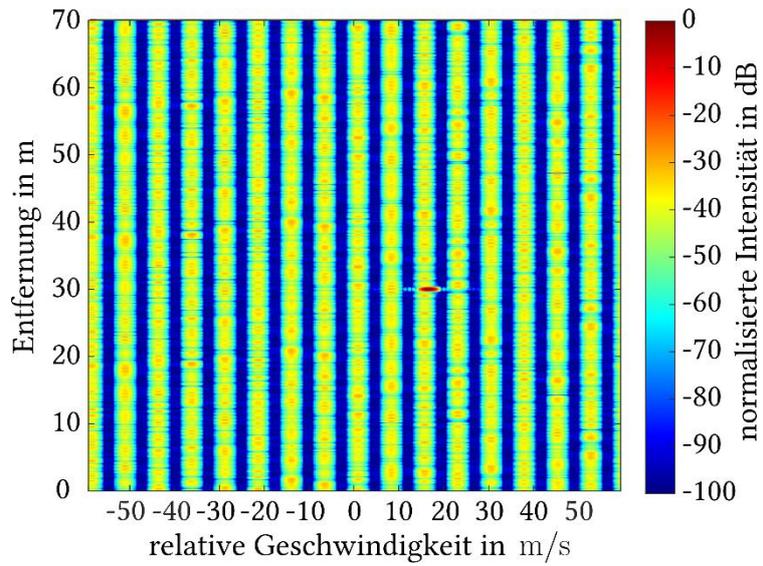


Abbildung 38: Gestörtes Radarbild mit 16 Streifen, wobei die Rampendauer ein ganzzahliges Vielfaches der Sequenzdauer beträgt.

PN-Radar und FCS-Störer

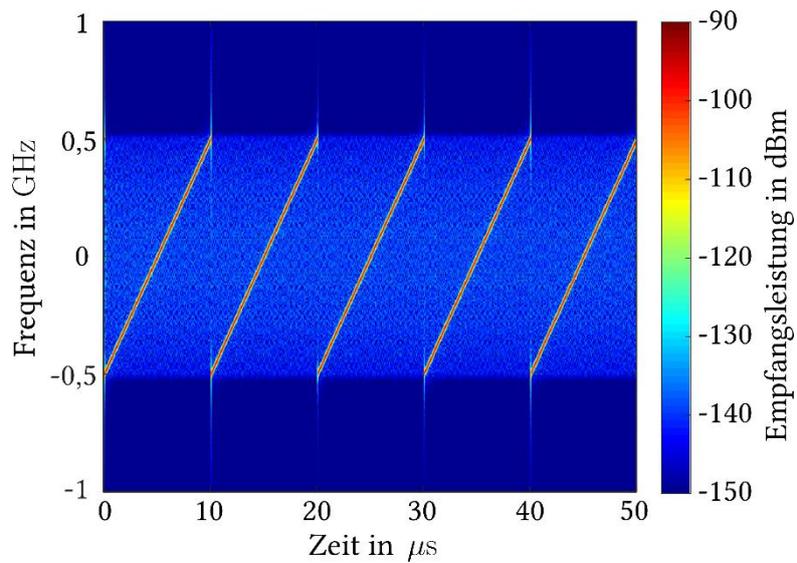


Abbildung 39: Spektrogramm mit durch FCS gestörtem PN-Radar wobei beide eine Bandbreite von 1 GHz aufweisen.

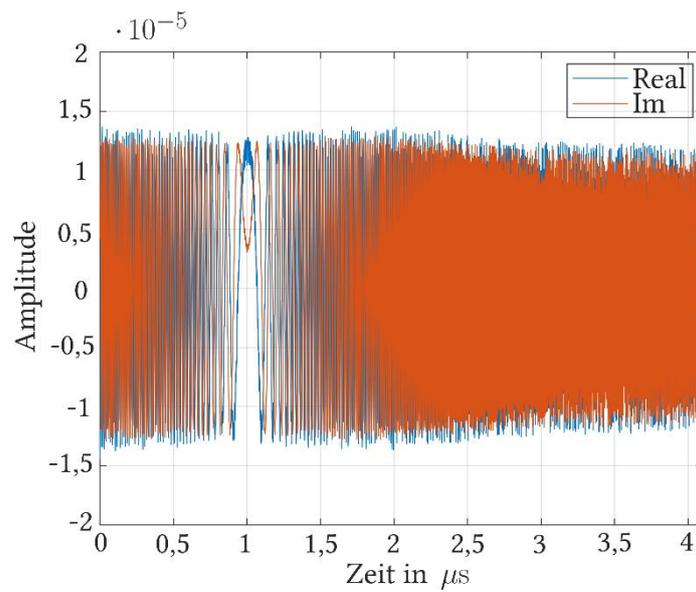


Abbildung 40: Im Zeitbereich dominiert der Chirp des FCS-Störers deutlich durch die geringere Dämpfung im Übertragungskanal.

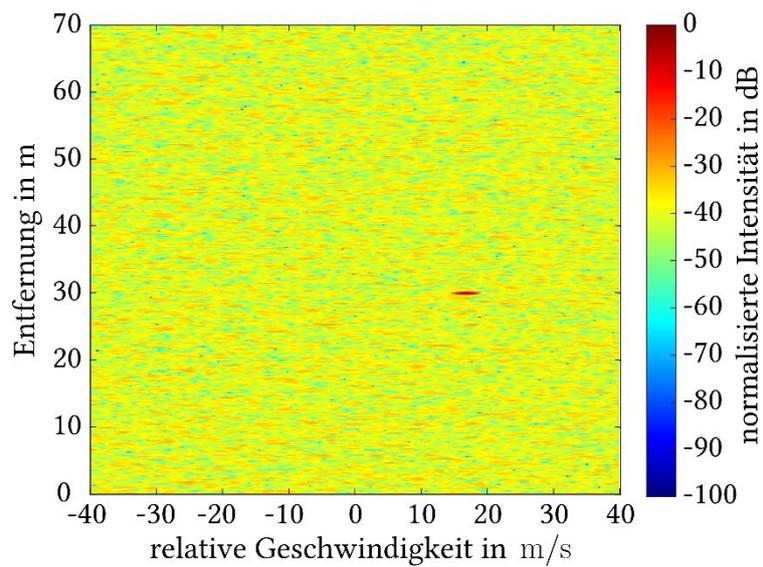


Abbildung 41: Gestörtes Radarbild, wenn die Rampen- bzw. Sequenzdauern kein ganzzahliges Vielfaches voneinander sind. In diesem Fall verteilt sich die Störleistung gleichmäßig über das gesamte Radarbild.

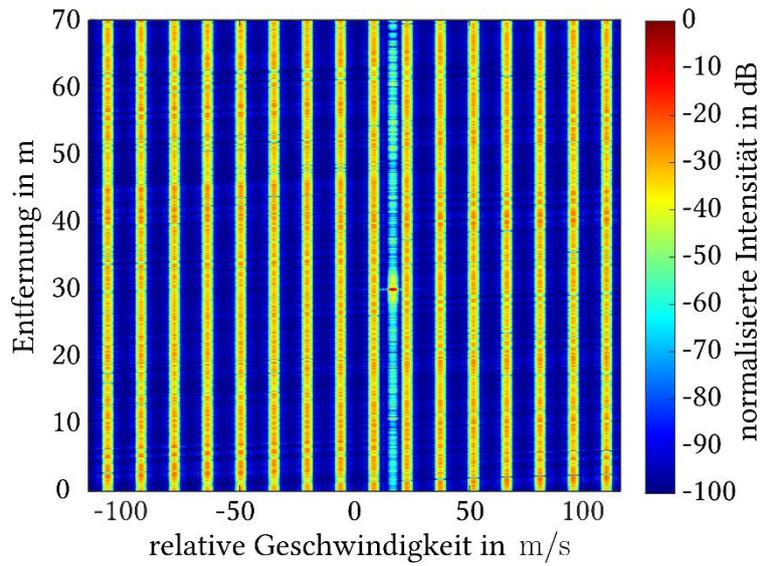


Abbildung 42: Gestörtes Radarbild mit 16 Streifen, da die Rampendauer die 16-fache Länge der PN-Sequenzdauer aufweist.

OFDM-Radar und PN-Störer

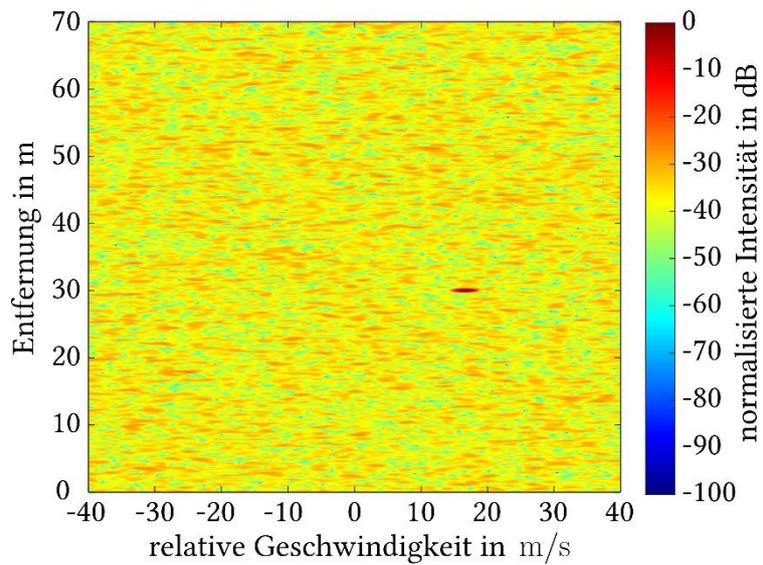


Abbildung 43: Gestörtes Radarbild, bei dem sich die breitbandige Störung durch das PN-Radar über das gesamte Radarbild verteilt.

PN-Radar und OFDM-Störer

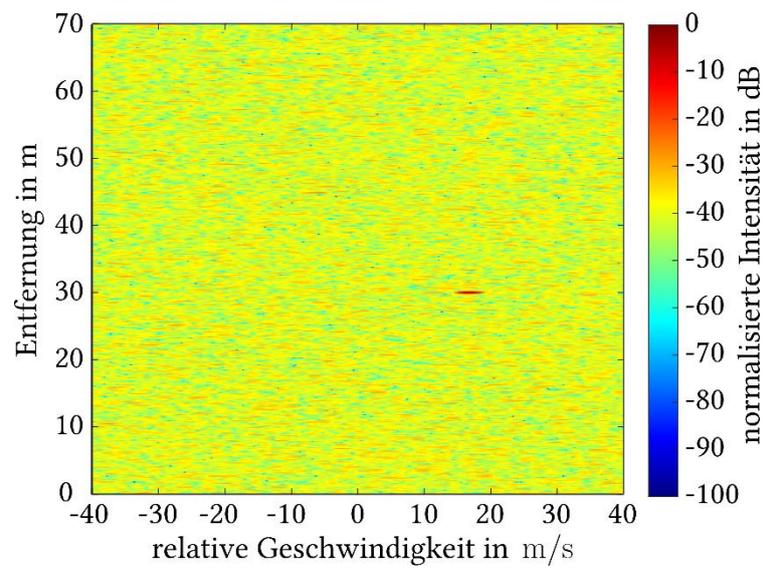


Abbildung 44: Gestörtes Radarbild, das ein vergleichbares Verhalten zeigt wie im Fall von einem durch PN gestörten OFDM-Radar.

14. Literaturverzeichnis

- [1] B. Nuss, J. Mayer, and T. Zwick, "Limitations of MIMO and Multi-User Access for OFDM Radar in Automotive Applications," *2018 IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM)*, Munich, 2018.
- [2] B. Nuss and T. Zwick, "OFDM for Automotive Applications," in Workshop SW-01 at *2017 European Radar Conference (EURAD)*, Nuremberg, 2017.
- [3] B. Nuss and T. Zwick, "Digitally Modulated Radars: Basics of OFDM Radar," in Workshop WTh-01 at *2019 European Radar Conference (EURAD)*, Paris, 2019.
- [4] Analog Devices. (2020, January) Dual Programmable Filters and VGAs for 2 GHz Channel Spacing for μ W Radios. [Online]. Available: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADRF6520.pdf>
- [5] B. Nuss., "OFDM Radar for Automotive Applications," *International Workshop on Automotive Radar for Fully Automated Driving*, online, Sept. 2020.
- [6] B. Nuss, A. Diewald, J. Schoepfel, D. Martini, N. Pohl, and T. Zwick, "76 GHz OFDM Radar Demonstrator with Real-Time Processing for Automotive Applications," accepted at *2020 IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM)*.
- [7] B. Nuss., J. Schoepfel, and D. Martini, "A 77 GHz Radar Demonstrator for Arbitrary Digital Modulation Schemes," *International Workshop on Automotive Radar for Fully Automated Driving*, online, Sept. 2020.
- [8] B. Nuss, J. Mayer, S. Marahrens, and T. Zwick, "Frequency Comb OFDM Radar System With High Range Resolution and Low Sampling Rate," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 68, no. 9, pp. 3861-3871, Sept. 2020.
- [9] B. Nuss and T. Zwick, "A novel interference mitigation technique for MIMO OFDM radar using compressed sensing," *2017 European Radar Conference (EURAD)*, Nuremberg, 2017, pp. 98-101.

Berichtsblatt

1. ISBN oder ISSN -	2. Berichtsart (Schlussbericht oder Veröffentlichung) Schlussbericht
3. Titel OFDM-Signalverarbeitung für Automotive Radar	
4. Autor(en) [Name(n), Vorname(n)] Nuß, Benjamin Zwick, Thomas	5. Abschlussdatum des Vorhabens Juli 2020
	6. Veröffentlichungsdatum -
	7. Form der Publikation -
8. Durchführende Institution(en) (Name, Adresse) Karlsruher Institut für Technologie (KIT) Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik (IHE) Kaiserstraße 12 76131 Karlsruhe	9. Ber. Nr. Durchführende Institution -
	10. Förderkennzeichen 16ES0556
	11. Seitenzahl 53
12. Fördernde Institution (Name, Adresse) Bundesministerium für Bildung und Forschung (BMBF) 53170 Bonn	13. Literaturangaben 9
	14. Tabellen 10
	15. Abbildungen 44
16. Zusätzliche Angaben -	
17. Vorgelegt bei (Titel, Ort, Datum) -	
8. Kurzfassung <p>Automobilradare haben in den vergangenen Jahren deutlich an Bedeutung gewonnen, wodurch auch ihre Anzahl im Straßenverkehr deutlich zugenommen hat. Sie werden bereits seit einiger Zeit zum Vermeiden von Auffahrunfällen durch Notbremsassistenten eingesetzt, haben in den zurückliegenden Jahren ihr Anwendungsfeld aber nochmals deutlich erhöht. Durch eine Zunahme der Sende- und Empfangskanäle, der Signalbandbreite sowie der Rechenleistung sind sie mittlerweile in der Lage, eine grobe Erkennung der Umgebung durchzuführen, die insbesondere sehr wetterunabhängig ist und gleichzeitig auch eine direkte Schätzung der relativen Geschwindigkeiten der anderen Verkehrsteilnehmer beinhaltet. Hierdurch sind sie zu einem essenziellen Bestandteil für das autonome Fahren geworden, das auf eine zuverlässige Umfelderkennung angewiesen ist, damit die Steuerung vorausschauende Fahrentscheidungen treffen und in kritischen Situationen bedacht reagieren kann. Radarsensoren sind zwar nicht die einzigen Sensoren, die dabei eine Rolle spielen, sondern sie werden parallel zu Kameras sowie Lidar- und Ultraschallsensoren eingesetzt, aber durch ihre zuverlässige Funktion und ihren im Vergleich günstigen Preis, sind sie unverzichtbar geworden. Durch ihre steigende Anzahl, die in der Zwischenzeit große technisch mögliche Signalbandbreite sowie steigenden Anforderungen an Entfernungs-, Geschwindigkeits- und Winkelauflösung, haben sich jedoch auch neue Herausforderungen ergeben. So führt beispielsweise die zunehmende Anzahl an Sensoren, die am selben Ort gleichzeitig im selben begrenzten Frequenzband unterwegs ist, zwangsläufig zum Auftreten von Interferenz. Da die Radarsensoren bestrebt sind, eine möglichst hohe Bandbreite zu verwenden, um eine gute Entfernungsauflösung zu erzielen, ist das Ausweichen zu einer anderen Mittenfrequenz sehr schwierig geworden. Solange keine koordinierte Vergabe von Zeit- oder Frequenzschlitzen, wie im Mobilfunk üblich, besteht, müssen die Sensoren mit dieser Interferenz umgehen. Darüber hinaus existieren jedoch noch</p>	

weitere Parallelen zum Mobilfunk. Dieser hat in den letzten Jahrzehnten, getrieben durch die steigende Nachfrage und Nutzerzahl, eine rasante technologische Entwicklung durchlebt. Ganz zu Beginn stand eine weitgehend analoge Technik, die sehr stark auf die Zusammenschaltung separater Einzelkomponenten aufgebaut war. Mit zunehmender Komplexität der erforderlichen Schaltungen und der stattfindenden Digitalisierung wurden immer mehr Schaltungsteile in mächtige Chips integriert, die neben dem analogen Hochfrequenzteil auch Recheneinheiten enthalten. Beim Radar sind, mit einiger Verzögerung, ähnliche Tendenzen erkennbar. Bei kleinen Stückzahlen und einem geringen Funktionsumfang lohnte sich die Entwicklung und Fertigung eines speziellen Chips noch nicht. Mit dem Übergang zum Massenmarkt und immer umfangreicheren Funktionalitäten wurde jedoch auch die Entwicklung spezieller integrierter Radarchips vorangetrieben. Aktuell ist insbesondere die Erzeugung der Sendesignale sowie deren Signalform jedoch noch sehr stark durch einen analogen Charakter geprägt. In der Forschung und in der Zwischenzeit auch bei ersten Start-Ups werden mittlerweile jedoch auch schon digitale Ansätze untersucht und getestet. Hierzu zählen insbesondere die beiden digitalen Modulationsverfahren OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) sowie PN (Pseudo Noise), die in radar4FAD hinsichtlich ihrer Eignung für Automobilradare eingehend untersucht wurden. Beide Verfahren weisen unter anderem den Vorteil auf, dass sehr einfach orthogonale bzw. unkorrelierte Signale erzeugt werden können, die für MIMO-Systeme notwendig sind, mit deren Hilfe der Winkel von Objekten geschätzt werden kann. Einhergehend mit den neuen Modulationsverfahren, die ihren Ursprung hauptsächlich im Kommunikationsbereich haben, ist jedoch auch eine Anpassung der Sende- und Empfangsarchitekturen in den Radarsensoren notwendig. Beispielsweise werden neben zusätzlichen Digital-Analog-Wandlern, die bisher nicht benötigt wurden, auch möglichst lineare IQ-Mischer eingesetzt. Insgesamt sind Transceiver-Chips für den Frequenzbereich 76–81 GHz, der für Automobilradare zugelassen ist, jedoch noch nicht am Markt verfügbar, da bisher keine Nachfrage danach bestand. Aus diesem Grund wurden in radar4FAD entsprechende HF-Chips entworfen und gefertigt. Mit deren Hilfe konnten dann Labordemonstratoren aufgebaut werden, die realitätsnahe Tests der neuen Verfahren überhaupt erst ermöglicht haben.

Die Arbeiten im Projekt mit Blick auf die digitalen Modulationsverfahren bestanden daher im Wesentlichen aus drei Teilen. Zunächst wurden analytische Berechnungen darüber angestellt, welche maximale Performance in der Theorie überhaupt erreicht werden kann. Diese wurde dann zum einen mit derjenigen aktuell existierender Sensoren verglichen und zum anderen wurde abgeleitet, welche Anforderungen an die Hardware gestellt werden müssen, um diese Performance zu erreichen. Diese Anforderungen wurden dann wiederum dazu genutzt, sowohl passende Hardwarekomponenten auszuwählen, die sich für einen Demonstrator eignen, und gleichzeitig Ziele für das Chipdesign zu definieren. Nach Fertigstellung des bzw. der Demonstratoren wurde dann eine Messkampagne durchgeführt, um zum einen die Funktionalität der Demonstratoren generell zu überprüfen aber auch um die tatsächlich gemessene Performance der zuvor theoretisch und in Simulationen bestimmten gegenüberzustellen. Das KIT hat sich in diesem Zusammenhang insbesondere um die Auslegung, Implementierung und Analyse von OFDM-Radar gekümmert. Die Erkenntnisse und Ergebnisse, die hierzu in radar4FAD erarbeitet werden konnten, lassen sich im Wesentlichen mit den folgenden Stichpunkten zusammenfassen:

- OFDM kann technisch gesehen als digitale Wellenform für Automobilradare eingesetzt werden. Bevor dies jedoch auch ökonomisch realisierbar ist, müssen die notwendigen Komponenten einerseits deutlich günstiger werden und andererseits die weitere Verbesserung derselbigen voranschreiten.
- Mit OFDM können sehr einfach orthogonale Sendesignale für MIMO erzeugt werden, indem die orthogonalen Unterträger verschiedenen Sendekanälen zugeordnet werden. Bei diesem „Subcarrier Interleaving“ genannten Verfahren muss jedoch beachtet werden, dass sich die maximale eindeutig messbare Entfernung verringert, weshalb die Anzahl an unabhängigen Signalen, die auf diese Weise generiert werden, begrenzt ist.
- Die Abtastrate der Digital-Analog- und Analog-Digital-Wandler muss mindestens so groß sein wie die instantane Signalbandbreite. Hierdurch sind sehr hohe Abtastraten im Gigahertzbereich notwendig, wenn Entfernungsauflösungen erreicht werden sollen, die vergleichbar sind zu auf dem Markt befindlichen Automobilradarsensoren, die aktuell zur höherwertigen Klasse gehören.
- In der Zwischenzeit wurden jedoch auch schon Verfahren von Projektbeteiligten vorgestellt, die das Problem der hohen Abtastraten umgehen können. Mögliche Verfahren sind hierbei das sogenannte „Stepped-Carrier Frequency OFDM Radar“ sowie das „Frequency Comb OFDM Radar“, wobei letzteres am KIT entwickelt und demonstriert wurde. Beide Verfahren weisen dafür andere Einschränkungen auf.
- Durch die hohen Abtastraten lassen sich sehr kurze OFDM-Symbole erzeugen, was zu einer sehr hohen maximal messbaren Geschwindigkeit führt. Aus diesem Grund kann als zusätzliches MIMO-Verfahren Time Division Multiplexing (TDM) genutzt werden, bei dem der maximale Geschwindigkeitseindeutigkeitsbereich verringert wird. Dieses MIMO-Verfahren stellt bei gegenwärtigen Chirp Sequence-Radaren den Stand der Technik dar, führt auf Grund der deutlich langsameren Rampen aber zu einer Maximalgeschwindigkeit, die in der Regel kleiner ist als beispielsweise diejenigen, die bei Autobahnfahrten auftreten. Aus diesem Grund muss gegenwärtig mit zusätzlicher Signalverarbeitung die tatsächliche Geschwindigkeit extrahiert werden.

- Eine Echtzeitverarbeitung von OFDM-Radar mit mehreren Sende- und Empfangskanälen ist auf kommerziell erhältlicher Hardware aktuell schon möglich trotz der hohen anfallenden Datenraten und -mengen. Hierbei hat vor allem die Markteinführung des sogenannten RFSoc der Firma Xilinx, einem FPGA mit integrierten DACs und ADCs, einen deutlichen technologischen Schub gebracht. Für massenmarktaugliche Radarsensoren sind diese jedoch noch zu teuer.
- Bei den MMICs (Monolithic Microwave Integrated Circuits) für das HF-Frontend muss darauf geachtet werden, dass die enthaltenen Mischer und Verstärker möglichst linear sind, um beispielsweise Intermodulationsprodukte bei OFDM zu vermeiden, die die Dynamik des Radarbildes deutlich verringern können. Gleichzeitig sollte bei den IQ-Mischern auf eine gute Seitenbandunterdrückung geachtet werden. Dies umfasst über den eigentlichen Chip hinaus auch die Verbindung zu den DACs/ADCs, da hierbei auftretende Phasen- und Amplitudenabweichungen ebenfalls zu einer Verringerung der Seitenbandunterdrückung führen können.
- Die Ergebnisse der Messkampagnen konnten die Funktionalität der Wellenformen an sich sowie die der zugehörigen Demonstratoren bestätigen. Die in den Tests erzielte Performance bleibt noch hinter der von aktuellen High-End-Radarsensoren zurück, was unter anderem auch darauf zurückzuführen ist, dass diese auf jahrelang optimierte Chips zurückgreifen können, während im Projekt für OFDM- und PN-Radar erstmalig geeignete MMICs entwickelt wurden.
- Bei Interferenztests zwischen den verschiedenen Demonstratoren und Wellenformen konnten einige der zuvor simulativ vorhergesagten Effekte gezeigt werden. Da dieses Themengebiet jedoch nur einen geringen Teil des Projekts radar4FAD umfasst hat, konnte nur eine überschaubare Testreihe durchgeführt werden, die jedoch gezeigt hat, dass in diesem Bereich noch einiger Optimierungs- und Koordinationsbedarf besteht. Teilweise wird hierzu bereits in weiteren BMBF-geförderten Projekten, wie z. B. IMIKO-Radar, geforscht.

Zusammenfassend lässt sich festhalten, dass digitale Modulationsverfahren durchaus Potential haben, Einzug in Automobilradare zu halten. Dies wird in den kommenden Jahren zwar mit hoher Sicherheit nicht in größerem Umfang passieren, da hierfür noch technologische Weiterentwicklungen und Kostenreduktionen nötig sind, für eine mittelfristige Zukunft ist dies jedoch nicht auszuschließen. Bereits im Laufe der dreijährigen Projektdauer haben sich deutliche technologische Sprünge ergeben, die in der Zwischenzeit digitale Radarsensoren mit einer großen Anzahl an MIMO-Kanälen erlauben, an die zu Projektbeginn noch nicht zu denken war. Aus diesem Grund sollten Forschung und Industrie an diesem Thema aktiv weiter arbeiten, um auch zukünftig anschlussfähig zu bleiben und das aktuell insbesondere in Deutschland im Bereich Radar vorhandene Wissen und Know-how nicht an aufstrebende Konkurrenz außerhalb Deutschlands oder Europas zu verlieren.

19. Schlagwörter

Automobilradar, digitale Modulationsverfahren, digitales Radar, OFDM Radar

20. Verlag

-

21. Preis

-

Document Control Sheet

1. ISBN or ISSN -	2. type of document (e.g. report, publication) Report
3. title OFDM-Signalverarbeitung für Automotive Radar (OFDM Signal Processing for Automotive Radar)	
4. author(s) (family name, first name(s)) Nuß, Benjamin Zwick, Thomas	5. end of project July 2020
	6. publication date -
	7. form of publication -
8. performing organization(s) (name, address) Karlsruher Institut für Technologie (KIT) Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik (IHE) Kaiserstraße 12 76131 Karlsruhe	9. originator's report no. -
	10. reference no. 16ES0556
	11. no. of pages 53
12. sponsoring agency (name, address) Bundesministerium für Bildung und Forschung (BMBF) 53170 Bonn	13. no. of references 9
	14. no. of tables 10
	15. no. of figures 44
16. supplementary notes -	
17. presented at (title, place, date) -	
18. abstract Automotive radars have gained significantly in importance in recent years, which has also led to a significant increase in their number in road traffic. They have been used for collision avoidance with emergency brake assistants, but have significantly increased their field of application in recent years. Due to an increase in the number of possible transmit and receive channels, the signal bandwidth and the computing power, they are now able to carry out a rough detection of the environment, which is particularly independent of the weather and at the same time also includes a direct estimate of the relative velocities of other road users. As a result, they have become an essential part of autonomous driving, which relies on reliable environment recognition so that the control system can make predictive driving decisions and react carefully in critical situations. Radar sensors are not the only sensors that play a role, they are used in parallel to cameras as well as lidar and ultrasonic sensors, but their reliable function and their comparatively low price have made them indispensable. Due to their increasing number, the large technically possible signal bandwidth in the meantime as well as increasing demands on distance, velocity and angle resolution, new challenges have also arisen. For example, the increasing number of sensors that are simultaneously in the same place in the same limited frequency band inevitably leads to the occurrence of interference. Since the radar sensors strive to use a bandwidth as high as possible in order to achieve a good range resolution, it has become very difficult to switch to a different center frequency. As long as there is no coordinated allocation of time or frequency slots, as is common in mobile radio, the sensors must deal with this interference. In addition, there are other parallels to mobile communications. In the last few decades the mobile communications technology has experienced rapid technological development, driven by increasing requirements and the number of users. At the very beginning there was mainly analog technology that was based very heavily on the interconnection of separate individual	

components. With the increasing complexity of the required circuits and the digitization taking place, more and more circuit parts have been integrated into powerful chips that contain computing units in addition to the analog radio-frequency part. Similar tendencies can be seen with radar, with some delay. With small quantities and a small range of functions, developing and manufacturing of special chips is not yet worthwhile. With the transition to the mass market and ever more extensive functionalities, however, the development of special integrated radar chips was also advanced. At the moment, however, the generation of the transmit signals and their signal shape are still very much characterized by an analog character. In research and in the meantime also with the first start-ups, however, digital approaches are already being investigated and tested. These include in particular the two digital modulation schemes OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) and PN (Pseudo Noise), which were examined in detail in radar4FAD with regard to their suitability for automotive radars. Both methods have the advantage, among other things, that orthogonal or uncorrelated signals can be generated very easily, which are necessary for MIMO systems with the aid of which the angle of objects can be estimated. Along with the new modulation schemes, which have their origins mainly in the communications sector, it is also necessary to adapt the transmit and receive architectures in the radar sensors. For example, in addition to additional digital-to-analog converters that were previously not required, IQ mixers that are as linear as possible are also used. Overall, however, transceiver chips for the 76–81 GHz frequency range, which is approved for automotive radars, are not yet available on the market, as there has not yet been any demand for them. For this reason, appropriate RF chips were designed and manufactured in radar4FAD. With their help it was then possible to set up laboratory demonstrators that made realistic tests of the new schemes possible in the first place.

The work in the project with respect to the digital modulation schemes therefore essentially consisted of three parts. First, analytical calculations were made about the maximum performance that can be achieved in theory. This was then compared, on the one hand, with those of currently existing sensors and, on the other hand, it was determined which requirements the hardware has to fulfill to achieve this performance. These requirements were then used in turn to select suitable hardware components that are suitable for a demonstrator and at the same time to define goals for the chip design. After completion of the demonstrators, a measurement campaign was then carried out, on the one hand to check the functionality of the demonstrators in general, but also to compare the actually measured performance with that previously determined theoretically and in simulations. In this context, the KIT took care of the design, implementation and analysis of OFDM radar. The findings and results that could be worked out in radar4FAD can essentially be summarized with the following points:

- OFDM can technically be used as a digital waveform for automotive radars. However, before this can also be realized economically, the necessary components must on the one hand become significantly cheaper and, on the other hand, the further improvement of the same must proceed.
- With OFDM, orthogonal transmit signals for MIMO can be generated very easily by assigning the orthogonal subcarriers to different transmit channels. With this process called "subcarrier interleaving", however, it must be noted that the maximum unambiguous range is reduced, which is why the number of independent signals that can be generated in this way is limited.
- The sampling rate of the digital-to-analog and analog-to-digital converters must be at least as high as the instantaneous signal bandwidth. As a result, very high sampling rates in the gigahertz range are necessary if range resolutions are to be achieved that are comparable to automotive radar sensors on the market that currently belong to the higher-quality class.
- In the meantime, however, those involved in the project have already presented methods that can circumvent the problem of high sampling rates. Possible schemes here are the so-called "Stepped Carrier Frequency OFDM Radar" and the "Frequency Comb OFDM Radar", the latter being developed and demonstrated at KIT. Both schemes have other restrictions for this.
- Due to the high sampling rates, very short OFDM symbols can be generated, which leads to a very high maximum unambiguous velocity. For this reason, Time Division Multiplexing (TDM) can be used as an additional MIMO method, in which the maximum unambiguous velocity is reduced. This MIMO scheme represents the state of the art in current chirp sequence radars, but due to the significantly slower ramps it leads to a maximum velocity that is generally lower than, for example, those that occur when driving on the motorway. For this reason, the actual velocity currently has to be extracted with additional signal processing.
- Real-time processing of OFDM radar with several transmit and receive channels is currently already possible on commercially available hardware despite the high data rates and amount of storage involved. In particular, the market launch of the so-called RFSoc from Xilinx, an FPGA with integrated DACs and ADCs, brought a significant technological boost. However, these are still too expensive for mass market radar sensors.
- With the MMICs (Monolithic Microwave Integrated Circuits) for the RF frontend, care must be taken that the mixers and amplifiers contained are as linear as possible in order to avoid intermodulation products in OFDM, for example, which can significantly reduce the dynamics of the radar image. At the same time, good sideband suppression should be ensured with the IQ mixers. In addition to the actual chip, this also includes the connection to the DACs/ADCs, since phase and amplitude deviations that occur here can also lead to a reduction in sideband suppression.

- The results of the measurement campaigns confirmed the functionality of the waveforms themselves and that of the associated demonstrators. The performance achieved in the tests still lags behind that of current high-end radar sensors, which is partly due to the fact that they can rely on chips that have been optimized over years, while MMICs suitable for OFDM and PN radar were developed for the first time in the project.
- In interference tests between the various demonstrators and waveforms, some of the previously simulated effects could be shown. Since this topic only covered a small part of the radar4FAD project, it was only possible to carry out a limited series of tests, which, however, showed that there is still some need for optimization and coordination in this area. In some other BMBF-funded projects, such as IMIKO-radar, research has already started on this topic.

In summary, it can be said that digital modulation schemes have the potential to find their way into automotive radars. This will certainly not happen to a large extent in the coming years, as further technological developments and cost reductions are necessary for this, but this cannot be ruled out for a medium-term future. In the course of the three-year project duration, significant technological leaps have already occurred, which in the meantime allow digital radar sensors with a large number of MIMO channels, which was not yet possible at the start of the project. For this reason, research and industry should continue to work actively on this topic in order to remain competitive in the future and not to lose the knowledge and know-how currently available in the area of radar to emerging competitors outside Germany or Europe.

19. keywords

Automotive radar, digital modulation schemes, digital radar, OFDM radar

20. publisher

-

21. price

-