



Bundesministerium
für Bildung
und Forschung

DAIMLER



Abschlussbericht

BMBF-Fördervorhaben 01M3161F

Kfz-Höchstfrequenz-Elektronik KOKON

Teilvorhaben jetzige Daimler AG

Spezifikation und Bewertung

Autor: Dr. Hans-Ludwig Blöcher

Beiträge: Dr. Robert Schneider
Dr. Karl M. Strohm

Oktober 2007

BMBF-Fördervorhaben Kfz-Höchstfrequenz-Elektronik KOKON

| | |
|------------------------------|---|
| Zuwendungsempfänger: | jetzige Daimler AG 70546 Stuttgart |
| Verbundpartner: | Atmel Germany GmbH Robert Bosch GmbH Continental Automotive Systems Infineon Technologies AG |
| Vorhabensbezeichnung: | Kfz-Höchstfrequenz-Elektronik KOKON |
| Teilvorhaben | jetzige Daimler AG: Spezifikation & Bewertung |
| Kennzeichen: | 01M3161F |
| Laufzeit: | 01. Sept. 2004 - 31. Aug. 2007, Verlängerung bis 31. Okt. 2007 (kostenneutral) |
| Berichtszeitraum: | 01. Sept. 2004 - 31. Okt. 2007 |
| Projektkoordination: | Dr. Hans-Ludwig Blöcher/ Dr. Karl M. Strohm |
| Autor: Beiträge: | Dr. Hans-Ludwig Blöcher Dr. Robert Schneider Dr. Karl M. Strohm |

Inhaltsverzeichnis

| | |
|---|-----------|
| KOKON - gemeinsame Zusammenfassung der Partner | 5 |
| Jetzige Daimler AG -Teilvorhaben „Spezifikation & Bewertung“: | |
| 1. Einleitung/Motivation | 11 |
| 2. Anforderungen im automobilen Umfeld | 14 |
| 2.1 Anwendungsszenarien Nahbereichs- und Weitbereichsradar | 14 |
| 2.1.1 Full-Speed Range Radar (ACC und Stop&Go) | 15 |
| 2.1.2 Bremsunterstützung und Sicherheitsbremsung | 15 |
| 2.1.3 Parkassistentz | 16 |
| 2.1.4 Totwinkelüberwachung/Spurwechselassistent | 17 |
| 2.1.5 Vorausschauende Sicherheitssysteme (Pre-Crash) | 17 |
| 2.2 Untersuchung neuer Weitbereichsradar-Betriebsmodi | 17 |
| 2.2.1 Instrumentations- und Meßradar | 17 |
| 2.2.2 Fahrbahnverlaufserkennung | 21 |
| 2.2.3 Detektion verdeckter Objekte | 24 |
| 2.2.4 Witterungseinflüsse/Niederschlagsmessungen | 25 |
| 2.3 Untersuchung der Nahbereichsradar-Einbaurandbedingungen im Fahrzeug | 26 |
| 2.3.1 Der Stoßfänger als design- und funktionsverträgliches Radom | 26 |
| 2.3.2 Universeller Messplatz für Sensornachbildung und Materialvermessung | 27 |
| 2.3.3 Vermessung von Stoßfängermaterialien und Lacken | 28 |
| 2.3.4 Evaluierung des Einflusses von Belägen auf der Stoßfängeraußenseite | 32 |
| 2.3.5 Untersuchung des Entstehens von Winkelmessfehlern | 33 |
| 2.4 Bestimmung spezifischer Radar-Rückstreuquerschnitte im Nahbereich | 39 |
| 2.5 Hochauflösender breitbandiger Radarbetrieb | 42 |
| 2.6 Spezifikation anforderungsbezogener Sensoreigenschaften | 44 |
| 2.6.1 Weitbereichsradar | 44 |
| 2.6.2 Nahbereichsradar | 45 |
| 3. Systemsimulation eines 79 GHz UWB-Radarsensors (Unterauftrag an die Universität Erlangen) | 47 |
| 4. Komponentenspezifikation | 50 |
| 4.1 Voltage Controlled Oscillators (VCO) | 51 |
| 4.2 Leistungsverstärker | 54 |
| 4.3 LNA | 54 |
| 4.4 Mischer | 54 |
| 4.5 Pulsformer | 54 |

| | | |
|---------------|--|-----------|
| 5 | Frequenzregulierung und Standards | 55 |
| 6. | Test und Bewertung | 56 |
| 6.1 | Weitbereichsradar | 57 |
| 6.2 | Nahbereichsradar | 58 |
| 7. | Zusammenfassung und Ausblick | 60 |
| 8. | Literaturverzeichnis | 63 |
| Anhang | | |
| | A1 Zukünftige Systemkonzepte | 65 |

KOKON - gemeinsame Zusammenfassung der Partner

Steigerung von Komfort und Sicherheit sind Hauptziele deutscher Automobilhersteller und ihrer Zuliefererindustrie und ein wesentliches Differenzierungsmerkmal im internationalen Wettbewerb. Fahrerassistenzsystemen und aktiven Sicherheitssystemen, die helfen, gefährliche Situationen frühzeitig zu erkennen und dadurch Unfälle zu vermeiden oder zumindest die Unfallschwere zu verringern, kommt künftig eine große Bedeutung zu.

Verkehrsunfälle sind keine unvermeidbare Nebenerscheinung des Straßenverkehrs und der Mobilität, sondern in den meisten Fällen Folge vermeidbaren menschlichen Fehlverhaltens. Bewertet man nur die materiellen Unfallfolgen, dann ergibt sich allein in Deutschland ein Schaden von jährlich rund 35 Mrd. Euro. Hinzu kommt nach einer Studie des ADAC durch Staus auf deutschen Autobahnen weiterer volkswirtschaftlicher Schaden in Höhe von täglich etwa einer Viertel Milliarde Euro und jeder dritte Stau ist wiederum Unfall bedingt. Diese Fakten und Aussagen belegen die hohe Bedeutung von Arbeiten zur Verbesserung passiver Sicherheitssysteme und die Notwendigkeit von Forschungsarbeiten für aktive Sicherheits- und Assistenzsysteme im Kraftfahrzeug.

Derartige Systeme erfordern Sensoren, die in der Lage sind das Umfeld des Fahrzeuges zu erfassen. Dies ermöglicht eine „elektronische Hülle“ (KOKON) um das Fahrzeug, die tote Winkel überwacht, Hindernisse erkennt, Schutz- und Sicherheitssysteme auslöst, Fußgänger detektiert, schwächere Verkehrsteilnehmer schützt, im dichten Verkehr (Stop und Go) automatisches Fahren oder Kolonnenfahrt („elektronische Deichsel“) ermöglicht und unterstützend beim Einparken hilft.

Mit Radarsensoren kann eine solche elektronische Schutzhülle geschaffen werden. Erste Fahrerassistenzsysteme zur automatischen Abstandregelung und Hinderniswarnung auf Radarbasis („Intelligenter Tempomat“) sind bereits auf dem Markt.

Nur bei einer erheblichen Durchdringung der Fahrzeugflotte mit derartigen Systemen können die Unfallzahlen drastisch zu reduziert und damit erheblicher volkswirtschaftlichen Schaden abgewendet werden. Ein wesentlicher nachgewiesener Effekt solcher Systeme ist ein verbesserter Verkehrsfluss und die Verringerung der Gefahr von Staus. Der sich daraus ableitende volkswirtschaftliche und ökologische Effekt wäre immens und bedeutet einen nachhaltigen Mobilitätserhalt für die Nutzer von Kraftfahrzeugen .

Ergänzend zu den bereits verfügbaren Tempomatradaren stehen breitbandige Ultra-Wideband (UWB)-Nahbereichsradarsensoren für Sicherheitssysteme vor der Markteinführung. Sie arbeiten bei 24 GHz. Aufgrund des hohen Preises werden diese Systeme zunächst nur in Premiumfahrzeugen angeboten. Für das Einführungsszenario wird eine ähnliche Entwicklung wie bei Airbag, ABS und ESP erwartet. Jedoch kommt erschwerend hinzu, dass für diese sicherheitsrelevanten Nahbereichsradarsensoren aus frequenzregulatorischen Gründen ab 2014 der Frequenzbereich 77-81 GHz festgelegt worden ist.

Damit diese sicherheitsrelevanten Sensoren auch in Zukunft universell verfügbar und einsetzbar sind, ergeben sich zwei Aufgabenfelder:

1. Forschung und Entwicklung für Systeme mit einer dreifach höheren Frequenz,
2. Bereitstellung einer Technologie, die auch bei der höheren Frequenz eine kostengünstige Realisierung der Systeme zulässt, so dass sie preisgünstig in allen Fahrzeugklassen eingeführt werden können und durch weit verbreitete Einführung die Sicherheit im Straßenverkehr erhöhen, die Unfallzahlen reduzieren und möglichst vielen Fahrern erhöhten Komfort anbieten.

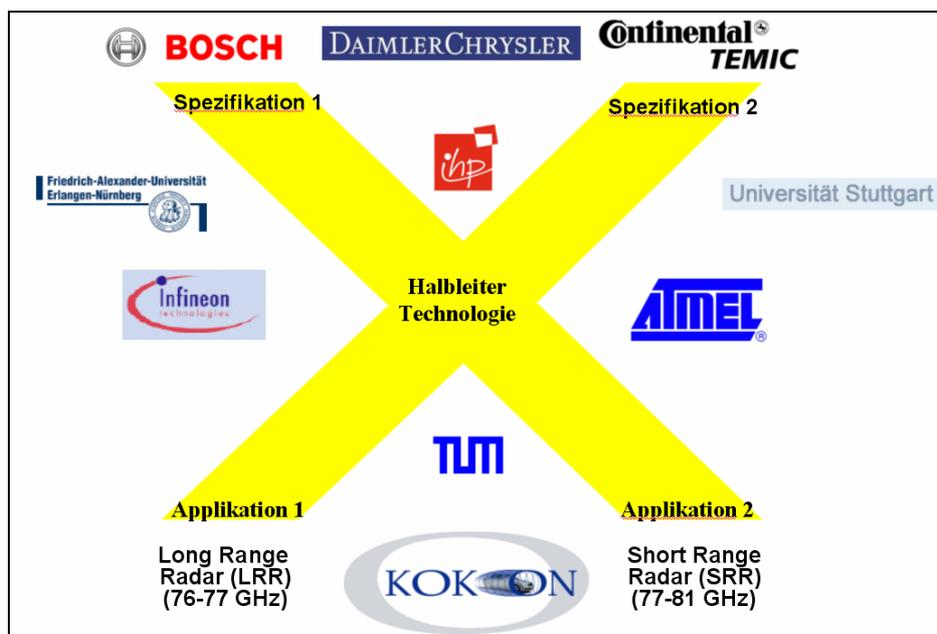
Eine Halbleitertechnologie, die die Voraussetzungen dafür erfüllt, ist die Si/SiGe Technologie. Diese auf dem Halbleiter-Mainstream „Silizium“ basierende Technologie bietet die physikalischen (Grenzfrequenzen über 200 GHz) und technologischen Voraussetzungen für eine kostengünstige Versorgung mit den notwendigen Hochfrequenz-Komponenten und Chips. Allerdings stößt die Si/SiGe-Technologie damit in einen neuen, bisher als Massenmarkt noch nicht vorhandenen Hochfrequenzbereich vor und bedarf einer grundlegenden Erforschung und Entwicklung.

Parallel müssen für die Sensoren der „elektronischen Hülle“ die Spezifikationen erforscht, definiert und festgelegt werden und hieraus die erforderlichen Parameter für die Hochfrequenzkomponenten und Chips abgeleitet werden.

Die Integration der HF-Komponenten und -Chips zu den Nah- und Fernbereichsradarsensoren erfordert die Anwendung nanoelektronischer Technologien und die Entwicklung entsprechender Aufbau- und Verbindungstechniken.

Im Vorhaben Kfz-Höchstfrequenzelektronik (KOKON, Laufzeit 01.09.2004 - 31.08.2007) arbeiteten die wichtigsten deutschen Halbleiterproduzenten (Infineon, Atmel), die bedeutendsten deutschen Fahrerassistenz-Entwicklungsfirmen (Bosch, Conti-Temic) und ein großer deutscher Automobilhersteller (jetzige DaimlerAG) zusammen, unterstützt durch kompetente Universitäten und Institute. Durch die gleichzeitige Betrachtung der Anwendung Fernbereichsradar bei 76,5 GHz und Nahbereichsradar bei 79 GHz („X-Modell“, s. Bild) wurde das für das volle Ausschöpfen des Kostenreduktionspotenzials erforderliche Marktvolumen adressiert. Projektziel war die Demonstration je eines Systems für den Nah- und Fernbereich in einem realen Fahrzeugumfeld.

Das Vorhaben sollte die Marktführerschaft der deutschen Automobil-Zulieferer und – Hersteller für die Zukunft sichern, Arbeitsplätze in Deutschland langfristig sichern oder schaffen, einen nachhaltigen Beitrag zur Erhöhung der Sicherheit und des Komfort im Straßenverkehr leisten und zur Reduzierung bzw. Vermeidung von Unfällen beitragen.



KOKON-Projektorganisation im „X-Modell“.

Die jetzige **Daimler AG** hatte die Rolle des Konsortialführers im KOKON-Projekt inne. Im Rahmen der von der jetzigen Daimler AG zu leistenden Projektbeiträge (Systemspezifikation und Bewertung) wurden sowohl Weitbereichssensoren im Frequenzband 76-77 GHz als auch Nahbereichssensoren im zukünftigen Frequenzband 77-81 GHz adressiert. Dies umfasste messtechnische Untersuchungen zur genauen Spezifikation der Erfassungseigenschaften derartiger Kfz-Radare, die Ableitung von Kriterien für den Systementwurf in Abhängigkeit von der jeweiligen Applikation, die Bewertung und den Vergleich verschiedener Konzepte mit Spezifikation für kritische Einzelkomponenten sowie abschließende Testfahrzeug-Erprobung und Bewertung der im Rahmen des Gesamtprojekts entstandenen Sensor-Prototypen. Insbesondere wurden die Betriebs- und Fahrzeugintegrationsaspekte von Nahbereichssensoren intensiv untersucht, da die

einschlägige Wissensbasis bei den hohen Frequenzen sehr gering ist. Eine zentrales Problem war in diesem Kontext die Betrachtung des Einflusses von (lackierten) Stossfängern auf den Betrieb der hierunter verdeckt verbauten Nahbereichsradare. Als Ergebnis konnte den Sensor-, Stossfänger- und Lackherstellern wichtige Hinweise zur Wechselwirkung „Stossfänger-Sensor“ sowie zur Optimierung der Basis- und Lackmaterialien an die Hand gegeben werden. Eine weitere wesentliche Aufgabe war die Einflussnahme auf Frequenzregulierung und Standardisierung sowohl der Nahbereichs- als auch der Weitbereichsradare. Für die Weiter- und Neuentwicklung der Sensoren wurden Schaltungskonzepte, Hochfrequenzkomponenten und Aufbautechniken identifiziert, die insbesondere bei großen Stückzahlen attraktive Endpreise versprechen. Die Arbeiten wurden wirkungsvoll durch Simulationsarbeiten des Unterauftragnehmers Universität Erlangen-Nürnberg (Prof. Weigel) unterstützt.

Atmel Germany hat im KOKON-Projekt eine Technologie und Schaltungsblöcke für ein 77GHz „short range radar“ (SRR) entwickelt. Die Arbeiten wurden als Weiterentwicklung der vorhandenen SiGe2-Prozesslinie für eine 0,35 μm Technologie-Generation aufgesetzt. Einer der wichtigsten Punkte war somit die Umsetzung und Verkleinerung der Strukturen und Erstellung der damit einhergehenden Modelle für die Schaltungsentwicklung. Weiterhin mussten technologische Optimierungsarbeiten zur Erhöhung der Transistorgeschwindigkeit durchgeführt werden. In einigen Teilbereichen wurde hierbei die Expertise der Unterauftragnehmer IHP, sowie der Universität Stuttgart, Prof. Kasper, genutzt. Die Schaltungsentwicklung und das Layout wurden unterstützt im Rahmen eines Unterauftrags an die Universität Ulm, Prof. Schumacher, der auf seine langjährigen Erfahrungen und Expertise im Bereich SiGe-Schaltungsentwicklung aufbauen konnte.

Bei der Technologieentwicklung war der Schwerpunkt die Steigerung der Transistorgeschwindigkeit mit einem Zielwert von 150GHz für die Transitfrequenz f_T und die maximale Schwingfrequenz f_{max} . Hierzu wurde der Kollektoraufbau der Transistoren untersucht, alternative Konzepte mit vergrabenen Siliziden überprüft und eine Optimierung der Basis vorgenommen. Als Ergebnis wurde die Dicke der Kollektorepitaxie neu eingestellt, eine zusätzliche „elevated buried layer“ Implantation eingeführt, das SiGe-Basis-Profil optimiert und eine selektiv abgeschiedene Leitbasis eingeführt. Diese Prozessschritte wurden dann auf die 0,35 μm Technologie angepasst. Durch die verzögerte Investition in die nötigen Anlagen konnte der ursprüngliche Zeitplan nicht mehr eingehalten werden. Dadurch konnten innerhalb der Projektlaufzeit nicht alle Verbesserungen einfließen und die maximal erreichte Geschwindigkeit liegt bei 130 GHz für die Transit- und ebenfalls für die maximale Schwingfrequenz.

Die Modellbildung für die neuen Transistoren erfolgte parallel zur Technologieentwicklung mit Unterstützung der TU Dresden, Prof. Schröter. Hierfür wurden in Zusammenarbeit mit der TU Dresden ein Parametersatz für das Entwicklungstool „TRADICA“ erstellt, mit dem die für die Schaltungsentwicklung notwendigen Modelle generiert wurden.

Die Schaltungsentwicklung erfolgte in engem Kontakt mit dem Partner Continental. Mit ihm zusammen wurden die Komponenten für ein SRR definiert und die Spezifikationen für folgende Schaltungsblöcke abgestimmt: VCO, Mischer, 32x-Teiler und für einen optionalen LNA. Durch die verzögerte Bereitstellung der Technologie wurde eine erste Generation von Schaltungsblöcken beim IHP Frankfurt/Oder auf deren MPW-Durchläufen erstellt. Es konnten funktionsfähige Schaltungsblöcke nachgewiesen werden, die nahe an den geforderten Spezifikationen lagen. Der dynamische Teiler zeigte einen Arbeitsbereich von bis zu 93 GHz. Aufbauend auf diesen Ergebnissen wurde eine zweite Generation der Schaltungsblöcke erarbeitet, die zum Projektende noch bei Atmel im Prozessdurchlauf waren.

Von **Infineon** wurde eine für automotive Höchstfrequenzanwendungen geeignete Silizium-Germanium Technologie entwickelt und damit Radarfrontend MMICs für das 76-81 GHz Band entworfen und hergestellt. Die MMIC Anforderungen wurden zusammen mit den Projektpartnern Bosch (für 77 GHz LRR) und CAS (für 79 GHz SRR) spezifiziert. Die

abschließenden Evaluierungen im System erfolgten ebenfalls bei diesen Partnern. Alle vereinbarten Arbeiten konnten erfolgreich und termingerecht abgeschlossen werden.

Die entwickelte Bipolar-Technologie bietet unterschiedliche SiGe-NPN-Transistortypen, mit Grenzfrequenzen von 200 GHz (ft) und 250 GHz (fmax) bei einer Spannungsfestigkeit von $BVCE0 = 1.8 \text{ V}$ für den Ultra-High-Speed-Transistor bzw. 35 / 120 GHz bei $BVCE0 = 3.5 \text{ V}$ für den Hochvolttransistor. Das Bauelemente-Spektrum wird durch einen vertikalen PNP, 2 Poly-Si-Widerstandstypen (150 und 1000 Ohm/sqr), einen Metallfilm-Präzisionswiderstand (20 Ohm/sqr), einen hochgütigen Metall-Metall-Kondensator (MIM), Laserfuses, eine Varaktordiode, und ein Gold-Pad erweitert. Die Implementierung eines sogenannten „Doppel-Epi“ Konzepts ermöglichte dabei die gleichzeitige Integration eines Ultra-High-Speed-Transistors, der eine dünne Kollektor- bzw. Epitaxieschicht erfordert, mit einer Varaktordiode (spannungsgesteuerte Kapazität), die für eine ausreichend große Tuningrange eine möglichst große Epitaxiedicke erfordert. Eine auch bei hohen Stromdichten sehr zuverlässige, 4-lagige Kupfermetallisierung gestattet die Realisierung sehr kompakter, hochintegrierter Mikrowellendesigns.

Durch entwicklungsbegleitende Zuverlässigkeitsuntersuchungen konnte gezeigt werden, dass dieser Prozess die erhöhten Qualitätsanforderungen der Automobilindustrie erfüllen wird. Besonders kritisch sind diesbezüglich HF-Leistungsverstärker, da hier die SiGe-HBTs teilweise über ihrer Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung betrieben werden müssen, um die geforderten Mikrowellen-Leistungen an 50 Ohm erzeugen zu können. Durch extensive Zuverlässigkeits-Untersuchungen konnte der Nachweis ausreichender Langzeitstabilität der Transistoreigenschaften in diesem Betriebsmodus erbracht werden.

Im Arbeitspaket Schaltungsentwicklung konnte erstmals demonstriert werden, dass mit rein Silizium basierten MMICs ausreichende Performancedaten für automotive Long- und Short-Range-Radarsensoren im 76-81 GHz Band über den vollen Temperatur-Einsatzbereich realisiert werden können. Zwei Beispiele seien herausgegriffen:

Ein VCO mit integrierten Leistungsverstärkern, Teilern und integrierter Sensorik für Chip-Temperatur liefert bei einer Chipfläche von weniger als 2 mm² und 5.5 V Versorgungsspannung eine HF-Ausgangsleistung von 16 dBm! Das Phasen-Rauschen beträgt nur -95 dBc/Hz (bei 1 MHz Offset).

Eine aktive I/Q-Mischer-Schaltung mit integrierten Low-Noise-Amplifier erreicht eine Gesamt-Verstärkung von > 28 dB bei einer Rauschzahl von < 12 dB über den gesamten Frequenzbereich von 76-81 GHz. Diese und ähnliche Schaltungsblöcke wurden von unseren Projektpartnern erfolgreich in LRR- und SRR-Sensoren erprobt.

Die Forschungsarbeiten wurden wesentlich durch Design- und Modellierungsarbeiten unserer universitären Unterauftragnehmer (Universität Erlangen-Nürnberg und TU München) sowie durch ergänzende Charakterisierungs- und Zuverlässigkeits-Untersuchungen beim IHP unterstützt.

Die **Robert Bosch GmbH** beteiligte sich im Rahmen des Projektes KOKON an folgenden Arbeitspaketen:

- Spezifikation von Schlüsselkomponenten in SiGe für LRR-Sensoren.
- Charakterisierung und Evaluierung der SiGe-Komponenten.
- Entwicklung und Evaluierung einer Aufbau- und Verbindungstechnik für SiGe-Komponenten.
- Darstellung von Demonstratoren basierend auf den entwickelten Technologien.
- Integration von SiGe-Komponenten in LRR-Sensoren.

Basierend auf den Ergebnissen von KOKON lassen sich folgende Kernaussagen treffen:

- Mit SiGe lassen sich die Spezifikationen von Automobilradaren an elektronische Komponenten mit einer Betriebsfrequenz von 77 GHz erfüllen.
- Gegenüber auf dem Markt befindlichen GaAs-Komponenten weisen SiGe-MMICs signifikante Vorteile bezüglich Performance, Zuverlässigkeit, Prüftechnik und Kosten auf.
- SiGe eröffnet ganz neue Möglichkeiten der Hochintegration. Weiterentwicklungen basierend auf den Ergebnissen aus KOKON sollen zu konfigurierbaren SingleChip-Radaren mit integrierten Diagnosemöglichkeiten führen.

- Der Einsatz von SiGe ermöglicht Integrationstechnologien, welche den Anforderungen einer Automobilfertigung genügen können.
- Auf SiGe basierende Weitbereichsradare bestehen das Benchmarking mit auf dem Markt befindlichen Systemen.
- SiGe-MMICs werden als Schlüsselkomponenten in die kommende Generation des Weitbereichsradars der Robert Bosch GmbH eingesetzt.

Die Robert Bosch GmbH wurde bei der Entwicklung von SiGe-HBTs und bei der Systemsimulation effizient von der Universität Stuttgart (Prof.Kasper) und der Universität Erlangen-Nürnberg (Prof.Weigel) unterstützt.

Die **Continental Temic** arbeitete innerhalb des Gesamtvorhabens an einem Demonstrator eines zukünftigen Nahbereichsradarsensors (NBR) bei 79 GHz. In enger Kooperation mit den Partnern im Konsortium wurden dazu nach der Definition des System- und Demonstratorkonzepts die notwendigen SiGe-Komponenten spezifiziert. Benötigt werden insbesondere leistungsfähige Mischer und VCOs. Die Kernaufgabe lag in der Erarbeitung einer für die SiGe-Technologie geeigneten Aufbau- und Verbindungstechnik, die sowohl den elektrischen Anforderungen im vorliegenden Höchstfrequenzbereich als auch den sehr anspruchsvollen mechanischen Randbedingungen durch die Umwelt- und Zuverlässigkeitsanforderungen gerecht wurde. Eine besondere Herausforderung stellen die Bond-Übergänge zwischen Chip und Träger dar, die möglichst verlustfrei aufzubauen sind sowie die auf kleinstem Raum lokalisierte Wärmeproduktion, die über das Board abgeführt werden muss. Mit Hilfe der Arbeitsergebnisse wurde anschließend ein kompletter Radardemonstrator bestehend aus Antenne, SiGe-basiertem Höchstfrequenz-Frontend, sowie einem Elektronik-Modul zur Steuerung und Datenauswertung aufgebaut. Dabei konnte das Potential der 79 GHz-Sensorik aufgezeigt werden, die Baugröße heutiger 24GHz-Sensorik deutlich zu unterschreiten. Der Demonstrator wurde zunächst im Labor bezüglich seiner Leistungsparameter charakterisiert und anschließend auf Prüfständen in seiner Grundfunktionalität bewertet, um die Anwendbarkeit der SiGe-basierten Radarsensorik im Höchstfrequenzbereich 76-81 GHz erstmalig für automobiler Anwendungen nachzuweisen. Mithilfe eines bistatischen Aufbaus und zwei Empfangskanälen konnte gezeigt werden, dass das Konzept einer digitalen Strahlformung bei den gegebenen Frequenzen von 76 – 81 GHz für die anvisierten Anwendungen nutzbar ist. Der Demonstrator zeigte eine Reichweite von ca. 30m auf Fahrzeuge und eine Winkelgenauigkeit von etwa 3°.

Die Continental Temic wurde unterstützt vom Institut für Halbleitertechnik IHT der Universität Stuttgart bei der theoretischen Untersuchung der Chip-Board- und Board-Antenne-Schnittstellen, möglichen Anpassungsnetzwerken und Koppelstrukturen, sowie der Konzeption und Simulation der Antennen. Zum Einsatz im Demonstrator kamen seriell gespeiste Patchantennen.

Die Ergebnisse des KOKON-Projektes lassen sich wie folgt zusammenfassen:

- Weltrekord für Höchstfrequenzelektronik mit SiGe-Technologie von Infineon Technologies
- Weltweit erste Demonstration SiGe basierter HF-Frontends für automobiler Radarsensorik im 76-81 GHz-Band und Realisierung von MMICs
- Demonstration der weltweit ersten SiGe basierten automobilen Radarsensoren (77 GHz Weitbereichssensor durch Bosch, 79 GHz-Nahbereichssensor durch Continental Automotive).
- Standardisierung durch gemeinsame Spezifikation von SiGe-Komponenten.

Insgesamt ist das Projekt als sehr erfolgreich zu bewerten: die gesamte Kette vom Halbleiter- über den Modul- und System- bis zum Autohersteller war involviert, ein großer Schritt in Richtung kostengünstiges SiGe basiertes Radar wurde getan und der Ausbau der Marktführerschaft deutscher Firmen in der Automobilelektronik wurde wirksam unterstützt. Dies wird unterstrichen durch die auf den KOKON-Ergebnissen aufbauende, weltweit erstmalige, Markteinführung eines SiGe basierten ACC-Radarsensors durch Bosch (Vorstellung des ACC-Radarsensors LRR3 bei der SAE2008).



Abschliessend sei dem Bundesministerium für Bildung und Forschung für die Förderung des KOKON-Projekts und die stets wohlwollende Begleitung während der Laufzeit gedankt.

1 Jetzige Daimler AG -Teilvorhaben: Einleitung / Motivation

Verbesserte Sicherheit und erhöhter Komfort sind Hauptziele deutscher Automobilhersteller und ihrer Zulieferindustrie und ein wesentliches Differenzierungsmerkmal im internationalen Wettbewerb. Ziel ist es, in Zukunft die Unfallzahlen drastisch zu senken und der „Vision vom Unfallfreien Fahren“ – wie es von der jetzigen Daimler AG angestrebt wird – ein Stück näher zu kommen. Bei der zunehmenden Verkehrsdichte kommt Fahrerassistenzsystemen und aktiven Sicherheitssystemen, die helfen, gefährliche Situationen frühzeitig zu erkennen und dadurch Unfälle zu vermeiden oder zumindest die Unfallschwere zu verringern, eine immer größere Bedeutung zu.

Verkehrsunfälle sind keine unvermeidbare Nebenerscheinung des Straßenverkehrs und der Mobilität, sondern in den meisten Fällen Folge vermeidbaren menschlichen Fehlverhaltens. Bewertet man nur die materiellen Unfallfolgen, dann ergibt sich allein in Deutschland ein Schaden von jährlich rund 35 Mrd. Euro. Hinzu kommt nach einer Studie des ADAC durch Staus auf deutschen Autobahnen weiterer volkswirtschaftlicher Schaden in Höhe von täglich etwa einer Viertel Milliarde Euro und jeder dritte Stau ist wiederum unfallbedingt. Diese Fakten und Aussagen belegen die Notwendigkeit von Forschungsarbeiten für aktive Sicherheits- und Assistenzsysteme im Kraftfahrzeug.

Derartige Systeme erfordern Sensoren, die in der Lage sind, das Umfeld des Fahrzeuges zu überwachen. Dies ermöglicht eine „elektronische Hülle“ (KOKON) um das Fahrzeug, die tote Winkel überwacht, Hindernisse erkennt, Schutz- und Sicherheitssysteme auslöst, Fußgänger detektiert, schwächere Verkehrsteilnehmer schützt, im dichten Verkehr (Stop-and-go) automatisches Fahren oder Kolonnenfahrt ermöglicht und unterstützend beim Einparken hilft.

Mit Radarsensoren kann eine solche elektronische Schutzhülle geschaffen werden. Erste Fahrerassistenzsysteme zur automatischen Abstandsregelung und Hinderniswarnung auf Radarbasis („Intelligenter Tempomat“) sind bereits seit 1999 auf dem Markt. Diese Systeme müssen zukünftig für eine breite Erweiterung der Funktionalität durch Nahbereichsradarsensoren ergänzt werden.

Zur Erzielung einer hohen Entfernungsauflösung benötigen diese Nahbereichsradarsysteme eine entsprechend große Bandbreite ($>> 1$ GHz). Gemäß international üblicher Definitionen sind funkbasierte Systeme mit einer relativen Bandbreite $> 25\%$ bzw. einer absoluten Bandbreite > 1 GHz der Ultra-Breitbandtechnik (Ultra Wide Band (UWB)) zuzuordnen. Aufgrund des damaligen Stands der Technik, den vorgegebenen technologischen Möglichkeiten sowie aus Kostengründen und Gründen der Verfügbarkeit wurde diese Entwicklung bei 24 GHz durchgeführt. Parallel zur 24 GHz-Technologieentwicklung wurde eine europäische Frequenzteilung für den Breitbandbetrieb im Bereich 21,65-26,65 GHz ($\pm 2,5$ GHz um die Mitte des dortigen ISM-Bandes) angestrebt. Aufgrund zahlreicher Einsprüche durch Nutzer dieses Frequenzbereiches (u.a. Richtfunkdienste, Funkamateure, Nachrichten- und TV/Rundfunksatellitendienste, Radioastronomen, Erdkundungssatellitendienste) wurde, nach einer umfassenden mehrjährigen Studienphase, seitens der zuständigen Behörden/Gremien für Europa (EU, CEPT-ECC) eine „2-Phasen-Lösung“ vorgeschlagen. Demzufolge ist die Ausstattung von Fahrzeugen mit 24 GHz-UWB-Nahbereichsradarsensoren bis Juni 2013 befristet. Eingerüstete Sensoren dürfen danach aber bis zum Ende der Nutzbarkeit betrieben werden. Weiterhin ist der nationale Ausstattungsgrad von Fahrzeugen mit 24 GHz-UWB- Nahbereichsradarsensoren auf 7% beschränkt. Ab 1. Juli 2013 müssen neu auf den Markt kommende UWB-Nahbereichsradarsensoren im Frequenzbereich um 79 GHz (77-81 GHz) arbeiten. Dieser Frequenzbereich ist zeitlich unbefristet und ohne Limitierung des Ausstattungsgrades zuzuteilen. Weiterhin ist für 2009/10 ein Review auf europäischer Ebene hinsichtlich Einhaltung des genehmigten Ausstattungsgrades sowie der Ernsthaftigkeit des Bestrebens, in 2013 79 GHz-UWB-Autoradar-Produkte zu realisieren, vorgesehen. Nach der in 2004/05

erfolgten Umsetzung der „2-Phasen-Lösung“ in europäische und nationale Frequenzuteilungen ist Mercedes-Benz seit 2005 als weltweit erstes Haus mit 24 GHz-UWB-Nahbereichsradaren am Markt (S-Klasse, DISTRONIC PLUS/Bremsassistent PLUS).

Die Einschränkungen der „2-Phasen-Lösung“ und die für automobiler Entwicklungszyklen verbleibende kurze Zeitspanne erfordern eine rasche Entwicklung und Bereitstellung einer 79 GHz-UWB-Technologieplattform für die nächste Nahbereichsradar-Generation. Neben der Lösung der technologischen Herausforderung einer dreifach höheren Frequenz ist insbesondere auch die Forderung nach einer kostengünstigen Technologie zu erfüllen.

Die Voraussetzungen für die Realisierung einer kostengünstigen 79 GHz-UWB-Technologie wurden im Verbundvorhaben „Kfz-Höchstfrequenz-Elektronik KOKON“ durch Bündelung der nationalen Kräfte und mit Förderung des BMBF in grundlegender, breiter und anwendungsspezifischer Weise geschaffen. Ein besonderes Augenmerk wurde auch auf den Spin-Off der 79 GHz-Technologie für den Einsatz in Weitbereichsradaren (ACC) gelegt. Durch diese Schaffung einer Technologieplattform sowohl für automobiler Nah- als auch für Weitbereichsradarsensoren sollen die Kosten weiter gesenkt und derartige Sensoren einem möglichst breiten Nutzerkreis zugänglich gemacht werden.

Innerhalb des Verbundvorhabens untersuchte die jetzige Daimler AG - entsprechend dem Arbeits- und Zeitplan - die Anforderungen der Radarsensoren im automobiler Umfeld, prüfte die Randbedingungen beim Einbau der Sensoren in die Fahrzeuge, erstellte hieraus abgeleitete anwendungsbezogene Systemspezifikationen und Systemkonzepte, kümmerte sich um adäquate Komponentenspezifikationen, wirkte bei der Frequenzregulierung und Erstellung von Standards mit und erprobte/bewertete die von den Partner realisierten Sensoren im Praxiseinsatz (Bilder 1-2). Die durchgeführten Arbeiten sind Gegenstand des vorliegenden Abschlußberichtes, dessen Gliederung im wesentlichen der des Daimler-Teilvorhabens folgt.

Development of 79 GHz SiGe SRR/LRR BMBF joint project KOKON

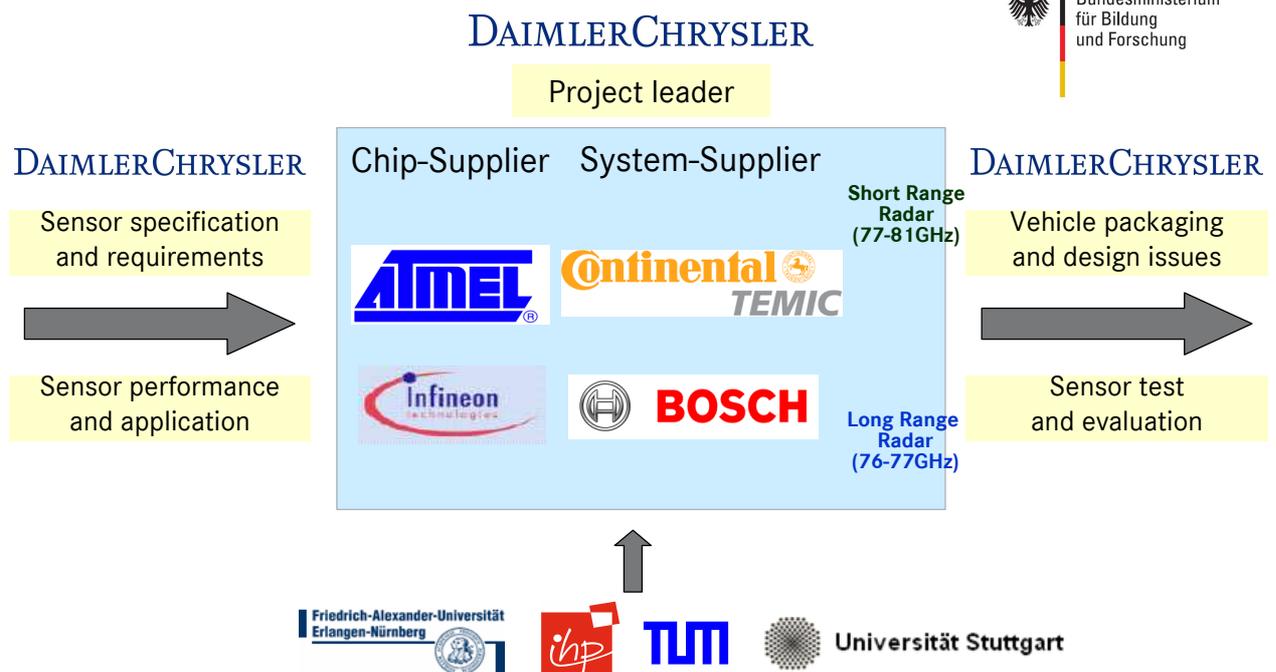
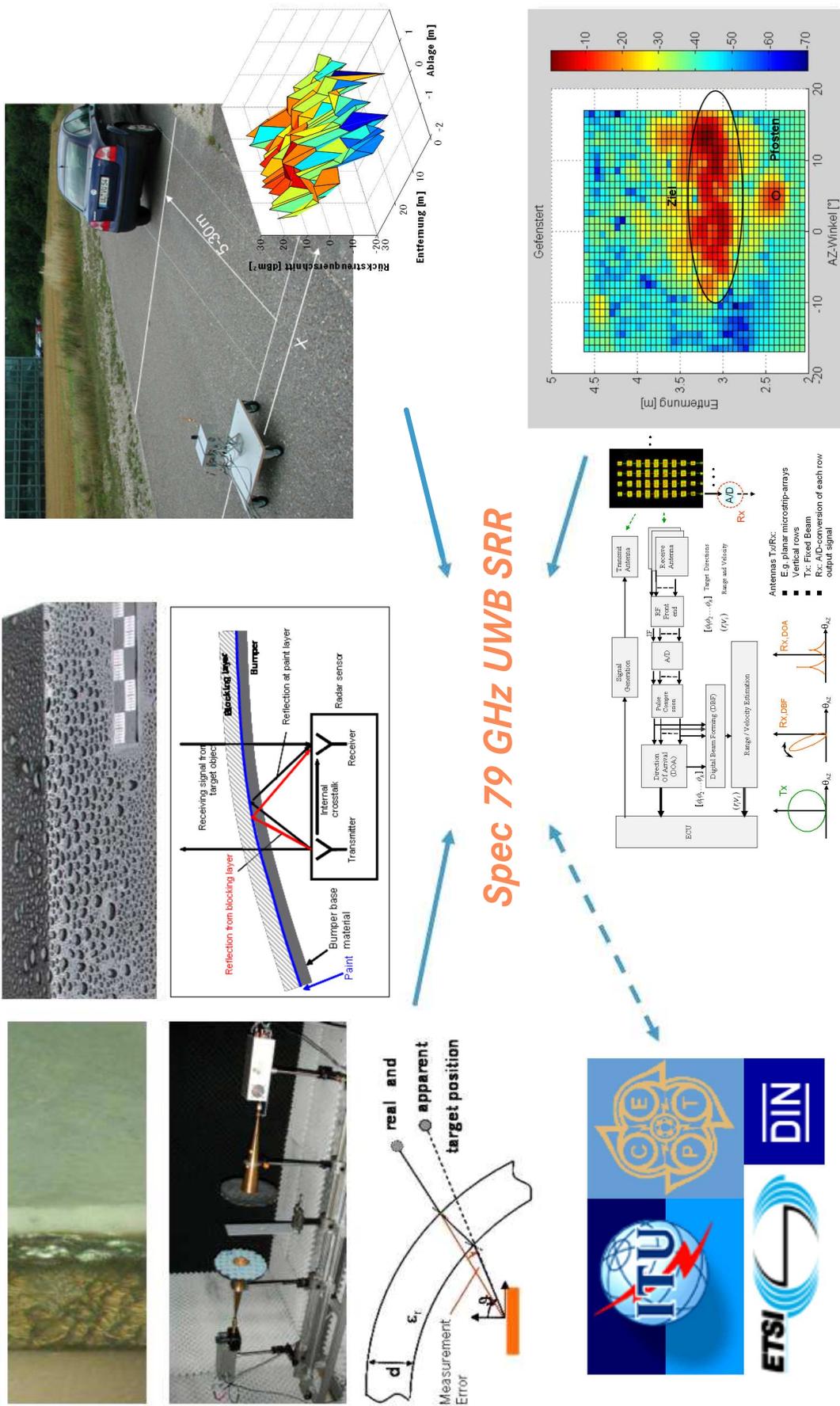


Bild 1: Rolle der jetzigen Daimler AG im Kontext des KOKON-Projektes.



Spec 79 GHz UWB SRR

Bild 2: Übersicht fachliche Aktivitäten (oben links: Sensor-Einbaurandbedingungen und Material-Charakterisierung; oben rechts: Einfluß Umgebungsrandbedingungen; unten links: Regulierungs- und Standardisierungsaktivitäten; unten rechts: Test/Bewertung und neue Konzepte)

2 Anforderungen im automobilen Umfeld

Aus der Erfahrung mit heutigen Sensorsystemen sind Verkehrs- bzw. Umgebungssituationen bekannt, die besonders hohe Ansprüche an deren Erkennungsleistung stellen. Dies umfasst Einflüsse von Niederschlag, Fahrbahnreflexionen, Mehrwegeausbreitung etc. und bewirkt Ungenauigkeiten bei der Lokalisierung von Objekten und Interpretation der Verkehrssituation.

Für kritische Szenarien im Nah- und Weitbereich werden mit bereits vorhandenen Testsystemen bei 76-81 GHz Versuchsmessungen in realem Umfeld durchgeführt und statistisch ausgewertet. Diese Systeme besitzen in weiten Grenzen variable Messparameter (Erfassungsbereich und Auflösung in Entfernung, Winkel und Geschwindigkeit, Bandbreite, Empfindlichkeit etc.) und erlauben somit eine gezielte Beantwortung der Frage, welche Sensoreigenschaften zur Lösung einer bestimmten Erkennungsaufgabe erforderlich sind. Umgekehrt lässt sich auf der Grundlage dieser Untersuchungen eine Parameteroptimierung im Hinblick auf minimalen technischen Aufwand durchführen.

Für konkrete Sicherheitsfunktionen und Komfortanwendungen im Fahrzeug werden – untermauert durch die Ergebnisse der einleitenden Messungen – Anforderungen an Nah- und Weitbereichssensoren definiert. Diese Anforderungen sind grundsätzlicher Natur, indem sie sich an den physikalischen Randbedingungen orientieren, und nicht an bestimmte Radar-Konzepte gebunden. Sie werden aber durchaus Einfluss auf favorisierte Konzepte und deren Umsetzung haben.

Für Weitbereichssensoren sind wesentliche Parameter der horizontale Erfassungsbereich, die Fähigkeit zur automatischen Kalibration oder Fehlfunktionserkennung, Abtaststrategien (Strahlumschaltung) und auch Adaption von Betriebsparametern, beispielsweise in Abhängigkeit der Fahrzeuggeschwindigkeit.

Bei den Nahbereichssensoren sind zentrale Eigenschaften der Entfernungsbereich, horizontale Winkelauflösung und deren optimales Zusammenspiel mit der Entfernungsauflösung, sowie eine mögliche Forderung nach vertikaler Positionsbestimmung von Objekten, um die oben angesprochenen fälschlichen Zieldetektionen zu unterdrücken.

Sensoreigenschaften hinsichtlich Störfestigkeit und optimaler Ausnutzung der in den Frequenzstandards zugestandenen spektralen Ressourcen sind sowohl im Nah- wie im Weitbereich wichtig.

Wie schon im vorherigen Kapitel dargelegt, fließen die ermittelten Parameter in zusammenfassende Spezifikationen ein, als Grundlage zur Diskussion mit den Zulieferern.

2.1 Applikationsszenarien

Die Verfügbarkeit von kostengünstigen Nahbereichsradar- (Short Range Radar (SRR)) Sensoren ermöglicht in Kombination mit Weitbereichsradar- (Long Range Radar (LRR))-Sensoren eine Fülle neuer Anwendungsfunktionen für Komfort und aktive und passive Sicherheit. Diese sollen im Folgenden diskutiert werden. Dabei werden die angestrebten Basisfunktionen und die dadurch resultierenden Anforderungen an die Sensoren erörtert.

2.1.1 Full-Speed Range Radar

Die heutigen Weitbereichsradarsensoren (Adaptive Cruise Control (ACC)) als intelligente Abstandsregler (Tempomat-Radar) schalten ihre Funktionsweise bei Geschwindigkeiten unter 30 km/h ab. Damit sind sie in nervenaufreibenden und häufig vorkommenden Stop-and-Go-Situationen nicht einsetzbar. Ziel der nächsten ACC-Generation ist die Erweiterung der automatischen Abstandsregelung auf den Geschwindigkeitsbereich unter 30 km/h, die

Folgefahrt bei allen Geschwindigkeiten von 0 bis 200km/h, das Bremsen bis in den Stand hinter einem anhaltenden Fahrzeug und das automatische Anfahren nach Fahrerfreigabe. Erst diese Zusatzfunktionen erlauben ein komfortables und entspanntes Fahren in Stop- und Go- Situationen. Die uneingeschränkte Stop- und Go-Funktion – inklusive vollautomatischem Wiederaanfahren – wird jedoch erst möglich sein, wenn die Umfeldsensorik die möglichen komplexen Verkehrsgeschehnisse mit höchster Sicherheit richtig interpretieren kann.

Ein technischer Lösungsansatz für Full –Speed Range Radarsysteme ist die Kombination eines LRR- Sensors mit SRR-Sensoren gemäß Bild 3. Die Signale des LRR-Sensors und des SRR-Sensors werden für die Sensor-Fusion in einer gemeinsamen elektronischen Steuereinheit (Electronic Control Unit (ECU)) verarbeitet und ausgewertet. Die SRR-Sensoren müssen alle Hindernisse im Nahbereich (0-30 m) detektieren und ihre Entfernung und Relativgeschwindigkeit vorhersagen.

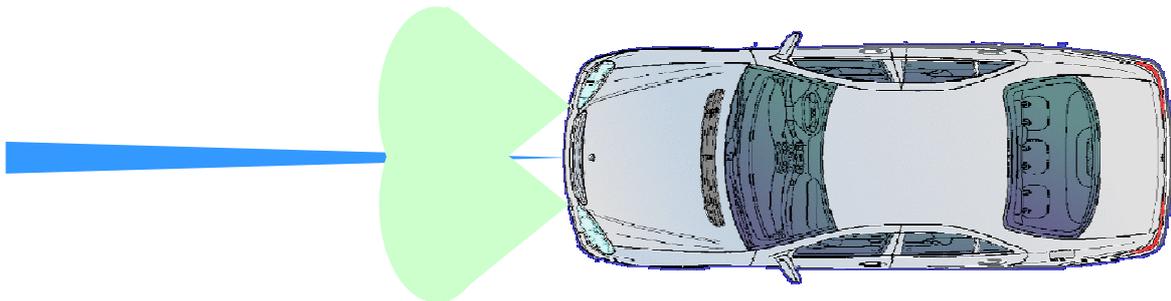


Bild 3: Full-Speed -Range Adaptive Cruise Control mit einem LRR-Sensor und zwei SRR Sensoren.

2.1.2 Bremsunterstützung und Sicherheitsbremsung

Mit einer Radarsensorkombination gemäß Bild 4 können folgende zusätzliche aktiven Sicherheitsfunktionen realisiert werden. Ein vorausschauender Bremsassistent, der den Fahrer bei Fehleinschätzungen der Situation – abhängig von der Relativgeschwindigkeit zum Vorausfahrenden – beim Bremsen unterstützt (Reduced Stopping Distance). Die Auslösung der optimierten Bremsung erfolgt aber nur, wenn der Fahrer entschlossen bremst.

Eine Erweiterung dieses Systems wäre ein autonom bremsendes System zur Minderung von Unfallfolgen. In diesem Fall erkennt der Sensor die unfallkritische Gefahr und führt eine autonome Bremsung durch, die vom Fahrer jedoch jederzeit abgebrochen werden kann.

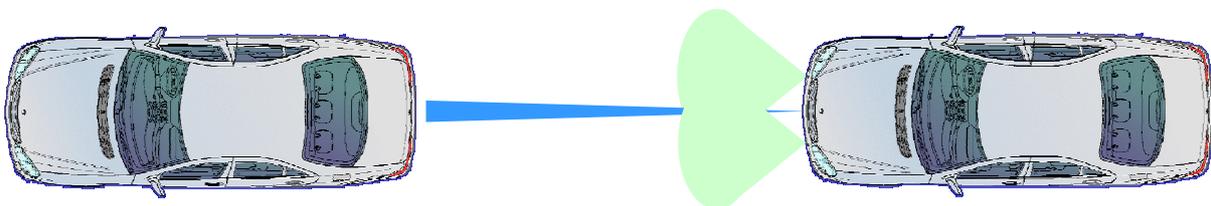


Bild 4: Radarsensorkombination zur Bremsunterstützung oder Sicherheitsbremsung.

2.1.3 Parkassistentenz

Bei Ausrüstung des Fahrzeugs im vorderen und hinteren Bereich mit Nahbereichradarsensoren erhält man eine elektronische Stoßstange die für Einhaltung eines sicheren Abstandes vor und hinter dem Fahrzeug sorgt. Ferner ermöglicht sie eine verbesserte Rückraumüberwachung bei Rückwärtsfahrten.

Die Sensorkombination von Bild 5 kann als Einparkhilfe verwendet werden. Die Anzahl der benötigten Sensoren hängt von den speziellen Eigenschaften der Sensoren, der Antennen, und der Sensoranordnung ab. In der einfachsten Parkassistentenfunktion wird der Abstand zum Hindernis über ein Display angezeigt. Darüber hinaus wird das Fahrzeug automatisch abgebremst, wenn es gegen ein Hindernis zu rollen droht. Wie bei der Anpassung der Geschwindigkeit an den Verkehrsfluss greift der Parkassistent hierzu in das Motormanagement und die Bremsregelung ein. Bei Rückwärtsfahrt erfolgt eine Abstandswarnung.

Weiterführende Systeme – mit eventuell zusätzlichen Sensoren den Seitenflächen des Fahrzeugs – können auf der Basis von Nahbereichssensoren zu intelligenten Einparkhilfen erweitert werden. Während der Vorbeifahrt vermisst der intelligente Parkassistent die Länge von Parklücken und zeigt deren Eignung an. Im Idealfall lenkt das Fahrzeug bei langsamer Fahrt automatisch in die ausgewählte Parklücke ein, wobei voraussichtlich das Betätigen des Gas- und Bremspedals nach wie vor in der Verantwortung des Fahrers liegt.

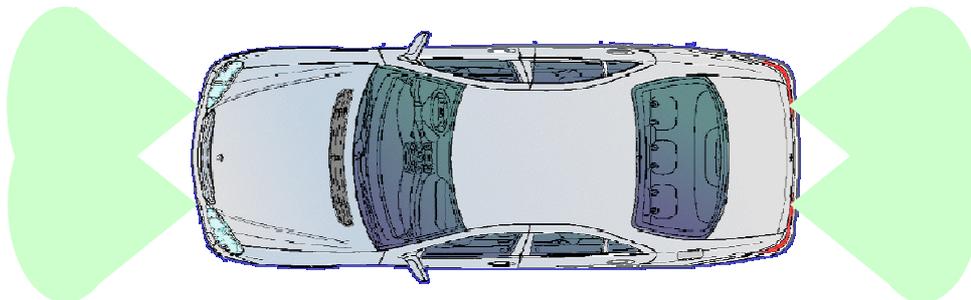


Bild 5: Nahbereichsradarsensorik als Einparkhilfe.

2.1.4 Totwinkelüberwachung/Spurwechselassistent

Mit zusätzlichen Seiten-Sensoren oder einer Rundumsensorik nach Bild 6 lassen sich Totwinkel überwachen. Das System informiert den Fahrer, dass sich ein Hindernis im Bereich des toten Winkels befindet. Diese Totwinkelüberwachung lässt sich zur lateralen Kollisionsvermeidung ausbauen mit dem Ziel, seitliche Zusammenstöße mit anderen Verkehrsteilnehmern beim Spurwechsel und an Auffahrten oder bei stehenden Hindernissen wie Leitplanken oder Baustellen durch aktiven Lenk- oder Bremsengriff zu verhindern.

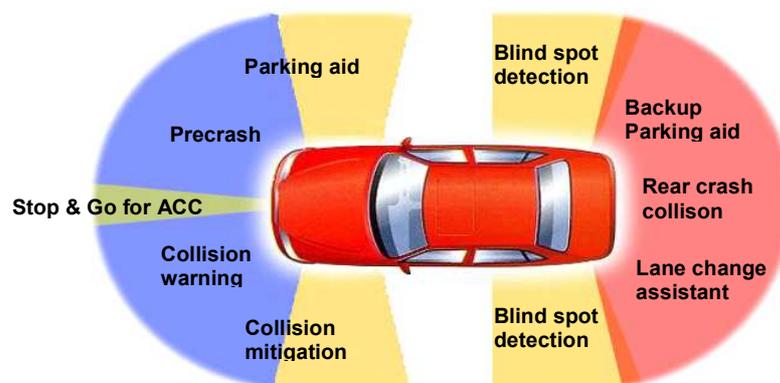


Bild 6: Fahrzeug mit Rundumsensorik für verschiedene Applikationen.

Diese Systeme lassen sich auch als Spurwechselassistenten einsetzen. Diese Fahrerassistenzfunktion unterstützt den Fahrer bei beabsichtigtem Spurwechsel und gibt im Gefahrenfall eine Warnung oder greift zudem in die Fahrdynamik ein.

2.1.5 Vorausschauende Sicherheitssysteme (Pre-Crash)

Die Kombination aller Sensoren erlaubt mit entsprechender Softwareaufbereitung den Aufbau einer vorausschauenden virtuellen Sicherheitszone um das Fahrzeug. Im Fall einer kritischen Annäherung von Objekten können je nach Gefahrenklasse abgestufte Sicherheitsmaßnahmen eingeleitet werden. Diese können sich von einer frühzeitigen Vorbereitung der Bremsanlage über eine Fahrer-Warnung bis zur unmittelbaren vollautomatischen Auslösung einer Vollbremsung zur Minderung von Unfallfolgen steigern.

Für all diese möglichen Anwendungen werden üblicherweise die in Tabelle 1 zusammengefaßte Anforderungen an Nahbereichssensoren angegeben. Diese Daten stützen sich hauptsächlich auf Erfahrungen mit UWB 24 GHz-Nahbereichsradarsensoren. Sie bilden die Grundlage für die im Rahmen des Vorhabens durchgeführten Spezifikationsarbeiten zu UWB 79 GHz-Nahbereichsradarsensoren.

| | Parking Aid (Einparkhilfe) | Blind Spot (Totwinkel) | Stop & Go | Pre-Crash/ Collision Warning |
|--|-------------------------------|---------------------------|---------------|---------------------------------|
| Max. Detektionsbereich (m) | 2-5 | 4-8 | 20 | 7-10 |
| Erforderliche Auflösung (m) | 0,05-0,2 | 0,1-0,2 | 0,2-0,5 | 0,1-0,2 |
| Max. zu ermittelnde rel. Geschwindigkeit (m/s bzw. km/h) | 3-5 10-18 | 15-25 50-90 | 8-12 25-40 | 40-60 140-210 |
| Erfassungszeit (ms) | 500 | 500 | 300 | 50 |
| Aktualisierungsrate (ms) | 50 | 50 | 40 | 20 |
| Minimales zu erfassendes Objekt | Parkpfosten (PVC) | Fahrrad | Fahrrad | Metallpfosten |

Tabelle 1: Zusammenfassung typischer Nahbereichsradarsensor-Eigenschaften für unterschiedliche Anwendungen.

2.2 Untersuchung neuer Weitbereichsradar-Betriebsmodi

Weitbereichsradar, insbesondere hochauflösend, bietet zusätzlich zum üblichen ACC-Betrieb die Möglichkeit zur Realisierung weitergehender Betriebsmodi. Die hier gewonnenen Daten können alleine oder auch komplementär zu anderen Sensoren (z.B. bei Fusionsansätzen im Rahmen komplexerer Umfelderkennungs-Systeme) verwendet werden. Im KOKON-Vorhaben wurden die Möglichkeiten zur Fahrbahnverlaufserkennung und zur Detektion verdeckter vorausfahrender Fahrzeugen betrachtet und evaluiert. Weiterhin wurde die Ausbreitungsdämpfung bei 76,5 GHz durch Nebel und Regen als einschränkende Betriebsrandbedingung untersucht. Der Schwerpunkt lag auf der messtechnischen Validierung, hierzu wurde ein vorhandenes mobiles und sehr flexibel einsetzbares Instrumentations- und Meßradar eingesetzt.

2.2.1 Instrumentations- und Meßradar

Um die Anforderungen im automobilen Umfeld zu evaluieren, wurde eine spezielle Fahrzeugmesstechnik realisiert und auf die besonderen projektspezifischen Belange hin ausgerichtet.

Basis der Messtechnik bildet ein bereits vorhandenes mobiles Instrumentationsradar, welches bereits in verschiedenen Veröffentlichungen [1, 2] detailliert beschrieben wurde. Die wesentlichen Eckdaten dieses mobilen Instrumentationsradars sind in Tabelle 2 zusammengefasst. Es handelt sich dabei um die prototypische Realisierung eines hochauflösenden Radarsystems, welches die echtzeitgerechte Erfassung von Radarbildern

und deren Vorverarbeitung zur on-line-Darstellung erlaubt. Es weist etwa 20 dB mehr Empfindlichkeit auf als heutige Tempomat-Radarsensoren; die Auflösung in Entfernung ist um den Faktor fünf, die Winkelauflösung und der Sichtbereich um den Faktor drei größer; die erzielbare Bildfolgefrequenz beträgt mehr als 5 Hz. Zur Entfernungs- und Geschwindigkeitsbestimmung kommt das Puls-Doppler-Prinzip zum Einsatz, die Antenne überstreicht den Azimuth-Erfassungsbereich mit einem kontinuierlich geschwenkten Fächerstrahl. Die Antenne arbeitet nach einem elektromechanischen Prinzip. Näheres zum Instrumentationsradar zeigt Bild 7a.

| | |
|------------------------------|------------------|
| Mittelfrequenz | 76,5 GHz |
| Sichtbereich in Azimut | ± 11 deg |
| Halbwertsbreite in Azimut | 1,5 deg |
| Halbwertsbreite in Elevation | 4,5 deg |
| Entfernungsauflösung | 1 m |
| Geschwindigkeitsauflösung | 1 km/h |
| Systemempfindlichkeit | -20 dBsm @ 150 m |

Tabelle 2: Erfassungsparameter des mobilen Versuchsradars.

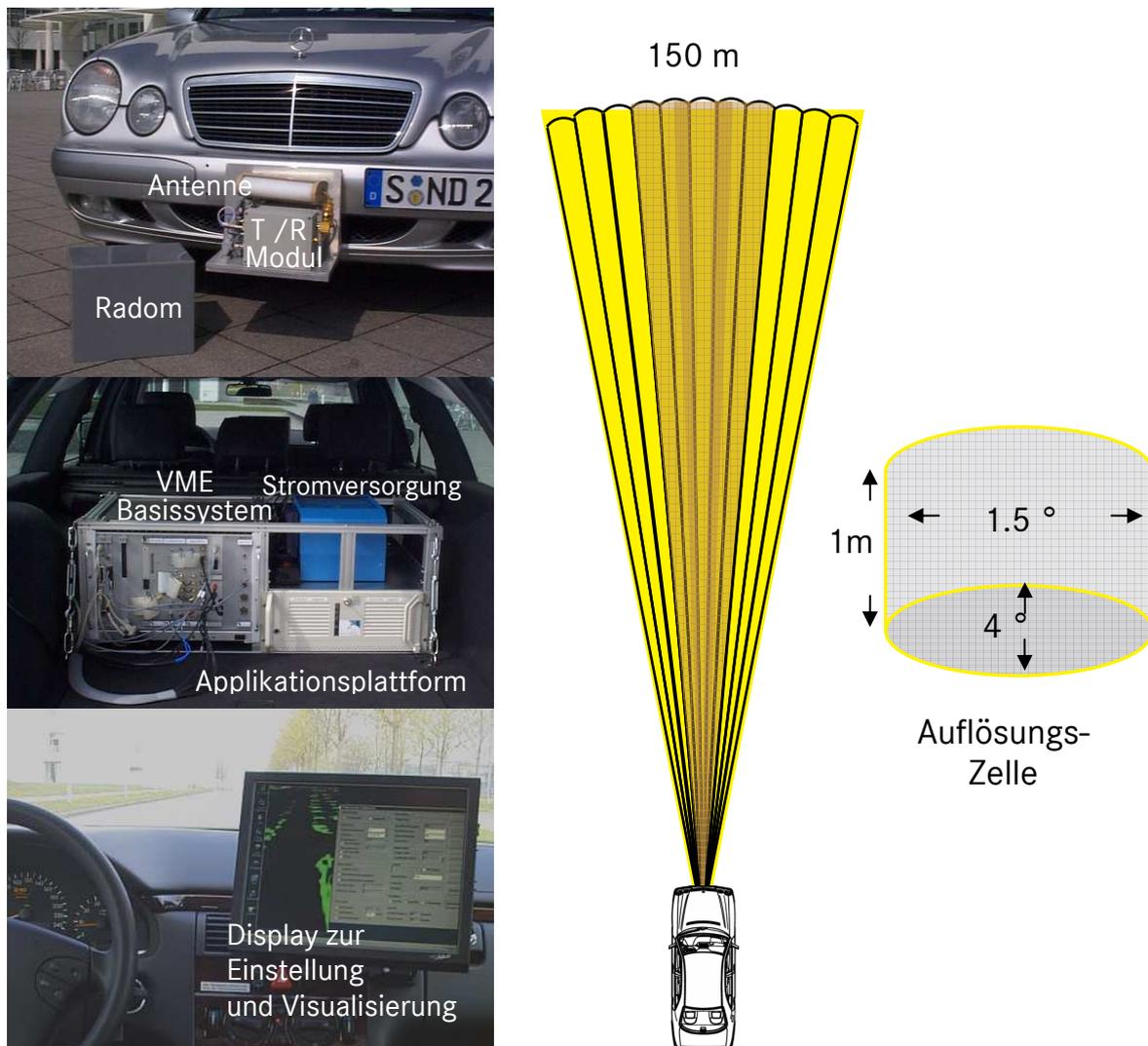


Bild 7a: 76,5 GHz Instrumentations- und Meßradar.

Im Rahmen des Projekts KOKON wurden eine Reihe messtechnischer Untersuchungen durchgeführt, die klären sollen, welche Eigenschaften Nah- und Weitbereichs-Radarsensoren aufweisen müssen, um für bestimmte Applikationen (automobile Assistenz- und Sicherheitsfunktionen) eingesetzt werden zu können. Die Fahrzeugmesstechnik muss für diese Aufgaben umfangreiche echtzeitgerechte und synchronisierbare Dokumentationsmöglichkeiten aufweisen und die an Bord verfügbaren Soll- und Ist-Größen der Fahrdynamik (Lenkwinkel, Gierrate) und Navigationsdaten (Position, digitale Karteninformation) einbinden. Die hierfür notwendigen Hard- und Software-Erweiterungen des bestehenden Messsystems wurden für die Bedürfnisse in KOKON angepaßt. Es handelt sich dabei um auf PC-Basis unter Windows-Betriebssystemen realisierte Individuallösungen mit spezifischen externen Komponenten zur Fahrzeugschnittstelle.

Video-, CAN- und digitale Kartendaten werden ergänzend zu den Radardaten generiert und verarbeitet. So kann beispielsweise anhand von Videobildern die Plausibilität von Reflektionsclustern des Radarsensors überprüft werden. Die Relativgeschwindigkeit der Cluster zum eigenen Fahrzeug errechnet sich aus der eigenen Raddrehzahl, die auf dem Fahrzeugdatenbus CAN zur Verfügung steht. Der aus den Radardaten errechnete Spurverlauf wird mit dem vorausgehenden Spurverlauf einer digitalen Karte abgeglichen, womit Reflektionscluster einer Spur zugeordnet werden können.

Diese zusätzlichen Messdaten müssen generiert und mit den Radardaten synchronisiert werden. Aus Gründen der Mobilität und Flexibilität wurde ein konventioneller Laptop unter Windows-Betriebssystem als Messtechnikrechner verwendet. Zur Gewinnung der CAN-Daten wird eine PCMCIA-CAN-Karte im Laptop mit dem Versuchsträgerdatenbus verbunden. Die Videodaten werden mit einer USB-WebCam über einen USB-Port in den Rechner gelesen. Eine Navigationsbox generiert unter Einbindung einer GPS-Antenne, einem Gierraten-Sensor sowie dem analogen Fahrzeuggeschwindigkeitsticker präzise Positionsdaten, die über die serielle Schnittstelle in den Laptop eingespeist werden. Der Radarrechner liefert seine Daten über eine Ethernet-LAN-Verbindung an den Messtechnikrechner. Bild 7b veranschaulicht die Architektur des Messtechniksystems.

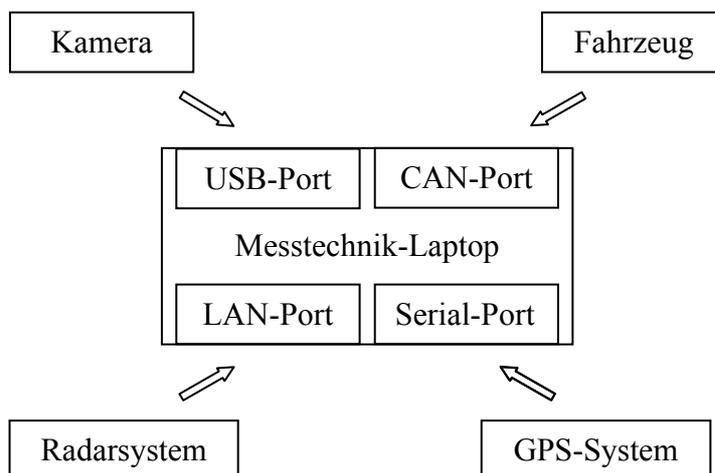


Bild 7b: Blockschaltbild der Messtechnik-Erweiterung des Versuchsradars.

Die Synchronisation der Messdaten regelt ein so genannter *Shared-Memory*-Mechanismus, welcher die Reservierung von Speicherblöcken im Arbeitsspeicher des Messtechnikrechners zum Datenaustausch vornimmt. Die Größe eines Speicherblocks hängt von der Größe des Datensatzes ab. Ein Datensatz ist beispielsweise ein Videobild, Intensitäts- und Dopplerdaten einer Radarmessung, Stützpunkte eines Spurverlaufs der digitalen Karte oder Datenbits einer CAN-Botschaft. Für jeden Datensatz werden zwei Speicherblöcke im Arbeitsspeicher reserviert. Somit können gleichzeitig in einen Block ein neuer Datensatz

geschrieben und aus einem anderen Block der Datensatz aus dem letzten Zyklus gelesen werden.

Das Lesen und Schreiben von Datensätzen regeln so genannte Server-Threads. Es existiert für jeden Datensatz ein eigener Server-Thread. Dieser verwaltet den Zugriff auf die Speicherblöcke des entsprechenden Datensatzes. Eine Klientenroutine eines Programms bekommt vom entsprechenden Thread bei einer Schreibanfrage den Block zugewiesen, der den älteren der beiden Datensätze enthält. Eine Leseanfrage wird mit der Zuweisung auf den neueren der beiden Datensätze beantwortet. Der Server-Thread weist eine Leseanfrage ab, wenn gerade ein Lesevorgang stattfindet. Ebenso wird ein Schreibvorgang abgewiesen, wenn ein solcher gerade stattfindet. Das parallele Lesen und Schreiben ist jedoch möglich. Ein Server-Thread fügt dem geschriebenen Datensatz nach dem Schreibvorgang einen Zeitstempel hinzu und informiert zudem alle Prozesse und Programme im Rechnersystem über den neuen Datensatz. Das eigentliche Schreiben und Lesen von Daten macht das Klientenprogramm selbst. Die Server-Threads belasten somit die Rechnerkapazität minimal. Bild 8 veranschaulicht die Aufteilung von *Shared Memory*, *Server-Threads*, Klientenroutinen und diese ansprechende Programme.

Alle Programme, die auf das *Shared Memory* zugreifen möchten, benötigen eine Klientenroutine. Diese Routine erfragt Lese- und Schreibinformationen beim *Server-Thread* oder wartet auf das Eintreffen neuer Datensätze. Soll ein Datensatz geschrieben werden, fragt die Klientenroutine den *Server Thread* des entsprechenden Datensatz nach dem passenden Schreibblock. Wird dieser Datensatz nicht gerade von einem anderen Klienten geschrieben, schreibt der Klient den Datensatz in den entsprechenden Speicherblock. Letztlich informiert der Klient den Server über das Ende des Schreibvorgangs, damit dieser den Block für neue Lesevorgänge freigeben kann. Beim Lesevorgang erfragt die Klientenroutine beim *Server-Thread* den Speicherblock mit dem neusten Datensatz. Kopiert zur Anfrage bereits eine andere Klientenroutine den Datensatz, erfolgt eine Rückweisung. Ansonsten kann der Datensatz gelesen werden. Der Klient meldet abschließend das Ende des Kopiervorgangs um den Block für weitere Anfragen freizugeben. Da ein *Server-Thread* nach jedem Schreibvorgang alle Programme und Prozesse über den Schreibvorgang informiert, kann eine Klientenroutine in einem speziellen, Ressourcen schonenden Wartemodus verweilen bis neue Daten eines bestimmten oder irgendeines Datensatzes eintreffen. Der schreibgetriggerte Klient wartet somit auf die neusten Daten eines Datensatzes und holt diese Daten nach deren Eintreffen vom Speicherblock ab. Natürlich kann das Triggersignal auch für eine andere Klientenaktion genutzt werden. Eine permanente Anfrage an den Server, das so genannte Polling, wird dadurch vermieden.

Der Triggerprozess zwischen *Thread* und Klientenroutine ermöglicht letztlich auch die synchrone Verarbeitung der Daten. Ein Datenverarbeitungsprogramm mit einer Klientenroutine wartet auf das Eintreffen eines neuen Datensatzes. Informiert der entsprechende *Server-Thread* den Klienten über den neuen Datensatz, fordert der Klient alle notwendigen Datensätze des *Shared Memorys* mit den entsprechenden Leseanfragen an. Durch die Zeitstempel können die Daten in zeitliche Beziehung gebracht werden. Dieses Datenverarbeitungsprogramm kann sowohl eine Fahrzeugapplikation als auch die Speicher- und Simulationsroutine der Messtechnik sein. Die Speicher- und Simulationsroutine lässt sich im Speichermodus über das Eintreffen jedes neuen Datensatzes informieren, holt diesen vom entsprechenden Arbeitsspeicherblock ab und speichert ihn zum Beispiel auf die Festplatte des Messtechnik-Laptops. Im Simulationsmodus extrahiert die Routine die Datensätze von der Festplatte und schreibt sie in Echtzeit oder im Einzelschritt in den entsprechenden Arbeitsspeicherblock. Für die Echtzeitsimulation muss der Datensatz mit seinem Zeitstempel gespeichert werden.

Schnittstellen und Datenverarbeitungsprogramme

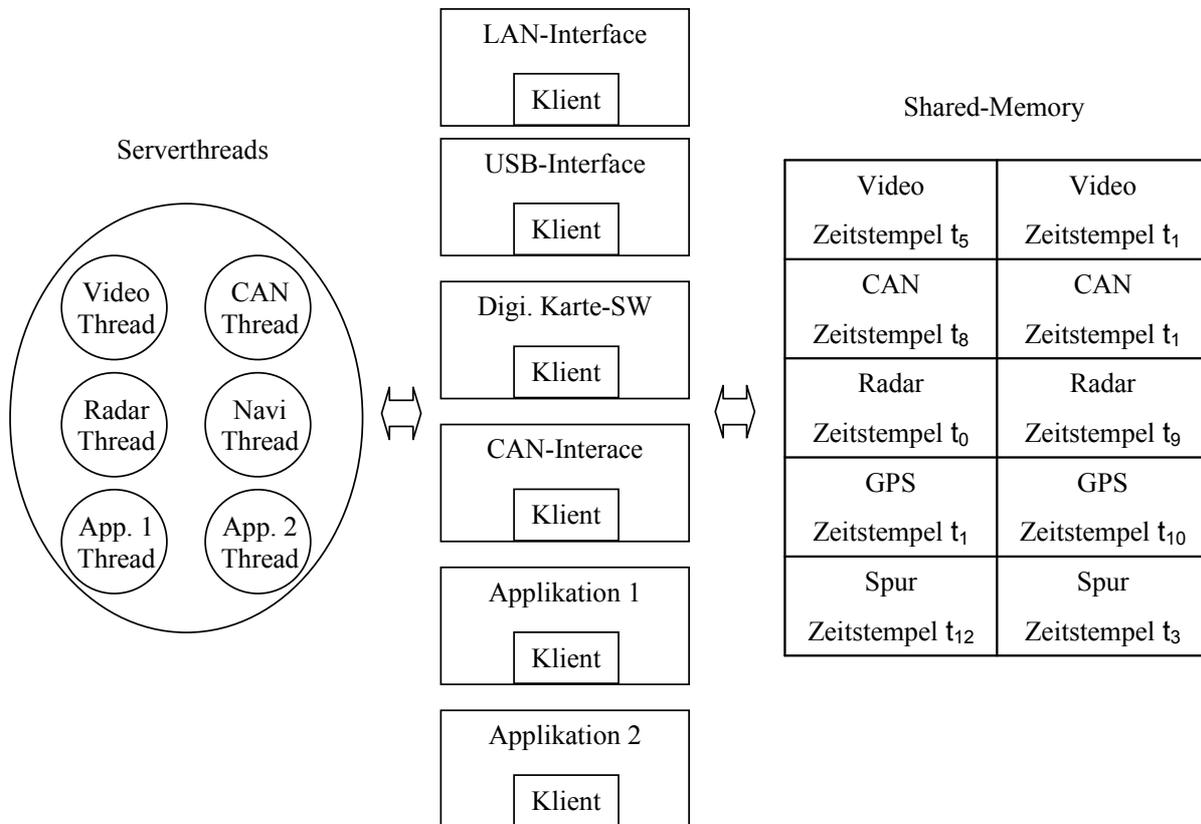


Bild 8: Interaktion der Software-Komponenten in der Messtechnik-Erweiterung.

2.2.2 Fahrbahnverlaufserkennung

Als wichtige Leistungsmerkmale künftiger Weitbereichs-Radarsensoren für Kraftfahrzeuge wird die Fähigkeit zur zuverlässigen Erkennung des Spurverlaufs angesehen. Hierfür kann in sehr vorteilhafter Weise ausgenutzt werden, dass Echos von stationären Objekten am Fahrbahnrand (Leitplanken, Pfosten, Böschungen, Vegetation) eine Prädiktion des Fahrbahn- und somit auch des Spurverlaufs gestatten.

Hierzu wurden mit dem im vorherigen Abschnitt beschriebenen Versuchsradar gezielt Messdaten hinsichtlich der Aufgabe 'Erkennung des Fahrbahnverlaufs' aufgezeichnet. Der Sensor hatte dazu folgende auf die Anwendung abgestimmte Parametereinstellungen:

- Frequenz 76,5 GHz
- Entfernungsauflösung 1 m
- Entfernungsbereich 8-120 m
- Sensoröffnungswinkel (Azimuth) +/- 11 °
- Winkelauflösung (Azimuth) 1,4 °
- Geschwindigkeitsauflösung 2 km/h
- Eindeutigkeitsbereich +/- 256 km/h.

Es wurden Testfahrten bei unterschiedlichen Witterungsbedingungen (trockene Fahrbahn Regen, Schnee) zur Feststellung qualitativer Unterschiede und Leistungsfähigkeit in der

Darstellung des Fahrbahnrandes durchgeführt. Dabei wurden zusätzlich zu den Radardaten monokulare Videodaten und Straßenkartendaten (NavTec) zur Bewertung des erkannten Fahrbahnverlaufes dokumentiert ('ground truth').

Für eine Spezifikation der Sensoreigenschaften, welche zuverlässige Erfüllung der gewünschten applikationsspezifischen Leistungsmerkmale gewährleisten, ist in die vorbereitenden Machbarkeitsuntersuchungen auch die Entwicklung und Evaluation entsprechender Auswerteverfahren einzubeziehen.

Im Folgenden ist die Datenverarbeitungskette zur Prädiktion des Fahrbahnverlaufes beschrieben und in Bild 9 visualisiert. Bild 9a zeigt eine Verkehrsszene mit vorausfahrendem und von diesem verdeckten entgegenkommenden Fahrzeug. Ausgangspunkt des beschriebenen Verfahrens bilden Radar-Intensitätswerte (Bild 9b) stationärer Objekte in der Szene. Diese werden durch eine Trennung von bewegten Objekten anhand der Dopplerinformation gewonnen (Bild 9c). Basierend auf dem Histogramm (Bild 9d) wird aus den Dopplerwerten die eigene Geschwindigkeit ermittelt, die dann diese Trennung ermöglicht. Das Maximum korrespondiert mit den stationären Objekten und stellt die eigene Geschwindigkeit (hier 23 km/h) dar; die Nebenmaxima korrelieren mit dem vorausfahrenden (2 km/h) und dem entgegenkommenden Fahrzeug (102 km/h). Die Dopplerwerte der stationären Objekte (Bild 9e, typischerweise im Bereich am Rand und außerhalb der Fahrbahn) weisen die größte räumliche Streuung auf, was zusätzlich in die Bestimmung der Geschwindigkeit mit einfließt.

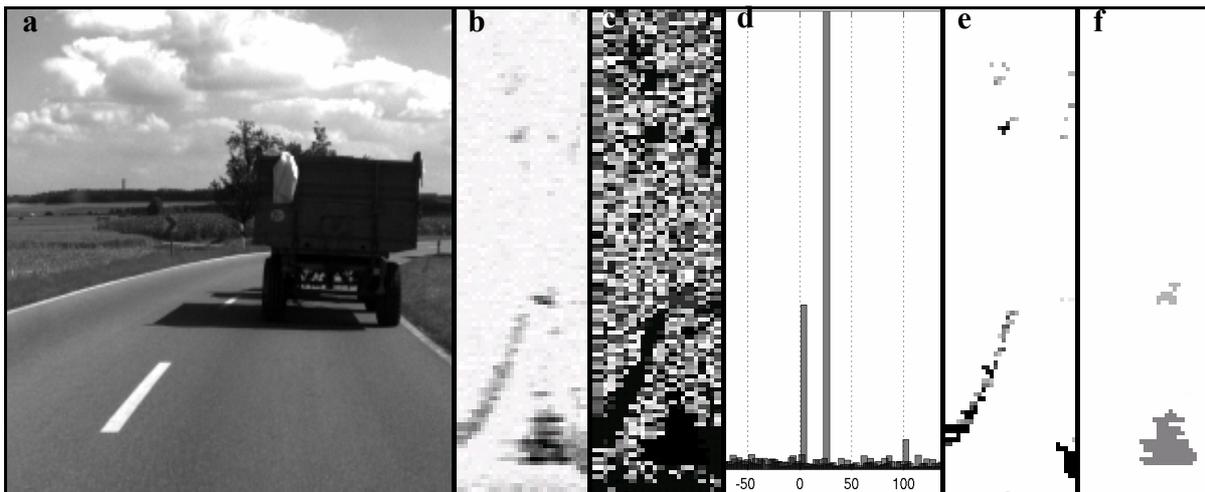


Bild 9: Verarbeitungskette von Radardaten zur Erkennung der Fahrbahnränder: a) Videdokumentation; b) Matrix der Amplituden des Radarbildes; c) Matrix der Dopplerwerte; d) Ausschnitt aus dem Histogramm der Relativgeschwindigkeiten; e) aus den Rohdaten segmentierte stationäre Information; f) segmentierte eigenbewegte Objektinformation.

Der Fahrbahnverlauf wird modelliert durch ein Polynom dritten Grades für die Fahrbahnränder. Dies ist eine Annäherung an das übliche Klothoidenmodell für die Anlage von Straßen und berücksichtigt S-kurvenförmige Fahrbahnverläufe im Landstraßenbereich. Es beinhaltet die Breite der Fahrbahn, den Abstand der Fahrbahnmitte zum Sensor, den Winkel zur Fahrbahn, Krümmung und Krümmungsänderung der Fahrbahn. Dieses Modell wird an die vorliegenden Radardaten der Szene angepasst und optimiert. Dabei wird zur Bewertung einer Modellrepräsentation diese in polare Koordinaten umgerechnet, um sie direkt in den sensoreigenen polaren Koordinaten messen zu können.

Zur Optimierung des Modells wurden zwei Verfahren implementiert, die beide die Eigenbewegung des Sensors (Translation und Rotation in Fahrbahnebene) einbeziehen. Die erste Optimierungsmethode ist ein *Simulated-annealing*-Verfahren zur Bestimmung eines globalen Optimums. Diese Methode zeichnet sich dadurch aus, dass iterativ nach einer verbesserten „*Likelihood*“ eines Modellzustands gesucht wird und dabei lokale Nebenmaxima übersprungen werden können. Das Verfahren besteht in dieser Anwendung aus folgenden Schritten:

- Vorverarbeitung des Amplituden-Radarbildes (Gradientenbilder)
- *Simulated annealing* als iterativer Prozess zum Erreichen eines globalen Minimums
 - Variieren des Fahrbahnmodells in einem Zufallsprozess
 - Bewertung der neuen Modellkongruenz bezogen auf die Radardaten (Messen der Fahrbahnränder des Modells im Gradientenbild)
 - Akzeptanz der neuen Modellinstanz nach exponentiellem Metropolis-Kriterium
- Kalman-Filterung der Fahrbahnmodellparameter.

Das zweite Verfahren ist ein Partikelfilteransatz. Es werden statt iterativ Modellinstanzen zu untersuchen diese parallel bewertet, wobei die Instanzen den gesamten Parameterraum abdecken aber gewichtet werden und die Sensorbewegung berücksichtigen (d. h. in Parameterbereichen mit hoher Wahrscheinlichkeit wird genauer gemessen. Dieses Verfahren beinhaltet folgende Schritte:

- Parallele Prädiktion der Modellzustände
- Gaußförmige Diffusion der prädizierten Zustände
- Bestimmung der „A posteriori“-Dichte (aus der Messung der Modellzustände wie in Verfahren eins)
- Neuordnung (*Resampling*) der Modellinstanzen anhand der Gewichtung

In diesem Verfahren wurde als Variation zu erstem Verfahren zur Bestimmung der „*Likelihood*“ der Fahrbahnfreiraum (der die modellierten Fahrbahnränder einschließende Bereich) bewertet.

Beide Verfahren sind in ihrem Rechenaufwand vergleichbar. Die erste Methode zeichnet sich durch einen geringen Speicherbedarf aus (nur eine Modellinstanz), die zweite dadurch, dass zu jedem Zeitpunkt Konfidenzen für alle möglichen Modellzustände vorhanden sind, es somit robust gegenüber Fehlmessungen ist.

Ein Beispiel zur Fahrbahnverlaufsbestimmung nach dem zweiten Verfahren ist in Bild 10 gegeben.

Im weiteren Verlauf Arbeiten wurde eine Gütebewertung der Fahrbahnverlaufserkennung unter Variation der Parameter der Radarerfassung sowie unter unterschiedlichen Witterungsbedingungen vorgenommen, um hieraus dann letztlich die applikationsspezifischen Sensorspezifikationen abzuleiten. Hierfür sind bei verschiedenen Umgebungs- und Witterungsbedingungen Radardaten aufgezeichnet und ausgewertet worden, um die Auswertealgorithmik zu optimieren und Minimalanforderungen an die Sensorik abzuleiten.

Bei einer azimutalen Winkelauflösung von $1,5^\circ$ und einer Systemempfindlichkeit von $-20 \text{ dBsm}@100 \text{ m}$ (Signal-zu-Rausch-Verhältnis von 1) lässt sich auf Fahrbahnen ohne Randstrukturen (nur Schotterbankette bzw. Vegetation als Berandung) der Fahrbahnverlauf bis zu einer Entfernung von typischerweise 70...100 m zuverlässig erkennen.



Bild 10: Prädiktion des Fahrbahnverlaufs: a) Vorverarbeitete Amplitudenmatrix mit eingeblendetem, optimal übereinstimmendem „Template-Match“; b) erkannter Fahrbahnverlauf in perspektivischer Darstellung des Radarbildes; c) Visualisierung der Fahrbahnparameter im Videobild.

2.2.3 Detektion verdeckter Objekte



Bild 11: Detektion von verdeckten Objekten a) Szene mit Zugmaschine vor Sattelaufleger, b) Spritzschürze des Auflegers, c) Radarbild in den Koordinaten Entfernung über Azimut.

Mit dem zuvor vorgestellten mobilen Instrumentationsradar wurden Messungen in verschiedenen Verkehrsszenarien durchgeführt. So war zu klären, ob die radarspezifische Besonderheit, verdeckte Objekte durch Umwegempfang über Mehrwegeausbreitung und Fahrbahnreflexionen detektierbar zu machen, auch unter kritischen Randbedingungen nutzbar ist. Konkret wurde das worst-case-Szenario untersucht, bei dem ein Lkw-Sattelaufleger mit Spritzschürze aus Gummi am Heck die Sicht auf davor befindliche Fahrzeuge verdeckt (siehe Bild 11a, b). Das in stehender Szene aufgenommene Radarbild (Bild 11c) lässt die vor dem Aufleger befindliche Zugmaschine deutlich erkennen (sogar, wenn die Schürze mit Wasser benetzt ist). Die Systemauslegung eines Kfz-Radarsensors mit entsprechender Erkennungsleistung ist so zu wählen, dass in einer Entfernung von

100 m ein Objekt mit dem Rückstreuquerschnitt von 0.01 m^2 (-20 dBsm) detektiert werden kann.

2.2.4 Witterungseinflüsse/Niederschlagsmessungen



Bild 11: Messkampagne zur Ermittlung der Ausbreitungsdämpfung durch Regen bei 77 GHz, die Spritze des Feuerwehrfahrzeugs versprüht das Wasser mit regulierbarer Tropfengröße.

Mit Hilfe des Instrumentationsradars wurden weiterhin Messungen zu Reflexions- und Dämpfungseigenschaften von Niederschlag, insbesondere starkem Regen, durchgeführt. Dies wurde als notwendig erachtet, da diese Effekte von erheblichem Einfluss auf die Zuverlässigkeit der Sicherheitsfunktionen sind, und im Frequenzbereich 76-81 GHz bisher nur wenige entsprechende Messungen vorliegen.

Hinsichtlich des Dämpfungseinflusses konnten gängige Beschreibungsmodelle validiert und worst-case-Werte für deren Parametrisierung gefunden werden. Bei starkem Niederschlag von 100 mm/h treten Dämpfungswerte von bis zu 10 dB pro 100 m auf, die durch entsprechende Empfindlichkeitsreserven im System auszugleichen sind. Allerdings liefert der Niederschlag in solchen Fällen auch deutlich messbare Radarechos, deren Intensität ein Maß für die Niederschlagsrate und damit des Systemempfindlichkeitsverlustes ist. Dies wiederum erlaubt eine Selbstüberwachung, welche Voraussetzung für die Darstellung von Sicherheitssystemen ist.

Bei starkem Niederschlag auftretende Sprühfahnen äußern sich als räumlich ausgedehnte Reflexionsobjekte mit typischen inhomogenen Dopplerverläufen. Diese Eigenschaft kann zur Objektklassifikation und somit zur Unterdrückung fehlerhafter Zieldetektionen ausgenutzt werden.

2.3 Untersuchung der Nahbereichsradar-Einbaurandbedingungen im Fahrzeug

Ein wesentlicher Vorteil der Nahbereichsradarsensoren ist, dass sie unsichtbar hinter lackierten Kunststoffstoßfängern im Kraftfahrzeug eingebaut werden können. Für zukünftige 79 GHz Sensoren war deshalb im Vorfeld zu untersuchen, welchen Einfluss die Montage hinter dem Stoßfänger bei 79 GHz hat und insbesondere welche Transmissions- und Reflexionseigenschaften von den unterschiedlichen Stoßfängermaterialien und Lackierungen zu erwarten sind. Von Interesse war weiterhin der Einfluß von Belägen auf dem Stoßfänger (Wasser, Reifenabrieb, ...) auf die Sensorperformance. Ferner war zu klären, welchen Einfluss der reale Einbau der SRR-Sensoren hinter Stoßfängern auf mögliche Winkelmessfehler hat.

2.3.1 Der Stoßfänger als design- und funktionsverträgliches Radom

Mit Blick auf die automobilen Anwendung wird ein Stoßfänger nach Funktions- und Designgesichtspunkten ausgelegt und konstruiert. Der Betrieb eines unter dem Stoßfänger verbauten Radarsensors bedingt, insbesondere bei hoher Betriebsfrequenz und Bandbreite, die Auslegung des Stoßfängers auch unter Radom-Gesichtspunkten.

Das Stoßfängersubstrat mit dem mehrschichtigen Lackaufbau (Bspl. s. Bild 12) kann hochfrequenztechnisch in guter Näherung als planares Mehrschichtsystem (s. Bild 13) betrachtet werden. Mit Kenntnis der einzelnen Schichtdicken sowie der -frequenzabhängigen - Materialparameter „relative Permittivität (ϵ_r)“ und „Verlustfaktor ($\tan\delta$)“ kann das Hochfrequenzverhalten (Reflexion, Transmission) des lackierten Stoßfängers ermittelt und optimiert werden.

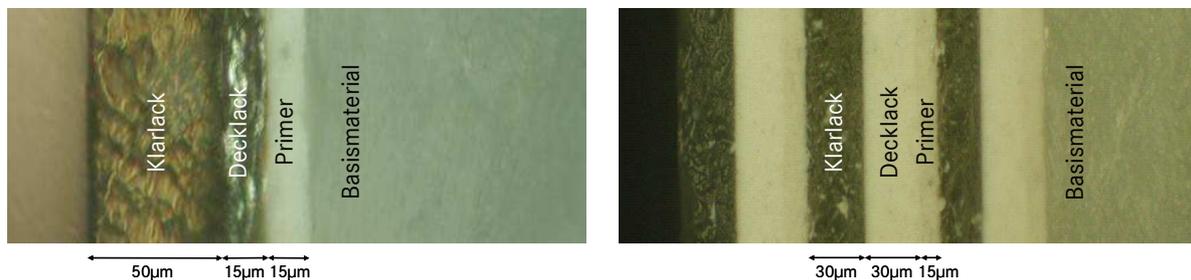


Bild 12: Mikroskopische Aufnahmen von Schichtaufbauten lackierter Stoßfänger, a) Einfachlackierung Metallic-Lack silber, b) Dreifachlackierung Uni-Lack weiß.

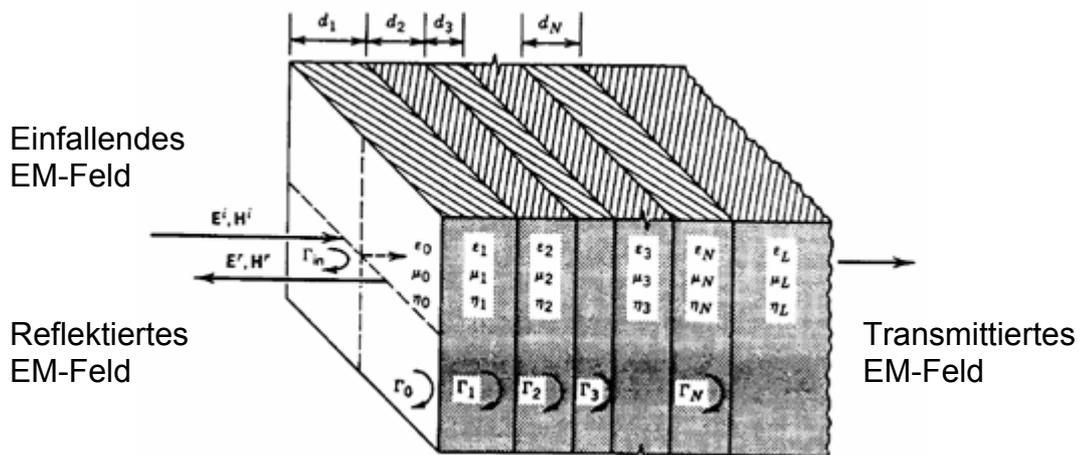


Bild 13: Hochfrequenz-Stoßfängermodellierung als planares Mehrschichtsystem.

Mit dem nachfolgend beschriebenen breitbandigen Millimeterwellen-Messplatz wurde eine Vielzahl verschiedener Kombinationen von Basismaterial und Lacken in Transmission und Reflexion breitbandig im Bereich 70-80 GHz vermessen. Die exakte geometrische Charakterisierung des Schichtaufbaus der Proben erfolgte durch mikroskopische Vermessung mit einer Genauigkeit von wenigen μm . Bild 12 zeigt beispielhaft die Schichtfolgen eines in silber und eines mehrfach in weiß lackierten Stoßfängers. Deutlich zu erkennen sind die einzelnen Lagen von Grundierung (Primer), Decklack und Klarlack auf dem Kunststoff-Basismaterial. Die angegebenen Schichtdicken sind jeweils typisch für Uni- bzw. Metalliclacke.

Anhand der Theorie zum Reflexions- bzw. Transmissionsfaktors multipler verlustbehafteter dielektrischer Schichten lassen sich die jeweiligen Frequenzgänge von 70 GHz bis 80 GHz modellieren. Durch Parametervariation von relativer Permittivität und Verlustfaktor Deckungsgleichheit von Simulations- und Messkurven erreicht. Unter Berücksichtigung der einzelnen Schichtdicken ergeben sich damit Permittivität ϵ_r und Verlustwinkel $\tan\delta$ der vermessenen Materialien. Die Parameterermittlung kann nur schrittweise von Schicht zu Schicht erfolgen, daher ist die Verfügbarkeit von Proben in verschiedenen Lackierungsstadien erforderlich (begonnen beim unlackierten Substrat).

2.3.2 Universeller Messplatz für Sensornachbildung und Materialvermessung

Es wurde ein breitbandiger Messplatz für den Frequenzbereich 70-80 GHz aufgebaut, in Betrieb genommen und charakterisiert. Mit ihm lassen sich einerseits Radarsensoren nachbilden, um in speziellen Szenarien deren Erfassungseigenschaften zu ermitteln und Sensordaten für den Entwurf von Auswerteargorithmen zu akquirieren. Zum anderen erlaubt er die hochgenaue Bestimmung von Materialparametern durch Transmissions- und Reflexionsfaktormessungen.

Kernstück des Messplatzes ist ein vektorieller Netzwerkanalysator (VNA), der als hochempfindlicher Empfänger zur Betrags- und Phasenmessung dient. Die Kombination von durchstimmbaren Signalquellen (Synthesizern) und Pulsformern im Sende- und Empfangspfad erlaubt Laufzeitmessungen im Zeitbereich (Hard-Range-Gating) wie im Spektralbereich (Soft-Range-Gating). Die Betriebsfrequenz 70-80 GHz wird durch Vervierfachung erreicht. Bei Nutzung der gesamten Bandbreite von 10 GHz beträgt die maximale Entfernungsauflösung unter Anwendung von Soft-Range-Gating in monostatischer Radar-Konfiguration 1,5 cm. Der Messplatz kann sowohl für den Frequenzbereich von Weitbereichs-Applikationen 76-77GHz als auch für den von Nahbereichsapplikationen 77-81GHz eingesetzt werden. Letzterer lässt sich zwar nicht vollständig abbilden (Messungen bei voller Bandbreite müssen mit einer Verschiebung von 1 GHz nach unten erfolgen) – dies ist aber für die Aussagekraft der Ergebnisse ohne Belang.

Mit Hilfe separater Sende- bzw. Empfangsmodule können sowohl mono- als auch bistatische Aufbauten realisiert werden, was die Durchführung von Reflexions- und Transmissionsmessungen erlaubt. Bild 13 zeigt die Komponenten des Messplatzes und beispielhaft den Aufbau einer monostatischen Radarmessung. Der Messplatz ist manuell bedienbar mit Messwertdarstellung am VNA, es besteht darüber hinaus die Möglichkeit zur numerischen Steuerung und somit der Durchführung automatisierter, kalibrierter Messabläufe.

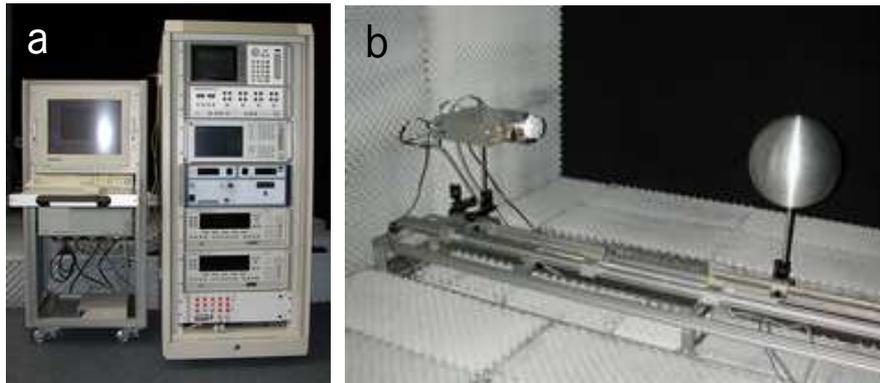


Bild 13: Breitbandiger Millimeterwellen-Messplatz, a) Ansteuerrechner und HF-Komponenten (VNA, Signalquellen, Pulsformer), b) monostatische Anordnung der Sende- und der Empfangsmodule mit gemeinsamer Antenne zur Durchführung von Radarmessungen.

Für Labormessungen steht eine Absorberkammer zur Verfügung (siehe Abb. 2b). In Verbindung mit der Hard-Range-Gate Funktion des Messplatzes lässt sich dessen volle Dynamik und Empfindlichkeit ohne störenden Einfluss von Mehrwegeausbreitung, Echos etc. ausnutzen.

Folgende Auflistung fasst die wichtigsten Kenndaten und Eigenschaften des Messplatzes zusammen:

- Absorberkammer 3,2×3,5×2,7 m³ (B×T×H)
- Frequenzbereich: 70-80 GHz
- Sendeleistung (CW): 10 dBm
- beliebige mono- und bistatische Konfigurationen
- diverse Antennen mit Öffnungswinkeln von 60° bis 1°
- Entkopplung bei monostatischer Konfiguration: 25 dB
- maximale Entfernungsauflösung mit Hard-Range-Gating: 1m
- maximale Entfernungsauflösung mit Soft-Range-Gating: 1,5 cm
- Dynamik >100 dB
- Empfindlichkeit < -70 dBsm
- diverse Kalibrationsroutinen (Leerraum, Frequenzgang, RCS).

2.3.3 Vermessung von Stoßfängermaterialien und Lacken

Für den Einbau von Nahbereichs-Radarsensoren in Kraftfahrzeuge bieten sich aus Gründen erfassungsgerechter Position, unsichtbarer Integration und verfügbarem Bauraum die Stoßfänger an, die herstellerunabhängig bei allen aktuellen Baureihen aus Kunststoff bestehen. Den Polymer-Materialien (PP, PC, PBT, PU) werden aus Gründen besserer Verarbeitbarkeit, Stabilität und Haltbarkeit diverse Füllstoffe beigemischt, deren Einfluss auf das elektrische Verhalten der Kunststoffe im Millimeterwellenbereich weitgehend unbekannt ist. Üblicherweise sind die Stoßfänger mit verschiedenen Farbschichten (Primer, Basislack, Klarlack) überzogen, die ebenfalls unbekannte Eigenschaften besitzen. Offene Datenquellen der entsprechenden dielektrischen Materialeigenschaften im betrachteten Frequenzbereich 70-80 GHz waren nicht zu ermitteln.

Mit dem VNA-basierten Messplatz wurden Kunststoff-Stoßfänger aus verschiedenen Materialien und mit unterschiedlichen Lackaufbauten vermessen und die dielektrischen Parameter Relative Permittivität ϵ_r und Verlustfaktor $\tan\delta$ der einzelnen Schichten bestimmt.

Bild 14 zeigt einen entsprechenden Messaufbau mit bistatischer Konfiguration der Sende- und Empfangsmodule. Die verwendeten Antennen sind Rillenhornantennen mit sehr geringem Öffnungswinkel, so dass sich bereits in dichtem Abstand vor der Apertur ebene Wellenfronten ergeben (entsprechend der Annahme im Mehrschichtmodell).



Bild 14: Messaufbau zur Ermittlung der Transmissionseigenschaften eines Kunststoff-Stoßfängers (bistatische Anordnung der Sende- und der Empfangsmodule).

Die dielektrischen Eigenschaften der am häufigsten für Stoßfänger verwendeten Kunststoffe ergaben sich wie in folgender Tabelle 3 dargestellt. Für typische Materialstärken von ca. 3 mm ist die vom Basismaterial verursachte Dämpfung somit weitgehend vernachlässigbar. Stärker wiegen Reflexionsverluste durch dickenmäßige Fehlanpassung, die insbesondere bei PC/PBT im Zweiwege-Fall bis zu 2 dB zusätzliche Transmissionsverluste verursachen kann.

| Material | rel. Permittivität ϵ_r | Verlustfaktor $\tan\delta$ |
|--------------|---------------------------------|----------------------------|
| PC/PBT | 2,75 | $50 \cdot 10^{-4}$ |
| PP/EPDM TV10 | 2,25 | $60 \cdot 10^{-4}$ |

Tabelle 3: Dielektrische Materialparameter der wichtigsten Stoßfängermaterialien.

Weiterhin war zu klären, welchen Einfluss kohlenstoffhaltige Primer, wie sie bei der elektrostatischen Lackierung eingesetzt werden, sowie übliche Klarlacke auf die Transmissionseigenschaften haben. Auch hierzu waren die Materialparameter zu ermitteln (s. Tabelle 4).

| Material | rel. Permittivität ϵ_r | Verlustfaktor $\tan\delta$ |
|-------------------|---------------------------------|----------------------------|
| Primer (C-haltig) | ca. 3 | < 0,02 (< 0,1) |
| Klarlack | ca. 4 | < 0,01 |

Tabelle 4: Dielektrische Materialparameter von kohlenstoffhaltigem Primer und von üblichem Klarlack.

Von besonderem Interesse waren die dielektrischen Materialparameter der Farb- bzw. Basislacke, da von diesen (insbesondere von Metallic-Lacken) ein wesentlicher Einfluß auf

das elektrische Verhalten eines lackierten Stoßfängers vermutet wurde. Untersucht wurden zunächst verschiedenfarbige Uni- sowie Metalliclacke aus der aktuellen Serie und abschliessend für zukünftige Modellreihen relevante Metalliclacke mit hohem Effektanteil (sog. Designerlacke). Auch ohne tiefgreifende Kenntnis der mikroskopischen elektrischen Effekte in derartigen Metalliclacken kann das makroskopische Verhalten durch Definition einer Permittivität und eines Verlustfaktors beschrieben werden. Tabelle 5 gibt einen Überblick über die Ergebnisse.

| Material | rel. Permittivität ϵ_r | Verlustfaktor $\tan\delta$ |
|----------------------|--|----------------------------|
| Einfarbige Uni-Lacke | ~ 3 | Im Bereich 10^{-3} |
| Metalliclacke | ~ 10 bis 40 zwei „Ausreißer“ nach oben | Im Bereich $\cdot 10^{-3}$ |
| Designerlacke | $\sim 4,5$ bis 22 | Im Bereich 10^{-3} |

Tabelle 5: Dielektrische Materialparameter von Farb- bzw. Effektlacken.

Mit Kenntnis der Werte ließ sich nun auf allgemeine Weise der elektrische Einfluss beliebiger Konfigurationen von Basismaterial, Grundierung, Decklack und Klarlack durch Simulationen vorhersagen. In Bild 15 sind beispielhaft für die Lackaufbauten aus Bild 12 die Frequenzverläufe der Reflexion und der für den Radarfall relevanten Zweiweg-Transmission im Bereich 20-85 GHz dargestellt. Als Basismaterial ist PP/EPDM TV10 mit 3 mm Dicke angenommen. Die Markierungslinien kennzeichnen die Frequenzen 24 GHz und 79 GHz. Die Zunahme der Effekte für höhere Frequenzen ist offensichtlich, ebenso die Tatsache, dass bei frequenzabhängiger Dickenoptimierung des Basismaterials die Transmissionsverluste sowie die Reflexionen minimiert werden können. Diese ist aber grundsätzlich nur schmalbandig möglich, sodass anhand der Simulationen abgeschätzt werden kann, welche 'worst-case'-Werte innerhalb einer bestimmten Bandbreite angenommen werden müssen. Tabelle 6 listet derartige Werte für eine Auswahl an Lackierungen auf. Angenommen wurde dabei jeweils eine Dickenoptimierung des Basismaterials PP/EPDM TV10 auf die Mittenfrequenz von 79 GHz und eine Bandbreite von 4 GHz. Grundlage der Simulationen waren wiederum typische Schichtaufbauten von 15 μm Grundierung, 30 μm Basislack, 30 μm Klarlack für den Uni-Lack sowie von 15 μm Grundierung, 15 μm Decklack, 50 μm Klarlack für die Metallic-Lacke.

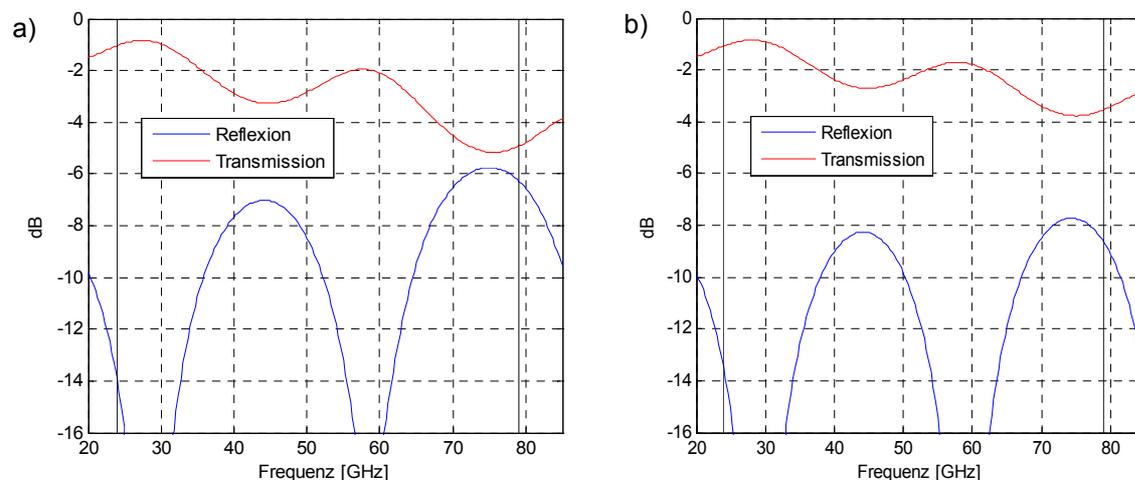


Bild 15: Simulierte Frequenzgänge von Reflexion und Zweiweg-Transmission lackierter Stoßfänger für a) Metalliclack silber ($\epsilon_r \sim 35$), b) Unilack weiß ($\epsilon_r \sim 4$), 3-fach lackiert.

| Farbe | Zweiweg-Transmission | Reflexion |
|--------------|----------------------|-----------|
| weiß uni | -0,6 dB | -16,6 dB |
| schwarz met. | -1,0 dB | -14,2 dB |
| blau met. | -1,2 dB | -12,7 dB |
| grau met. | -1,4 dB | -12,0 dB |
| silber met. | -2,4 dB | -7,9 dB |

Tabelle 6: Maximale Transmissionsverluste und Reflexionen an dickenoptimierten Stoßfängern bei 79 GHz innerhalb einer Bandbreite von 4GHz für diverse Lacke.

Abschließend wurde anhand der Materialparameter der Metallic-Designerlacke in der Simulation der Einfluß von Mehrfachlackierungen bei Metalliclacken genauer betrachtet. Da in der Praxis auch Mehrfachlackierungen (Nachbesserung, Reparatur) mit bis zu dreifacher Lackierung vorkommen können, wurden alle Farbproben mit ein-, zwei- und dreifachem Lackauftrag untersucht. Die Permittivität aller Designerlacke lag im Bereich 4,5 - 22 (s.o.) und somit nicht höher als bei den bisher untersuchten Farbtönen. Die höchsten Werte zeigten sich bei hellen Lacken mit gelblich-goldenen oder kupfernen Farbtönen. Hier ist noch ungeklärt, ob die Ursache dafür ein spezieller Inhaltsstoff ist. Weiterhin bestätigte sich erneut, dass sowohl das Basismaterial der Kunststoffteile, als auch Primer und Klarlack unkritische Eigenschaften besitzen. Der Einfluss von lackierten Stoßfängern auf dahinter verbaute Radarsensorik drückt sich einerseits durch Transmissionsverluste, zum anderen aber auch durch Reflexionen an der Oberfläche aus. Für den höchsten Permittivitätswert der untersuchten Palette ($\epsilon_r = 22$) resultieren in Zahlenwerten ausgedrückte Einflüsse bei 79 GHz wie folgt:

- **Einfach-Lackierung Metallic-Designerlack**
 Transmissionsfaktor (Einweg): > -0,8 dB
 Reflexionsfaktor: < -16 dB
- **Zweifach-Lackierung Metallic-Designerlack**
 Transmissionsfaktor (Einweg): > -1,3 dB
 Reflexionsfaktor: < -12 dB
- **Dreifach-Lackierung Metallic-Designerlack**
 Transmissionsfaktor (Einweg): > -1,8 dB
 Reflexionsfaktor: < -9 dB

Dabei ist der jeweils ungünstigste Wert innerhalb einer Bandbreite von 4 GHz angegeben unter der Annahme, dass die Dicke des Trägermaterials gemäß der Radombedingung ($d = n \cdot \lambda / 2$) optimal gewählt ist. Insgesamt kann somit für die gesamte untersuchte Farbpalette angenommen werden, dass der Verbau von 79 GHz-Sensoren selbst bei dreifachem Lackauftrag der Metallic-Designerlacke hinter dem Stoßfänger möglich wäre. Insbesondere den in ungünstigen Fällen vergleichsweise hohen Reflexionen muss allerdings durch entsprechende Sensorauslegung Rechnung getragen werden.

Die Ergebnisse und Schlussfolgerungen der durchgeführten Untersuchungen hinsichtlich des Einflusses lackierter Kunststoff-Abdeckungen auf dahinter verbaute 79 GHz-Sensoren lassen sich nach aktuellem Stand wie folgt zusammenfassen:

- die Eigenschaften der Kunststoff-Basismaterialien hinsichtlich Transmissionsverlusten und Reflexion sind ähnlich wie bei 24 GHz
- der Einfluss der Lackierungen ist größer als bei 24 GHz

- Transmissionsverluste/Reflexionen von Einfachlackierungen sind akzeptabel, bei Metallic-Lackierungen zeigen sich je nach Lack deutliche - aber optimierbare (Materialparameter!) - Reflexionen
- Absorptionsverluste innerhalb der verschiedenen Schichten sind gegenüber den Verlusten durch Reflexion an der Oberfläche weitgehend vernachlässigbar
- Die Decklacke und auch die kohlenstoffhaltige Grundierungen (Primer) verursachen keine inakzeptablen Absorptionen
- Die elektrischen Parameter von Basismaterial und Lacken zeigen je nach Hersteller oder Charge Schwankungen
- Der 79 GHz-Sensorbetrieb scheint auch bei Mehrfach- und Reparaturlackierungen grundsätzlich möglich zu sein
- Dickenoptimierungen des Basismaterials gemäß der Radombedingung $d = n \cdot \lambda / 2$ ist erforderlich oder zumindest dringend ratsam
- erhöhte Reflexionen der Abdeckungen müssen beim Sensordesign berücksichtigt werden.

Die Materialparameter der Metallic-Designerlacke gegenüber denen der zuvor betrachteten Metallic-Serienlacke zeigen, dass eine entsprechende Optimierung möglich ist. Hieran, an der Optimierung der Parameterschwankungen je nach Hersteller/Charge, der Evaluierung von Stoßfänger-Fertigungstoleranzen sowie an entsprechend auf die auftretenden Reflexionen optimierten Sensordesigns muß weiter gearbeitet werden.

2.3.4 Evaluierung des Einflusses von Belägen auf der Stoßfänger- außenseite

Zur weitergehenden Spezifikation der Radarparameter (z.B. die erforderliche Sendeleistung) sowie zur Evaluierung möglicher zusätzlicher Dämpfungs- bzw. Reflexionseffekte ist die Kenntnis der Materialparameter möglicher sich auf der Stoßfängeraußenseite ablagernder Beläge erforderlich. Auch hier finden sich für den Frequenzbereich um 79 GHz in der Literatur keine Angaben. Unter Verwendung des breitbandigen Millimeterwellen-Transmissions- und Reflexionsfaktor-Messplatzes wurden anhand von Materialproben (s. Bild 16) bzw. von entsprechenden, u.a. aus dem europäischen Standard ECE 45/Annex 4 abgeleiteten, Emulationen der Materialien entsprechende Messkampagnen bei 70-80 GHz durchgeführt.

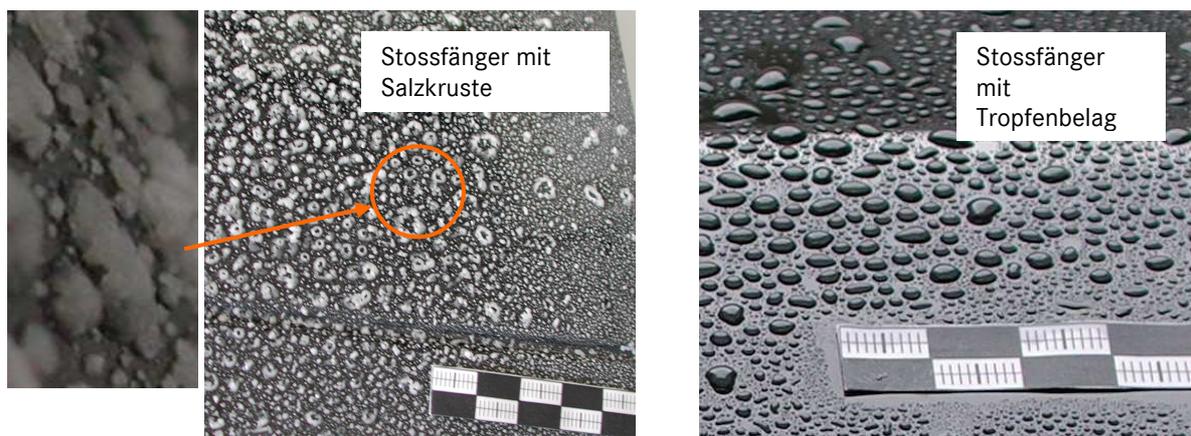


Bild 16: Beispiele untersuchter Stoßfängerbeläge.

Folgende Materialien wurden untersucht (bzw. reale Beläge entsprechend emuliert):

- **Straßenschmutz (Größe < 200 µm, Metall-Abrieb und Reifen-Abrieb sind schon enthalten);** Emulation: Straßenschmutz, aufgesammelt in einem realen Straßen-Szenario mit nachfolgender Siebung

- **Gummi und Reifenabrieb (Reifenzusammensetzung unbekannt: Gummi, Industrieruß, ...)**; Emulation: Gummiplatte, Abrieb eines realen Reifens
- **Industrieruß und Verbrennungsrückstände**; Emulation: Graphit
- **Wasser (rein, Tropfen, gesättigte Salzlösung)**; Emulation: Getränkte Reinraumtücher, Erzeugung Tropfen durch Sprayflasche.

Die ermittelten Materialparameter sind in Tabelle 7 zusammengefasst, weiterhin wurde der Einweg-Transmissionsfaktor bei 79 GHz für eine Belagdicke von 80 µm berechnet (maximale Dicke, bei der Wasser noch als ebener Film betrachtet werden kann; von Bedeutung für die Berechnung mit dem Mehrschichtmodell).

| Material | ϵ_r | $\tan\delta$ | 1-way Transmissions-Verlust @ 80 µm [dB] |
|--|--------------|--------------|--|
| Straßenschmutz (niedrige Dichte: 1,45kg/dm ³) | 2,15 | 0,023 | 0,05 |
| Gummi | 4,22 | 0,042 | 0,29 |
| Reifenabrieb | 4,22 | 0,042 | 0,29 |
| Graphit Platte (5mm) | 3,3* | n/a* | >1 |
| Graphit Staub*** | 3,3* | 18 | 14 |
| Salzkruste (0,2 – 0,5 mm) | n/a** | n/a** | ≈ 0,3 |
| Wasser, rein | 10 | 1,5 | 7 |
| Wasser, gesättigte Salzlösung | 10 | 1,5 | 7 |

* ϵ_r aus der Literatur entnommen, $\tan\delta$ wegen zu hoher Dämpfung nicht ermittelbar

**Wegen fehlender Dicke keine Angabe möglich

***Nur zum Vergleich; Kein größerer Einfluss, da nur anteilmäßig im Schmutz enthalten.

Tabelle 7: Materialparameter verschiedener möglicher Beläge auf der Stoßfängeraußen-seite bei 79 GHz.

Interessant in dem Zusammenhang ist der Vergleich der relativen Permittivität von Wasser bei 79 GHz ($\epsilon_{r,H_2O,79} = 10\text{-}j15$) im Vergleich zu 24 GHz ($\epsilon_{r,H_2O,24} = 30\text{-}j35$). Dies bedeutet, daß durch Wasser erzeugte Reflexionen bei 24 GHz vergleichsweise größer sind als bei 79 GHz.

2.3.5 Untersuchung des Entstehens von Winkelmessfehlern

Messungen an hinter einem Stoßfänger befindlichen 79 GHz-Nahbereichs-Radarsensoren zeigten - wie auch bei 24 GHz - das Vorhandensein von Winkelmessfehlern, insbesondere bei kleinen Schrägwinkeln, auf. Dies wurde zunächst auf den Stoßfänger und hier auf das Substrat zurückgeführt (nur dieses hat eine Brechungseffekte ermöglichende Dicke bezogen auf die Wellenlänge). Mit einem mit Geometrischer Optik (GO) realisierten einfachen Modell wurde zunächst die Wellenausbreitung durch den Stoßfänger theoretisch untersucht. Aufgrund des einfachen Modells waren Unterschiede zwischen den Simulationsergebnissen und der Realität zu erwarten, daher wurden die Simulationsergebnisse mit Messungen verglichen und bewertet.

Betrachtungen an realen Stoßfängern zeigten, dass die Stoßfängerkontur an den derzeitigen Sensoreinbaupositionen nahezu planparallel ist. Von daher resultiert der mögliche Winkelfehler im Wesentlichen aus dem Versatz des Strahlengangs, wie im Bild 17 gezeigt. Deutlich wird auch, dass der Winkelfehler bei geringem Zielabstand größer ist und mit zunehmender Zielentfernung gegen einen kleineren Wert konvergiert.

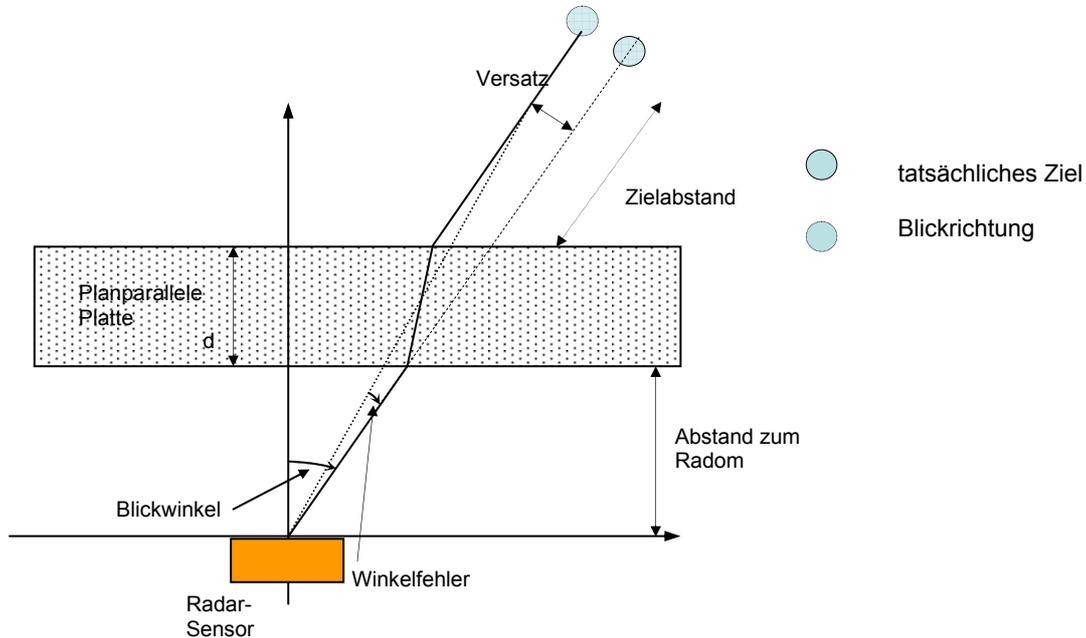


Bild 17: Winkelfehler durch Versatz des Strahlengangs bei planparalleler Platte.

Mit dem in Bild 18 gezeigten Messaufbau wurde der Versatz und der hieraus resultierende Winkelfehler für verschiedene Konstellationen Sensor/planparalleler Stoßfänger-Abschnitt bestimmt. Für die Messungen stand eine reflexionsfreie Messkammer zur Verfügung. Aufgrund des zu erwartenden geringen Versatzes wurde ein Differenzverfahren verwendet. Der Empfänger besitzt 2 Empfangskanäle. Die Sendeantenne simuliert die von einem „Ziel“ reflektierte Energie und ist zur Vermeidung von Übersteuerungen mit einem einstellbaren Dämpfungsglied ausgestattet. Die Probe ist drehbar angeordnet und kann im Abstand variiert werden. Bei jeder Messung wurde der Empfänger verschoben, bis die Amplituden wieder gleichen Wert hatten (Differenz = 0). Danach wurde der Weg, den der Empfänger zurückgelegt hatte, mit einem Digitalmessschieber nachgemessen. Der Vorteil des Digitalmessschiebers ist, dass der Referenzwert auf null gesetzt werden kann und somit die Messung der Differenz erleichtert. Um die Toleranzen so klein wie möglich zu halten, wurde nach jeder Messung eine Freiraum-Referenzmessung durchgeführt. Die Genauigkeit lag bei circa 0,2 mm Versatz.

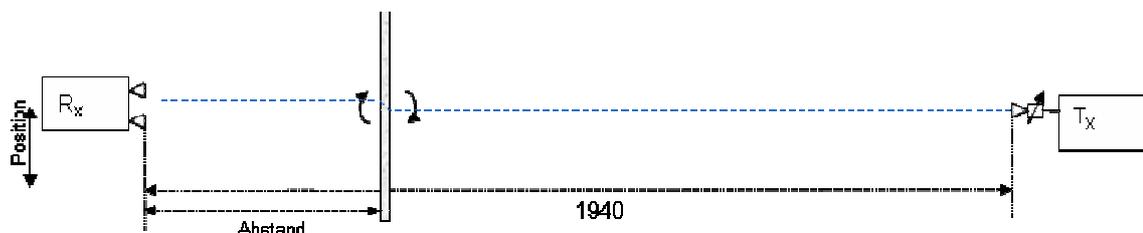


Bild 18: Skizze Messaufbau Versatz- und damit Winkelfehlermessung, die Platte ist drehbar angeordnet.

Gemessen wurde der Versatz bei unterschiedlichen Einfallswinkeln, unterschiedlichen Abständen Platte – Empfänger, sowie unterschiedlichen planparallelen Materialproben.

Unlackierte PTFE-Referenzplatte

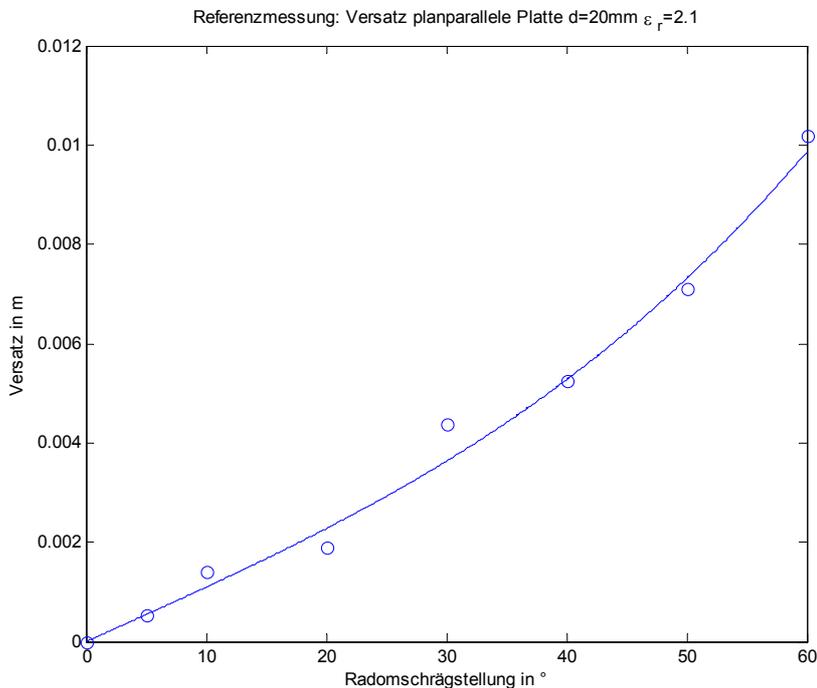


Bild 19: Vergleich Simulation und Messung an Referenzplatte, Dicke $d=20\text{ mm}$, Abstand Platte-Empfangsantennen 74 cm (Linie: Simulation, Kreise: Messung).

Die Messungen (s. Bild 19) zeigen, dass die Simulation mit der Messung weitgehend übereinstimmt. Die geringfügigen Unterschiede können folgende Ursache haben:

- die Platte ist leicht gewölbt
- die Einstellung der Schrägstellung der Platte erfolgte zu Beginn der Messkampagne nur mit beschränkter Genauigkeit
- zwischen den Messungen der einzelnen Winkelablagen wurde zu Beginn der Messkampagne keine Kalibrationsmessung durchgeführt.

Danach wurde die gleiche Referenzplatte mit einem deutlich geringeren Abstand zwischen Platte und Empfangsantennen vermessen (s. Bild 20). Dabei zeigt sich dass in einem Bereich kleiner Winkel ($\pm 10^\circ$) die gemessenen Werte grösser als die Simulationsergebnisse sind. Eine mögliche Ursache hierfür ist die durch Reflexion an der Platte bedingte Rückwirkung auf den Empfänger, was in der GO-Simulation nicht erfasst wird.

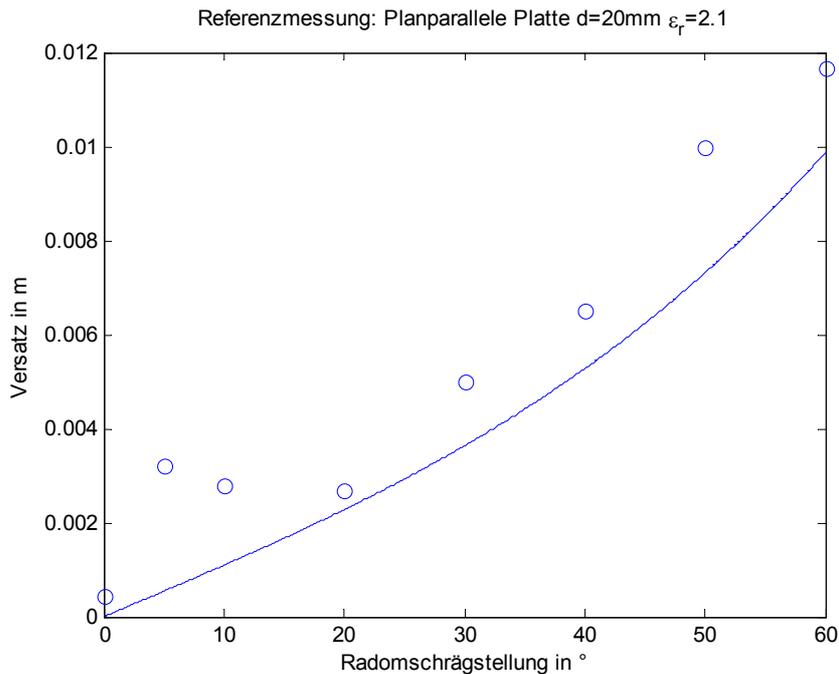


Bild 20: Vergleich Simulation und Messung an Referenzplatte, Dicke $d=20\text{ mm}$, Abstand Platte-Empfangsantennen 7 cm (Linie: Simulation, Kreise: Messung).

Stoßfängerproben mit Silbermetallic-Lackierung

Im nächsten Schritt wurden quasi planparallele lackierte Stoßfänger-Proben betrachtet. Zum Vergleich wurden zwei geeignete Proben mit quasi paralleler Kontur ausgesucht. Eine der Proben war relativ schmal, was ausleuchtungsbedingt die Schrägstellung für eine sinnvolle Messung auf etwa 30° beschränkte.

Zunächst wurden die Messungen für einen Abstand von $70\text{-}80\text{ cm}$ zwischen Probe und Empfangsantennen durchgeführt. Die Ergebnisse sind für die schmale Probe in Bild 21 und für die normal breite Probe in Bild 22 dargestellt. Es zeigt sich, dass sich mit zunehmender Schrägstellung der Probe die Messergebnisse den Simulationskurven angleichen. Im Gegensatz zur unlackierten Referenzplatte sind bei kleinen Winkeln, trotz des noch großen Abstandes zwischen Probe und Empfangsantennen, deutliche Abweichungen zwischen Simulation und Messung wahrzunehmen. Dies deutet auf eine reflexionsbedingte Rückkopplung zwischen der Probe und Empfangsantennen hin. Aufgrund der stärkeren Reflexion an der lackierten Probe im Vergleich zur Referenz ist der Effekt entsprechend stärker wahrnehmbar. Somit wäre bei einer weiteren Verringerung des Abstandes lackierte Probe-Empfangsantennen eine zunehmende Diskrepanz zwischen Simulation und Messung zu erwarten. Die Ergebnisse der Messungen für einen Abstand von 6 cm bestätigen diese Annahme (Bilder 23, 24). Dargestellt sind, jeweils im Vergleich zur Simulation, Messungen für die schmale sowie die normal breite Probe mit der lackierten Seite hin zu bzw. weg von den Empfangsantennen. Deutlich wird auch ein unterschiedliches Verhalten der Proben. Der aus den Ergebnissen ermittelte maximale auftretende Winkelfehler ist bei der in Abb. 2 gezeigten Konfiguration (Abstand Tx – Rx ca. 2 m) mit $0,23^\circ$ gering.

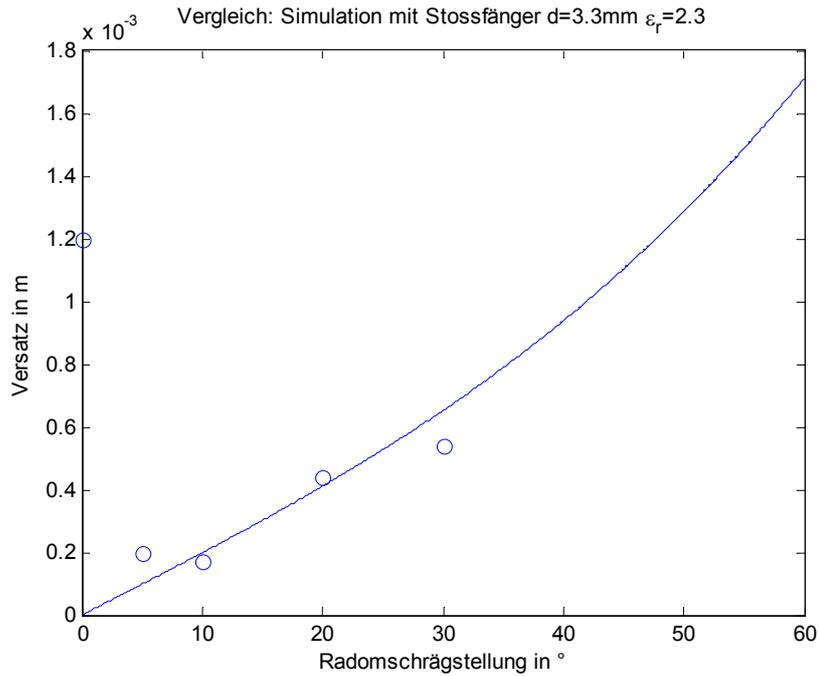


Bild 21: Vergleich Simulation und Messung an schmaler Stoßfängerprobe Silbermetallic, Dicke $d=3,3$ mm, Abstand Probe-Empfangsantennen 72 cm (Linie: Simulation, Kreise: Messung).

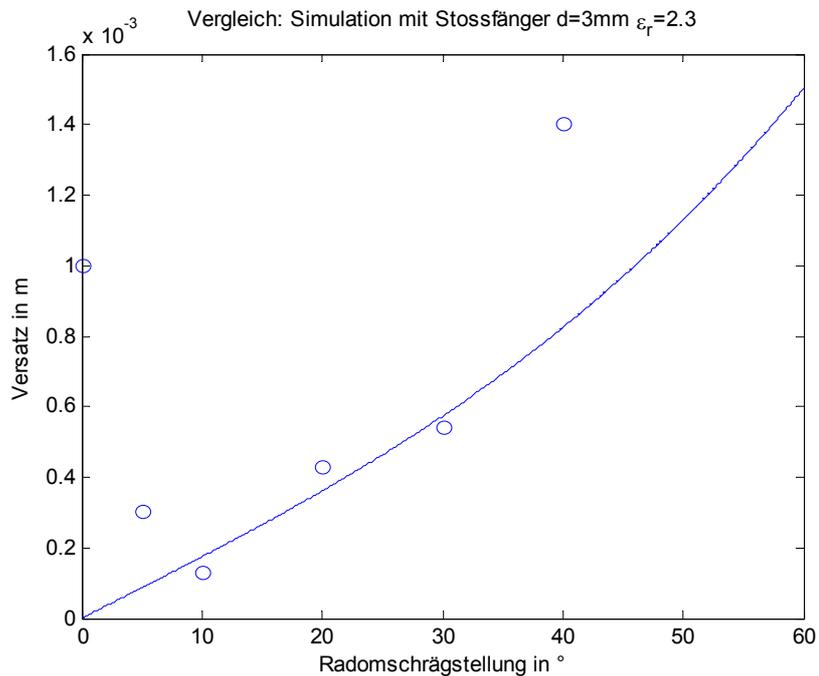


Bild 22: Vergleich Simulation und Messung an normal breiter Stoßfängerprobe Silbermetallic, Dicke $d=3$ mm, Abstand Probe-Empfangsantennen 80 cm (Linie: Simulation, Kreise: Messung).

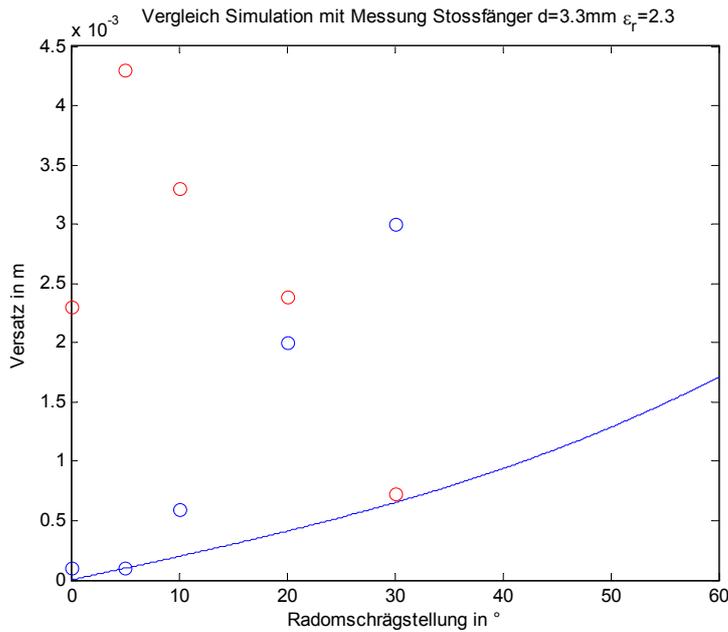


Bild 23: Vergleich Simulation und Messung an Stoßfängerproben Silbermetallic, lackierte Seite zu den Empfangsantennen hin, Dicke $d=3,3$ mm, Abstand Probe-Empfangsantennen 6 cm (Linie: Simulation, Kreise rot: Messung schmale Probe, Kreise blau: Messung normal breite Probe).

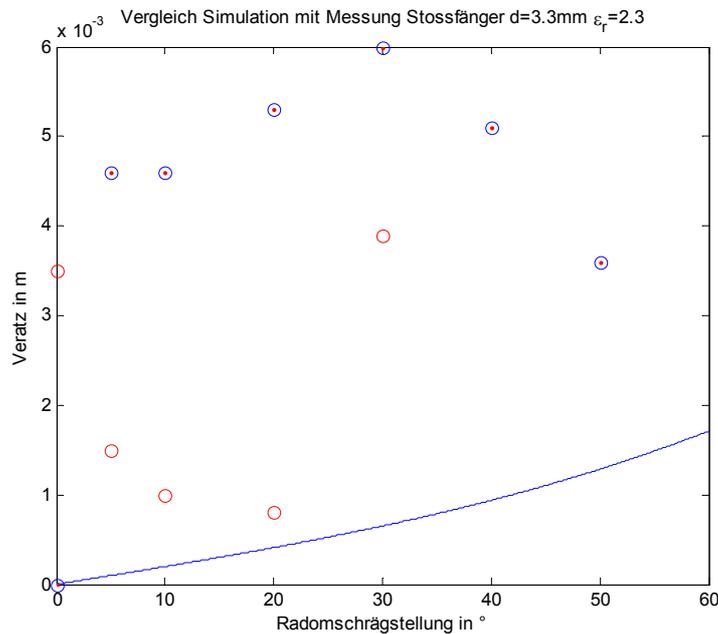


Bild 24: Vergleich Simulation und Messung an Stoßfängerproben Silbermetallic, lackierte Seite von den Empfangsantennen weg, Dicke $d=3,3$ mm, Abstand Probe-Empfangsantennen 6 cm (Linie: Simulation, Kreise rot: Messung schmale Probe, Kreise blau: Messung normal breite Probe).

Die Messergebnisse sind in der Tabelle 8 zusammengefasst. Sie zeigen, dass die GO-Modellierung im Wesentlichen die Abweichung richtig beschreibt. Allerdings kommt es in der Praxis bei Schrägwinkeln im Bereich von $\pm 5^\circ$ vermutlich zu Rückwirkungen auf die Empfangsantennen. Diese Rückwirkung nimmt zu, wenn der Stoßfänger mit stark reflektierendem Material (Metallic-Lacke) beschichtet ist. Der im Rahmen der Kampagne

beobachtete maximale Fehler von 0.23° liegt im Bereich der auch an anderer Stelle gemachten Erfahrungen.

In den Simulationen wurde von einem „idealen“ Sensor ausgegangen. Die vermuteten Wechselwirkungen Empfangsantennen-Proben und die hieraus resultierenden Messfehler hängen aber auch vom Verhalten des „realen“ Sensors aus, z.B. Reflexion an der Antennenapertur durch nicht ideale Anpassung, Unsymmetrien zwischen den Antennenzügen, etc. Dieser Einfluss des „realen“ Sensors auf die Entstehung von Winkelmessfehlern wäre im Rahmen zukünftiger weitergehender Studien zu klären.

| Probe | Abstand Probe - Empfangsantennen | Maximale simulierte Abweichung und berechneter Winkelfehler | Maximale gemessene Abweichung und berechneter Winkelfehler |
|---------------------------------|----------------------------------|---|--|
| Referenzplatte PTFE | 74 cm | 9mm/0.26° | 10mm/0.31° |
| Referenzplatte PTFE | 7 cm | 9mm/0.26° | 11.8mm/0.34° |
| Stossfängerprobe „schmal“ | 72 cm | 1.5mm/0.044° | 1.2mm/0.035° |
| Stossfängerprobe „normal breit“ | 80 cm | 1.5mm/0.044° | 1.0mm/0.029° |
| Stossfängerprobe „schmal“ | 6 cm | 1.5mm/0.044° | 8mm/0.23° |
| Stossfängerprobe „normal breit“ | 6 cm | 1.5mm/0.044° | 8mm/0.23° |

Tabelle 8: Ergebniszusammenfassung Winkelmeßfehler

2.4 Bestimmung spezifischer Radar-Rückstreuquerschnitte im Nahbereich

Der Radar-Rückstreuquerschnitt (*radar cross section*, RCS) von Objekten ist nach Definition nur gültig, wenn sich der Radarsensor und das erfasste Objekt im gegenseitigen Fernfeld befinden. Dies ist für Weitbereichsanwendung in den meisten Fällen in ausreichender Näherung erfüllt. Bei Nahbereichsanwendungen haben die relevanten Objekte (Fahrzeuge etc.) allerdings so große Abmessungen im Verhältnis zur Entfernung, dass die Annahme des gegenseitigen Fernfeldes nicht mehr zulässig ist und die einschlägig angenommenen RCS-Werte (z.B. 0...10 dBm² für Fahr- und Motorräder, 10...20 dBm² für Personenwagen, 20...30 dBm² für Lastkraftwagen) in Frage zu stellen sind.

Für eine genaue Spezifikation der Radarsensoren auf Basis geforderter Detektionswahrscheinlichkeiten (*probability of detection*, PD) ist aber die Kenntnis der relevanten RCS-Werte zwingend erforderlich. Die verfügbare Datenbasis hierzu ist gering. Im KOKON-Rahmen wurden daher Messungen zur Bestimmung des RCS im Nahbereich durchgeführt. Die derart ermittelten Werte sind nicht mehr gemäß Definition des RCS entfernungsunabhängig und somit als spezifische Rückstreuquerschnitte zu bezeichnen. Gemessen wurde mit dem oben beschriebenen, im Bereich 70-80 GHz arbeitsfähigen, Instrumentationsradar im monostatischen Betrieb. Die Tx/Rx-Antenne wurde in der Montagehöhe der derzeitigen SRR-Sensoren positioniert und verschiedene Fahrzeugtypen in abgestuften Entfernungen vermessen. Um die auftretenden Ausbreitungseffekte realistisch zu erfassen, wurde eine Antennezeile in Streifenleitungstechnik aufgebaut (s. Bild 25 lks.). Deren Charakteristiken bei 76,5 GHz kommen denen der in den 24 GHz SRR-Systemen

eingesetzten Antennen sehr nahe (Öffnungswinkel in Azimut von ca. 60° und in Elevation von ca. 10°). Auf diese Weise war eine durchaus realistische Darstellung des zukünftigen Nahbereichsradar-Betriebs bei 79 GHz möglich (Messungen bei 76,5 GHz!).

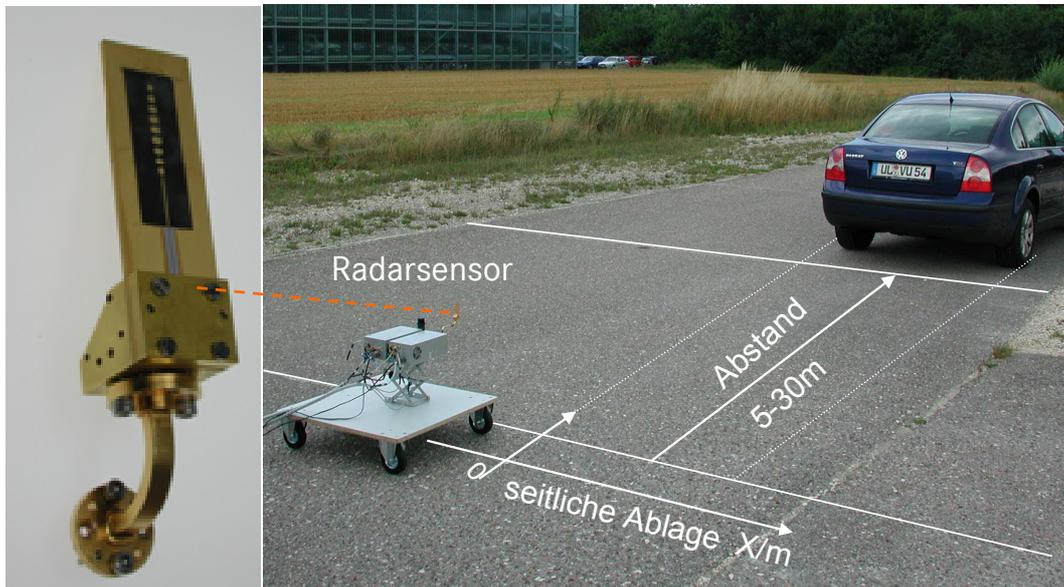


Bild 25: Anordnung zur Vermessung von Rückstreuquerschnitten bei 79 GHz im Nahbereich und verwendete Streifenleitungsantenne. Die Antenne wurde für 76,5 GHz ausgelegt, daher erfolgte die Messkampagne ebenfalls bei dieser Frequenz.

Bei den Untersuchungen wurde für verschiedene Personenwagen und einen Lkw in unterschiedlichen Abständen und Aspektwinkeln die reflektierte Signalintensität gemessen und auf den Rückstreuquerschnitt eines Punktstreuers mit bekanntem RCS im jeweiligen Abstand bezogen. Bild 25 veranschaulicht die Geometrie der Messanordnung. Die Messungen wurden in verschiedenen Abständen im Bereich von 5 bis 30 m mit einer Entfernungsauflösung von 1 m durchgeführt. Bei jedem einzelnen Abstandswert wurde die seitliche Ablage des Radarsensors in Bezug auf die Längsachse des vermessenen Fahrzeuges und somit der Aspektwinkel variiert. Die Antenne war in einer Höhe über Grund angeordnet, die der typischen SRR-Position im Stoßfänger entspricht. Effekte durch Fahrbahnreflexionen sind bewusst in den Radarmessungen mit berücksichtigt, um dem Anspruch der Ermittlung spezifischer Rückstreuquerschnitte unter möglichst vollständiger Berücksichtigung der realen Randbedingungen gerecht zu werden. Bild 26 zeigt einen entsprechend aufgezeichneten RCS-Verlauf bei Variation der seitlichen Ablage um etwa ± 3 m relativ zur Fahrzeugmitte (Abstand zwischen Radarsensor und Pkw-Heck: 5 m). Auffällig ist eine starke Variation der Werte um bis zu 20 dB mit tiefen Einbrüchen. Bei mittleriger Position des Sensors relativ zum Messobjekt wird ein spezifischer Rückstreuquerschnitt von weniger als -5 dBm² registriert. Offenbar sind also für die Sensorspezifikation im Nahbereich deutlich niedrigere RCS-Werte anzusetzen als im Fernbereich. Die Abhängigkeit des spezifischen Rückstreuquerschnittes vom Messabstand wird in den Diagrammen von Bild 27 deutlich. Hier sind jeweils für einen Pkw und einen Lkw die RCS-Werte in den Abständen 5, 10, 15, 20, 25 und 30 m bei Variation der seitlichen Ablage um $\pm 1,5$ m aufgetragen. Wie zu erwarten, nimmt der spezifische Rückstreuquerschnitt zu kleineren Abständen hin ab. Für größere Entfernungen nähern sich die Mittelwerte den üblicherweise veranschlagten Werten von ca. 20 dB für den Pkw und ca. 30 dB für den Lkw an.

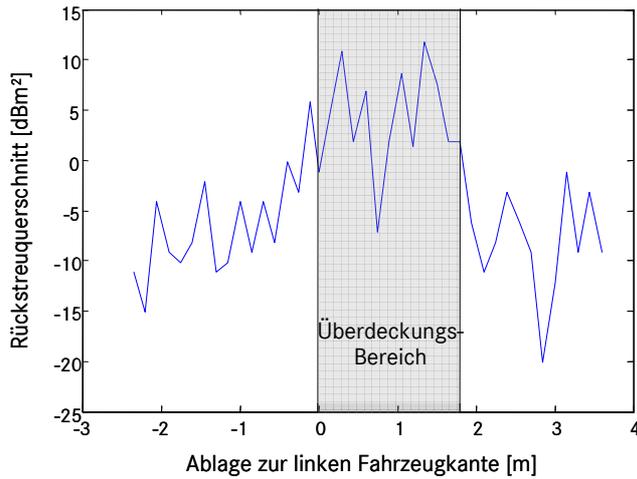


Bild 26: Gemessener spezifischer Rückstreuquerschnitt eines Pkw in der Entfernung 5 m unter seitlicher Variation der Position.

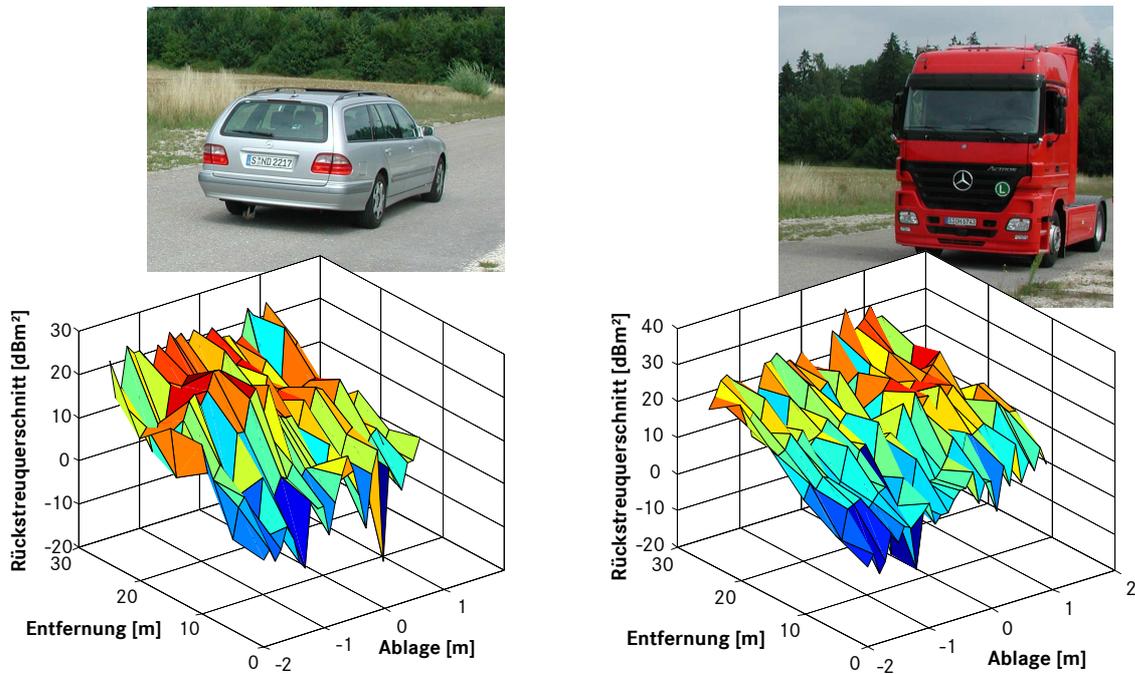


Bild 27: Spezifische Rückstreuquerschnitte in verschiedenen Entfernungen und seitlichen Ablagen für einen Pkw in Heckansicht und einen Lkw in Frontansicht.

Für die Systemauslegung der Radarsensoren sind aber nicht nur die Mittelwerte von Interesse sondern gerade auch statistische Schwankungen. Entsprechende Auswertungen der Messdaten zeigt Bild 28. Beispielhaft für die Abstände 5 m und 25 m sind die Häufigkeitsverteilungen der gemessenen RCS-Werte verschiedener Pkw-Typen unter variierendem Aspektwinkel dargestellt (Bild 28a). Die Integration dieser Histogramme liefert die kumulierte Häufigkeit und gestattet eine direkte Aussage zu Erkennungswahrscheinlichkeiten (Bild 28b). So lässt sich beispielsweise der roten Kurve entnehmen, dass ein Radarsensor mit einer Detektionsschwelle von 0 dBm² @ 25 m für Pkw eine Detektionswahrscheinlichkeit von ca. 95% erreichen würde.

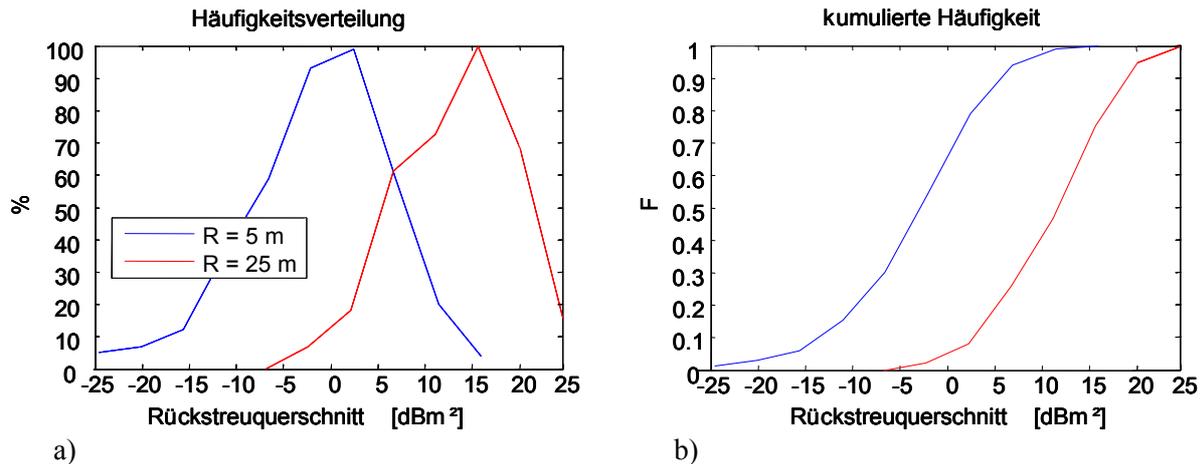


Bild 28: Statistiken gemessener spezifischer RCS-Werte von Pkw in den Entfernungen 5 m und 25 m.

In zukünftigen Untersuchungen wäre die Abhängigkeit der spezifischen Rückstreuquerschnitte von der Entfernungsauflösung sowie die Statistik der Messungen zu vergrößern und um weitere Fahrzeuge zu erweitern.

2.5 Hochauflösender breitbandiger Radarbetrieb

Im vorherigen Kapitel wurde gezeigt, dass eine Fahrzeugrückseite als Ganzes vom Nahbereichsradar verhältnismäßig gut erkannt wird, wobei die Entfernungsauflösung keine dominante Rolle spielt. In einem komplexeren Szenario, z.B. in einer Stadt, ist es von erforderlich, jedes einzelne Ziel getrennt von den anderen Zielen zu detektieren. Eine Verschmelzung würde zu falschen Ergebnissen in Form von scheinbaren Zielorten führen. Weiterhin sollen z.B. ein Fußgänger vor einem Fahrzeug oder beim Einparken ein kleines Hindernis vor dem nächsten Fahrzeug oder einer Wand erkannt werden. Eine weitere Anforderung könnte auch die gewünschte detailliertere Auflösung eines komplexeren Gebildes sein. Vor diesem Hintergrund sollte die Möglichkeit des breitbandigen 79 GHz-Nahbereichsradars zur Entfernungsauflösung im Zentimeterbereich (aufgrund der zugeteilten und maximal nutzbaren Bandbreite von 4 GHz) betrachtet werden. Ziel war, einen ersten Eindruck hinsichtlich der erforderlichen Bandbreite zu gewinnen. Als Szenario wurde ein vertikal orientierter PVC-Stab (Durchmesser ca. 8 cm) im Abstand von 50 cm vor einem frei stehenden Stoßfänger (mit metallischer Haltekulisse auf der Rückseite) gewählt (Bild 29). Dies entspricht einem typischen Einparkenszenario. Gemessen wurde wieder mit dem breitbandigen Millimeterwellen-Meßplatz als Pulsradar-Emulator (monostatischer Betrieb). Der breitbandige Pulsradar-Betrieb kann mit diesem Messplatz nicht direkt dargestellt werden. Vielmehr wird ein statisches Szenario über die relevante Bandbreite (z.B. 76-80 GHz) in diskreten Schritten monofrequent vermessen. Mit einer FFT wird aus dem so gewonnenen „Echospektrum“ das Zielecho eines fiktiven Pulses (Pulsbreite entsprechend der betrachteten Bandbreite) berechnet. Dieses als „Soft-Range-Gating“ bezeichnete Verfahren erfordert eine gewisse Zeit und vor allem einen während der Datengewinnung unbedingt unveränderten Aufbau des Szenarios (Kohärenz der Spektralanteile des Echospektrums erforderlich). Ergebnisse für eine Pulsbreite des emulierten Radars von 1 m (Bandbreite 150 MHz) sowie eine Pulsbreite von 9 cm (Bandbreite ca. 1,7 GHz) zeigen die Bilder 30a und 30b. Während bei der geringen Bandbreite (und Entfernungsauflösung) die Echos von Pfosten und Stoßfänger ineinander verlaufen, ist bei der hohen Bandbreite eine klare Trennung der Echos festzustellen. Welche Bandbreite tatsächlich benötigt wird, hängt wesentlich von der Signalverarbeitung des jeweiligen Radarsensors ab. Zu klären ist auch die hiervon sowie vom RCS des Pfostens abhängige Detektionsreichweite.

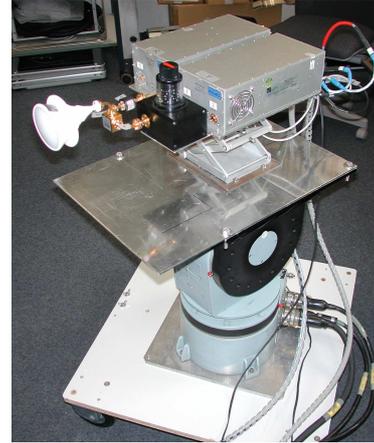
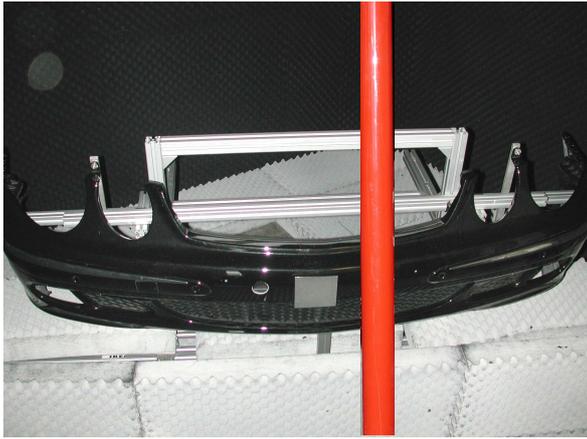


Bild 29: Szenario „PVC-Pfosten vor Stoßfänger“, drehbar gelagertes Radarfrontend.

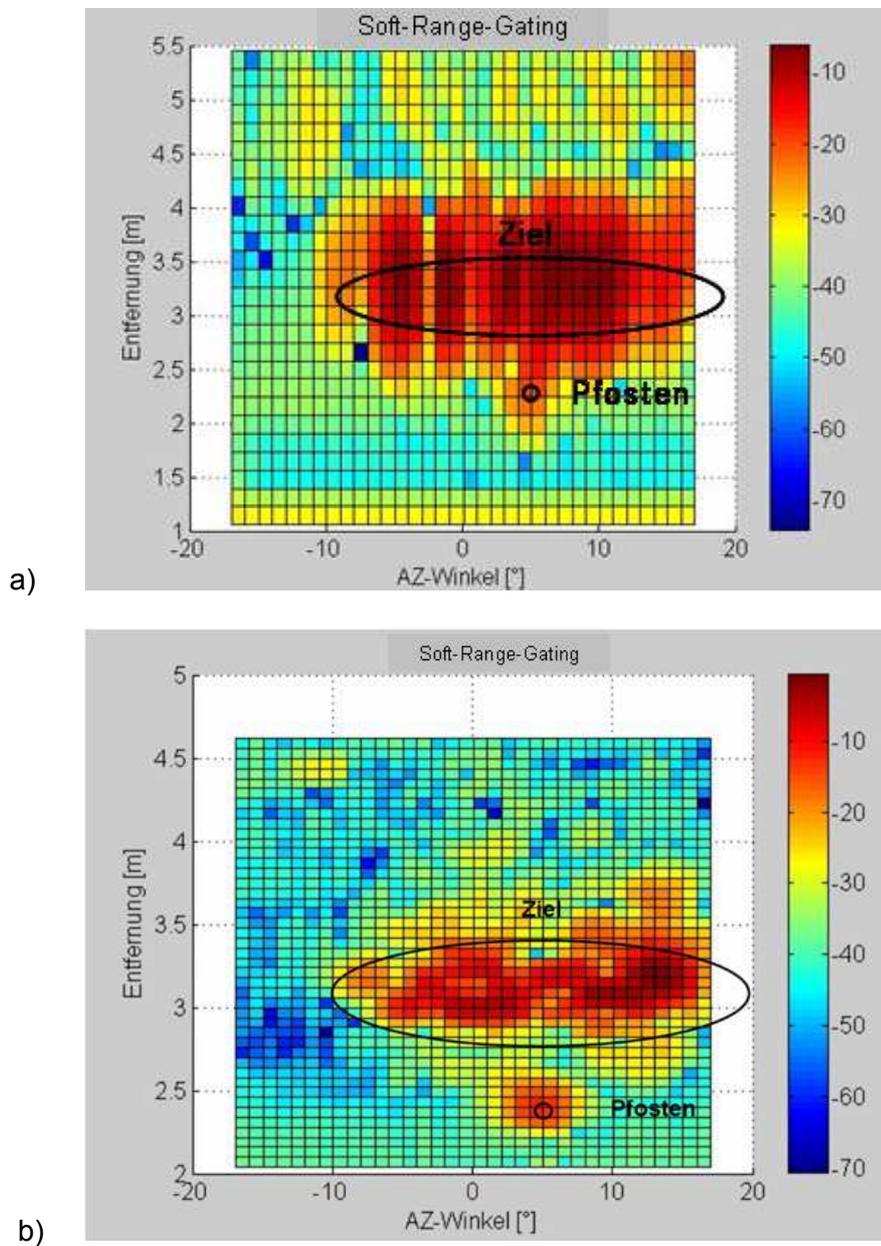


Bild 30: Radarbild a) Bandbreite 150 MHz, b) Bandbreite ca. 1,7 GHz.

2.6 Spezifikation anwendungsbezogener Sensoreigenschaften

Auf Basis der messtechnischen Voruntersuchungen zu den physikalischen Randbedingungen sowie den Anforderungen der künftigen Fahrerassistenz- und Sicherheitssysteme wurden bisher vorhandene Spezifikationen der Weitbereichs- und Nahbereichs-Radarsensorik erweitert und detailliert: Ziel war, eine generische Grundlage sowohl für die weiteren Arbeiten im KOKON-Vorhaben als auch für zukünftige Aktivitäten im Allgemeinen bereitzustellen.

2.6.1 Weitbereichsradar

Nachfolgend werden die aktualisierten Spezifikationen der Weitbereichs-Radarsensorik dargestellt und erläutert.

Tabelle 9 listet die geforderten Erfassungsbereiche in Entfernung, Winkel und Geschwindigkeit samt der jeweils nötigen Auflösung auf. Weiterhin ist die maximale Zykluszeit für Erfassung und Auswertung des gesamten Sichtbereichs angegeben. Die Systemempfindlichkeit wird nicht explizit spezifiziert, sondern anhand der Forderung, dass beliebige Kraftfahrzeuge ab der maximalen Reichweite von 200 m detektiert werden können, und dass ab einer Entfernung von 150 m eine stabile Zielverfolgung möglich ist. Dabei sind eventuelle Empfindlichkeitsverluste durch eine eventuell vorhandene Abdeckplatte, Mehrweginterferenzen, Niederschlag etc. zu berücksichtigen.

| Parameter | Einheit | Spezifikation |
|----------------------------|---------|---------------|
| Entfernung | m | 1 ... 200 |
| Entfernungsauflösung | m | ± 0,25 |
| Geschwindigkeitsbereich | km/h | -100 ... +260 |
| Geschwindigkeitsauflösung | km/h | 1 |
| Öffnungswinkel horizontal | deg | 20 |
| Winkelauflösung horizontal | deg | < 2,5 |
| Öffnungswinkel vertikal | deg | 4,5 |
| Winkelauflösung vertikal | deg | keine |
| Zykluszeit | ms | < 50 |

Tabelle 9: Spezifikation für Weitbereichs-Radarsensoren hinsichtlich der Erfassungseigenschaften

In Tabelle 10 sind die einbauspezifischen Anforderungen zusammengefasst. Dies betrifft Schnittstelle, Abmessungen und Gewichte sowie elektrische und thermische Parameter wie auch einige Teilfunktionalitäten der Sensoren. Die Forderung nach großen zulässigen Montage-Versätze in horizontaler und vertikaler Richtung ist dadurch begründet, den Sensor auch in Nutzfahrzeugen verbauen zu können. Aus Gründen geringer Fertigungskosten und vereinfachter Wartung wird sowohl für die horizontale wie auch für die vertikale Sensorausrichtung ein automatischer Justagevorgang gefordert. Falls dieser nicht mechanisch, sondern durch Signalverarbeitung sensorintern erfolgt, sind die Winkelerfassungsbereiche nach Tabelle 1 entsprechend größer vorzusehen. Der Sensor muss in der Lage sein, Empfindlichkeitsverluste durch Hardwareausfall oder Verschmutzung des Radoms in beliebigen Szenarien zu erkennen. Dies ergibt sich wiederum aus den Anforderungen an die Sicherheitsfunktionalität und soll innerhalb der spezifizierten Zeitspanne erfolgen. Das Kriterium „Interferenzfestigkeit“ bringt zum Ausdruck, dass ein in Sichtverbindung befindlicher Radarsensor weder die Detektion von Falschzielen verursachen darf noch eine Unterschreitung der spezifizierten Systemempfindlichkeit. Die Forderung nach einer Sendeleistungsreduzierung im Stand ist dadurch begründet, künftige Systeme für alle

Märkte zu vereinheitlichen. In der US-amerikanischen Frequenzregulierung (FCC) ist für Kfz-Radarsysteme im Frequenzband 76-77 GHz eine Reduzierung der Leistungsdichte auf maximal 200 nW/cm² im Abstand von 3 m vorgeschrieben, sobald sich das Fahrzeug im Stillstand befindet. Daher wird diese Spezifikation generell übernommen.

| Parameter | Einheit | Spezifikation |
|------------------------------------|---------|---------------|
| Schnittstelle | - | CAN |
| Gesamtleistungsaufnahme | W | < 6 |
| Sendeleistung (Spitzenwert) | mW | < 10 |
| Sensorgroße (BxHxT) | mm | 100×100×50 |
| Sensorgewicht | g | < 500 |
| Betriebstemperatur | °C | -40 ... 85 |
| Lagertemperatur | °C | -40 ... 105 |
| Einbauversatz horizontal | cm | ± 80 |
| Einbauversatz vertikal | cm | > 50 |
| Autojustage horizontal (Bereich) | deg | -3 ... +3 |
| Genauigkeit der Autojustage horiz. | deg | < 0,1 |
| Autojustage vertikal (Bereich) | deg | -2 ... +2 |
| Genauigkeit der Autojustage vert. | deg | < 0,2 |
| Ausfalls-Erkennungszeit | sec | < 1 |
| Interferenzfestigkeit | - | ja |
| Leistungsreduzierung im Stand | - | ja |

Tabelle 10: Spezifikation für Weitbereichs-Radarsensoren hinsichtlich der Einbaubedingungen und einiger Teilfunktionalitäten

2.6.2 Nahbereichsradar

In der KOKON-Vorhabensbeschreibung ist gefordert, dass der Fokus bei der Konzipierung der neuen 79 GHz SRR-Sensoren auf einer Minimierung des Umsetzungsrisikos von 24 GHz nach 79 GHz liegen soll. Vor diesem Hintergrund sollen in einem ersten Schritt möglichst große Anteile der bei den gegenwärtigen 24 GHz SRR-Sensoren verwendeten Konzepte, Architekturen und Verfahren auf die neuen Sensoren übertragen bzw. favorisiert werden. Aus Anwendersicht bedeutet dies, dass als Minimalforderung zunächst die Anwenderforderungen an die 24 GHz-SRR-Sensoren übernommen werden. Schon vorhandene Regulierungen für die 79 GHz-Sensoren, wie die nationale Allgemein-Frequenzzuteilung für Kfz-Kurzstreckenradar im Bereich 77-81 GHz der RegTP (Vfg 59/2004), wurden neben den Erkenntnissen der vorausgegangenen Untersuchungen und Messkampagnen entsprechend eingearbeitet. Nachfolgende Tabelle 11 zeigt den Status der erarbeiteten 79 GHz Nahbereichsradar-Spezifikationen.

In Vfg 59/2004 ist die zulässige Sendeleistung außerhalb bzw. „vor“ dem Stoßfänger angegeben. Die tatsächlich erforderliche Sendeleistung des Sensors und deren Optimierung hängen wesentlich von den Eigenschaften des Stoßfängers, des Ausbreitungsmediums sowie den Rückstreuungseigenschaften der zu erfassenden Ziele im betrachteten Frequenzbereich ab.

| Parameter | Einheit | Spezifikation |
|---|---------|--|
| Radarprinzip | - | Puls oder FMCW |
| Betriebs-Mittenfrequenz | GHz | 79 |
| Maximale mittlere Sendeleistungsdichte (EIRP) | dBm/MHz | -3 (Vfg 59/2004 der RegTP) |
| Sendeleistung Spitzenwert (EIRP) | dBm | 55 (Vfg 59/2004 der RegTP) |
| Maximale mittlere Sendeleistungsdichte (EIRP), außerhalb KFz, infolge Betrieb SRR | dBm/MHz | -9 (Vfg 59/2004 der RegTP) |
| Empfänger-/Nebenaussendungen | dBm/MHz | < -41 |
| Bandbreite | GHz | 4 |
| Pulsbreite (Pulsradar) | nsec | 1,0 - 1,5 |
| PRF | MHz | ≈ 3 |
| Zykluszeit | msec | 40 |
| Detektionsbereich | deg | Azimut ±40 (Messung) Azimut ±65 (Seitendetektion) Elevation ±8 |
| Anzahl Objekte | - | 10 |
| Objektparameter | - | Entfernung, Winkelablage, Geschwindigkeit, Qualität, ID |
| Entfernungsmessbereich | m | 0,2 - 30 |
| Entfernungs- (Objekt-) Auflösung | m | 0,15 |
| Entfernungsmessgenauigkeit | m | ± 0,05 (Bereich 0,5 - 2m) ± 0,075 (Bereich 2 - 30m) |
| Winkelmessbereich, Azimut | deg | ± 40 |
| Winkelauflösung (benachbarte Objekte) | deg | 2 (Winkelabstand) |
| Winkelmessgenauigkeit, Azimut | deg | < 1 (innerhalb ± 20) |
| Geschwindigkeitsmessbereich | km/h | 0 - 120 |
| Geschwindigkeitsauflösung | Km/h | < 1 |
| Geschw.-Eindeutigkeitsbereich | km/h | 120 |
| Datenschnittstelle | - | CAN, Flexray, 500 kbit/s |
| Versorgungsspannung | V | 9 – 16 (12 nominal) |
| maximale Leistungsaufnahme | W | 5 |
| Betriebs-Temperaturbereich | °C | -40 bis +85 |
| Lager-Temperaturbereich | °C | -10 bis +55 |
| Sensorabmessungen (BxHxT) | cm | 4x2,5x1 (5x3,5x1 max.) |

Tabelle 11: Satz generischer Spezifikation von 79 GHz SRR-Radarsensoren

Nachfolgend einige allgemeine Anmerkungen zur Nahbereichsradar-Auslegung bei 79 GHz:

- Es wird eine bistatische Auslegung des SRR-Sensors vorgeschlagen:
 - im monostatischen Fall ist, aufgrund des Übersprechens z. B. via Zirkulator, der Einsatz eines rauscharmen Vorverstärkers nicht möglich. Vorverstärker und nachfolgender Mischer würden in die Sättigung gesteuert werden.
 - Aufgrund von Nichtlinearität und Phasenrauschen des Oszillators werden durch Nahbereichsreflexion (bzw. durch das Übersprechen z.B. via Zirkulator im monostatischen Fall) Ziele generiert. Diese spielen bei gewünschten SRR-Messentfernungen ab Null eine Rolle und müssten aufwendig ausgeblendet werden. Die Erfahrung zeigt, dass bei bistatischem Betrieb dieser Einfluss um einen Faktor von ca. 20 dB besser ist als bei monostatischem Betrieb.

- Skalierung der Abmessungen vorhandener 24 GHz SRR-Sensoren: die Abmessungs-Spezifikationen sind realistisch, wenn nur die Aperturgröße infolge Skalierung vorhandener 24 GHz SRR-Sensor um einen Faktor ~ 3 berücksichtigt wird. Hier ist noch genauer zu evaluieren, inwieweit dieser Ansatz z.B. aufgrund des Abstandes vom Sensor zum Stoßfänger und der elektromagnetischen Effekte in Abhängigkeit hiervon noch zu modifizieren ist.
- Die Spezifikation der erforderlichen Sendeleistung, der Empfänger-Rauschzahl, der Empfindlichkeit, des S/N bedingt die Kenntnis des vom Fahrzeug rückgestreuten Feldes (Beispiele dazu siehe oben) sowie der konkreten Einbauposition (Höhe über Grund \rightarrow Fading aufgrund der Mehrwegeausbreitung). Diese Parameter sind zu applikationsspezifisch, generische Parameter sind daher in obiger Tabelle nicht angegeben.

3 Systemsimulation eines 79 GHz UWB-Radarsensors (Unterauftrag an die Universität Erlangen) [20]

Hinsichtlich möglicher Sensor-Systemkonzepte war für die Nahbereichssensoren zu untersuchen, inwieweit Konzepte und Architekturen der gegenwärtigen Systeme bei 24 GHz in den Bereich 77-79 GHz übertragbar sind. Dies betraf einerseits Schaltungstechnik und Funktionsprinzip, aber auch physikalische Ausbreitungs- und Objektreflexionseigenschaften. Bei der Auswahl der Konzepte waren generell im Sinne einer Minimierung des Umsetzungsrisikos etablierte Verfahren (Puls- und FMCW-Radar zur Entfernungsbestimmung, Strahlrichtungsumschaltung bzw. Amplituden-Monopuls zur Winkelbestimmung) zu favorisieren. Hierzu waren numerische Simulationen zur Systemevaluierung und Parameteroptimierung durchzuführen. Die Weitbereichssensoren wurden hier nicht speziell betrachtet, da der Benefit für diese Sensoren im wesentlichen in der Realisierung kostengünstiger Halbleiterkomponenten zu sehen ist.

Auf Basis der erarbeiteten anwendungsbezogenen Sensorspezifikationen sowie von verfügbaren Daten zu SiGe-Halbleiterkomponenten wurde im Rahmen eines **Unterauftrags an die Universität Erlangen (Lehrstuhl für technische Elektronik, Herr Prof. Weigel)** eine Systemsimulation des Radarsensors durchgeführt. Hierbei wurden der Einfluß kritischer Parameter bei der Hardware-Implementierung sowie die mögliche Sensorperformance ermittelt. Die Ergebnisse wurden bei der Spezifikation der Radarfrontend-Module und deren Komponenten herangezogen.

Der **zusammenfassende Bericht der Universität Erlangen zum Unterauftrag** ist nachfolgend wiedergegeben (*Zitat*):

Im Rahmen des Kokon-Projekts wurde eine Systemsimulation für ein Pulsradarsystem im Frequenzbereich von 77 bis 81 GHz durchgeführt. Die Simulation beinhaltet die Bestimmung der Objektentfernung R und der Objektgeschwindigkeit v über die Dopplerfrequenz f_D . zeigt den im Digitalteil von ADS realisierten Korrelationsempfänger. Der Sendeteil besteht, wie in Abbildung E1 zu sehen, aus dem Modulator mit Oszillator und Puls-Former und dem geregelten Ausgangsverstärker (VG-PA). Das über die Antenne abgestrahlte Sendesignal wird vom Radarkanal zeitlich verzögert, gedämpft und in der Phase verschoben. Der rauscharme Vorverstärker (LNA) direkt nach der Antenne gibt das Empfangssignal an den I/Q-Demodulator. Dort wird das verrauschte Empfangssignal mit dem, durch eine variable Delayline, verzögerten Sendesignal multipliziert und anschließend durch eine Integrate&Dump-Schaltung integriert (vgl. [1]). Das einstellbare Verzögerungsglied teilt das Signal in Range Gates ein, die die Entfernungsauflösung vorgeben. In der Simulation sind die Range Gates, genau wie der Sendepuls, 0,5 ns breit, was einer Entfernungsauflösung

von 7,5 cm entspricht. Es werden in einem Messzyklus 267 Range Gates ausgewertet. Jeder Messzyklus liefert ein Sample für die FFT der Dopplerfrequenzauswertung.

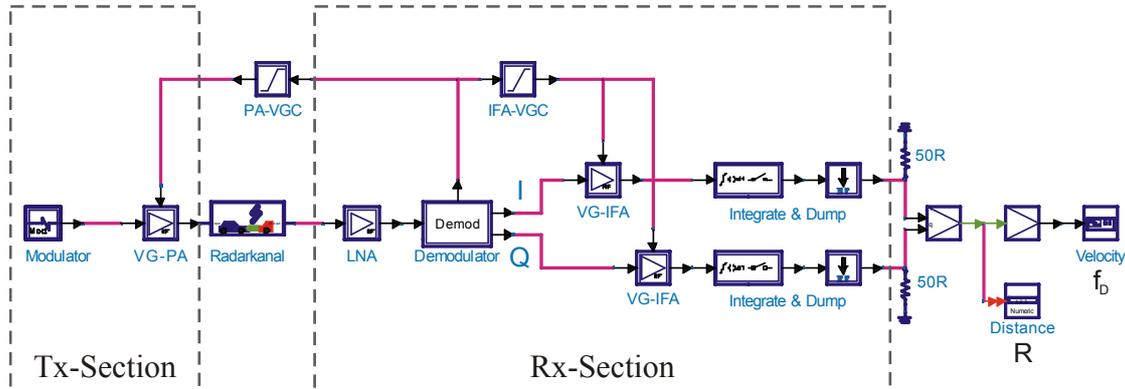


Abbildung E1: Puls-Doppler-Radar Gesamtsystem

Aufgrund der Entscheidung der ECC vom 19. März 2004 beträgt die maximale Sendeleistungsdichte im Frequenzbereich von 77 bis 81 GHz -3 dBm/MHz EIRP, die Spitzenleistung 55 dBm EIRP [2].

Nach der Simulation des Gesamtsystems mit idealisierten Bauelementen werden Nichtidealitäten, wie Phasenrauschen, Verstärkerrauschen, Isolation von Schaltern und Nichtlinearitäten in die Simulation eingebunden. Außerdem wird das Antennenrauschen mit einer Leistungsdichte von -174 dBm/Hz in den Radarkanal implementiert.

Das Prinzip des Korrelationsempfängers ist es, das im Rauschen liegende Empfangssignal, welches mit dem Sendesignal bei entsprechender Verzögerung korreliert ist, aus dem unkorrelierten thermischen Rauschen herauszuheben. Die Rauschzahlen von Verstärkern und Mischern führen zu einer Verschlechterung der Gesamtrauschzahl des Systems. Durch die Mittelung mehrerer Messzyklen wird das Signal-Rausch-Verhältnis (SNR) verbessert und das Nutzsignal hebt sich, ähnlich wie bei CDMA, aus dem Rauschen heraus. Je mehr Zyklen dafür nötig sind, desto höher wird die Update Rate, also die Zeit die benötigt wird, um ein Ziel zu detektieren. Phasenrauschen des Lokaloszillators oder anderer Komponenten, wie z.B. des Phasenschiebers im Empfänger verkleinern den Integrationsgewinn, sodass keine kohärente Integration mehr vorliegt. Entscheidend für die Bewertung des Empfangssignals sind die Detektionswahrscheinlichkeit und die Falschalarmrate, die sich aus dem SNR und der Threshold-Spannung berechnen. Während bei großen Entfernungen eher Rauschen die Detektionswahrscheinlichkeit beeinflussen, sind bei kleineren Entfernungen Nichtlinearitäten und die Isolation der Schalter die entscheidenden Faktoren. Dies kann gerade bei einem sehr geringen Duty Cycle zu Fehldetektionen führen. Die verwendeten HF-Parameter sind in Tabelle T1 zusammengefasst.

| | Oszillator [6] | Switch [3] | PA [4] | LNA [5] | Mischer [7] |
|------------------|----------------|------------|----------|------------|-------------|
| Frequenz | 77 GHz | 24 GHz | 77 GHz | 77 GHz | 79 GHz |
| Gain | - | -0,3dB | 17 dB | 18 dB [1]* | 24 dB |
| NF | - | 13,1 dB | - | 4,8 dB | 14 dB |
| P _{1dB} | - | 14 dBm* | 14,5 dBm | 5 dBm* | -4 dBm |
| Power | 12 dBm* | - | 17,5 dBm | - | - |
| Phase Noise | -97 dBm/Hz | - | - | - | - |

* modifizierte Werte

Tabelle T1: HF-Parameter der verwendeten Komponenten

Simulationsergebnisse für verschiedene Entfernungen und Geschwindigkeiten sind in Abbildung E2 dargestellt. Es ist also möglich mit Hilfe einer Systemsimulation die Entfernung und die Geschwindigkeit von Objekten zu bestimmen und dabei die Auswirkungen von Nichtidealitäten verschiedener Baugruppen einzubeziehen. Dies ist hilfreich bei der Dimensionierung zukünftiger Schaltungen und zeigt die Anforderungen, die an das Radarsystem und an die Schaltungstechnik bei 79 GHz gestellt werden müssen. Es ist auch möglich einzelne Komponenten auf Schaltungsebene mit Hilfe von Co-Simulationen einzubinden und ihre Auswirkungen auf das Gesamtsystem zu testen.

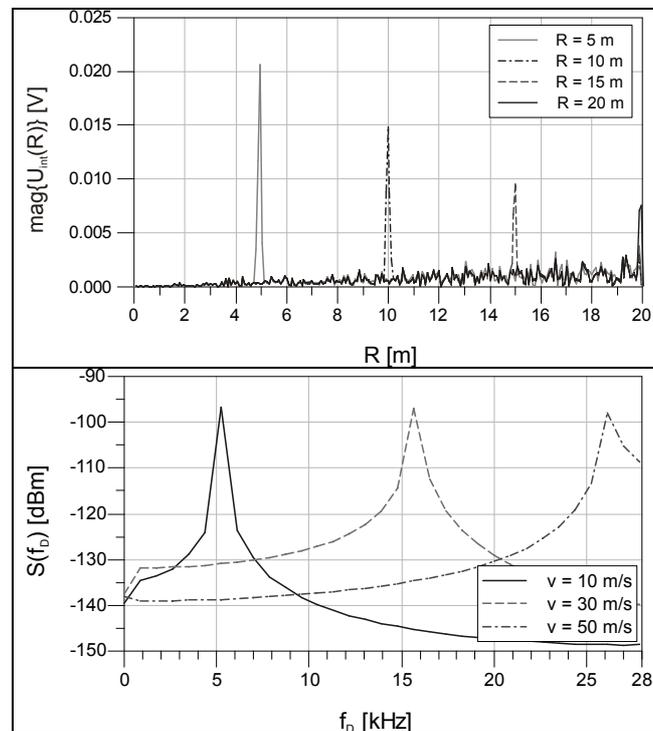


Abbildung E2: Bestimmung der Entfernung R und Geschwindigkeit v

- [1] GRESHAM, I. ; JENKINS, A. ; EGRI, R.: Ultra-Wideband Radar Sensors for Short-Range Vehicular Applications, IEEE, September 2004
- [2] ECC: ECC Decision of 19 March 2004 on the frequency band 77 – 81 GHz to be designated for the use of Automotive Short Range Radars (ECC/DEC/(04)03), CEPT, March 2004
- [3] HANCOCK, T. M. ; GRESHAM, I. ; REBEIZ, G. M.: A Differential Sub-Nanosecond High-Isolation Absorptive Active SiGe 24 GHz Switch for UWB Applications, IEEE, 2004
- [4] KOMIJANI, A.; HAJIMIRI, A.: A Wideband 77GHz, +17.5dBm Power Amplifier in Silicon. IEEE, September 2005
- [5] DEHLINK, B. ; WOHLMUTH, H.-D. ; AUFINGER, K.; MEISTER, T. S.; BÖCK, J.; SCHOLTZ, A. L.: A Low-Noise Amplifier at 77 GHz in SiGe:C Bipolar Technology.
- [6] LI, H. ; REIN, H.-M. ; SUTTROP, T.; BÖCK, J.: Fully Integrated SiGe VCOs With Powerful Output Buffer for 77-GHz Automotive Radar Systems and Applications Around 100 GHz, IEEE, 2004
- [7] PERNDL, W. ; KNAPP H.; WURZER M.; AUFINGER K.; Meister T.; BÖCK J.; SIMBÜRGER W.; SCHOLTZ A.: A Low-Noise, High-Gain Double-Balanced Mixer for 77 GHz Automotive Radar Front-ends in SiGe Bipolar Technology“, Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, 2004

(Zitat Ende)

4 Komponentenspezifikation

Bei der Spezifikation von Halbleiter-Chipsätzen auf SiGe-Basis wurden die Elektronik-Zulieferer durch Bereitstellung der sensorspezifischen Parameter der erforderlichen Radar-Frontend-Module unterstützt. Die Grundlage hierfür bildeten die zuvor erarbeiteten applikationsspezifischen Sensorspezifikationen sowie die im Rahmen des Unterauftrags an die Universität Erlangen (Lehrstuhl für technische Elektronik, Herr Prof. Weigel) durchgeführte Systemsimulation des Radarsensors. Hierbei wurden der Einfluß kritischer Parameter bei der Hardware-Implementierung sowie die mögliche Sensorperformance ermittelt.

Die entscheidenden Komponenten eines Radarsystems sind die Sendeeinheit, die Signalmodulationseinheit, das Antennensystem, die Empfangseinheit und die Signalverarbeitungseinheit.

Für die Realisierung zukünftiger kostengünstiger 76-81 GHz Radarsensoren sind MMIC Lösungen anzustreben. Der Fokus innerhalb des Verbundvorhabens KOKON liegt bei der kostengünstigen und leistungsfähigen Realisierung von SiGe HBT MMICS für Weitbereichs- und Nahbereichsradar-Sensorsysteme.

Im ersten Schritt können die Radar-Sensoren mit 2-3 MMICs realisiert werden: einem Sender/Transmitter MMIC, einem Empfangs/Receiver MMIC und einem Modulations-/Pulsformer MMIC. In naher Zukunft ist ein vollintegrierter Transceiver MMIC anzustreben. Der Sende-MMIC muss einen VCO mit geringen Phasenrauschen, Pufferverstärker zur Erzielung der notwendigen Ausgangsleistung, Frequenzteiler mit entsprechenden Ausgängen zur Funktionsüberwachung, Temperatur- und Leistungsdetektoren enthalten. Differentielle Schaltungstechnik ist vorteilhaft für verlustfreien Übergang aufs Board. Der Empfangs-MMIC muss einen hochempfindlichen, rauscharmen LNA und einen hochlinearen, rauscharmen Mischerbaustein enthalten.

Für den Sendechip sind die wichtigen Kenngrößen:

- Ausgangsleistung
- Frequenz
- Abstimmbereich
- Temperaturgang
- Phasenrauschen
- Variabler Verstärkungsbereich
- Versorgungsspannung
- Versorgungsstrom

Für den Empfangschip mit LNA sind die entscheidenden Kenngrößen:

Rauscharmer Vorverstärker

- Verstärkung
- Rauschzahl

Mischer

- Verstärkung
- SSB Noise Figure
- 1 dB compression point
- Versorgungsspannung
- Versorgungsstrom

Für nach dem Pulsverfahren arbeitende UWB-Nahbereichs-Radarsysteme ist die Pulsformungseinheit eine wichtige Komponente. Die Pulsformung kann mit single-pole double-throw (SPDT) absorptiven Schaltern in SiGe- Technologie realisiert werden. Entscheidende Kenngrößen hierfür sind:

- Durchgangsdämpfung
- Sperrdämpfung
- Anstiegszeit (muss für Ausnützung der erlaubten Bandbreite von 4 GHz bei 87,5 ps liegen).

Generell müssen die Spezifikationen der Halbleiterkomponenten dem automotiven Qualitätsanforderungsprofil genügen:

- Betriebstemperatur-Bereich: $-40\text{ °C} \dots +125\text{ °C}$ (Chip Rückseite)
- Maximale Junction-Temperatur: $T_{j,max} \sim 170\text{ °C}$ (für einige 100h)
- "Zero Defect"; Early Life Failure Rate (ELFR) $< 1\text{ ppm}$.

Durch die hohe Arbeitsfrequenz im Bereich 76-81 GHz erfolgt der Betrieb der SiGe HBT Transistoren nahe an den intrinsischen Grenzfrequenzen. Dies bedingt einen erhöhten Einfluss von Temperatur und Prozesstoleranzen. Zur Erzielung einer ausreichenden Ausgangsleistung liegen die Arbeitsspannungen über der CE-Durchbruchspannung der Transistoren. Dabei besteht die Gefahr der I_b / HFE Degradation durch Hot Carrier Effekte und eine Degradation der Rauscheigenschaften.

Für das Schaltungsdesign ist ein kompaktes Design zur Reduzierung von parasitären Effekten gefordert. Die hohen Stromdichten bedingen eine hohe Leistungsdichte und können zur Selbsterwärmung und Hot Spots führen.

Die Temperatur-Effekte müssen beim Design berücksichtigt werden. Dies erfordert die

- Modellierung der Temperaturabhängigkeit der Deviceparameter
- Modellierung der Temperaturverteilung innerhalb des ICs (Hot Spots)
- Designvorhalt für Parametervariation
- Modellierung der Zuverlässigkeit (Elektromigration / Stromdichten)
- Varaktor um Temperaturgang der VCO Schwingfrequenz elektrisch auszuregeln

Insgesamt werden dadurch an das MMIC Design sehr hohe Anforderungen gestellt. Die Spezifikationen für die notwendigen Halbleiterkomponenten sind nachfolgend zusammengestellt.

4.1 Spannungsgesteuerte Oszillatoren (VCO)

Die Spezifikationen für 76,5 GHz LRR-VCOs sind nachfolgend in Tabelle 12 und für 79 GHz SRR-VCOs in Tabelle 13 zusammengefasst.

| Parameter | Bedingungen | Einheit | Min. | Typ. | Max. | Kommentar |
|--------------------------------|---|---------|------|------|------|--------------------------------------|
| Arbeitstemperaturbereich | Temperatur auf Chip-Rückseite | °C | -40 | | +125 | |
| Chip-Höhe | | µm | | 110 | | je nach AVT |
| Versorgungs-Spannung | | V | 4,5 | 5,0 | 5,5 | |
| | | | | | | |
| Frequenz | | | | | | |
| Unterste Abstimmfrequenz | | GHz | 76 | | | Komplette Frequenzbereich abstimmbar |
| Höchste Abstimmfrequenz | | GHz | | | 77 | |
| Abstimm-Geschwindigkeit | 10% auf 90% für ein 200 MHz Frequenzhub | ns | | | 5 | |
| Abstimm-Spannungsbereich | | V | 0 | | 5 | |
| Abstimm-Empfindlichkeit | | MHz/V | 200 | | 500 | |
| | | | | | | |
| Leistungen | | | | | | |
| Ausgangsleitung | + Ausgang | dBm | 13 | | | ≥ 16 dBm Gesamtleistung |
| Ausgangsleitung | - Ausgang | dBm | 13 | | | |
| | | | | | | |
| LO Ausgangsleitung | + Ausgang | dBm | 7 | | | Abhängig vom Mischer |
| LO Ausgangsleitung | - Ausgang | dBm | 7 | | | |
| | | | | | | |
| Phasenrauschen | @100kHz | dBc/Hz | | | -75 | |
| Phasenrauschen | @1MHz | dBc/Hz | | | -95 | |
| | | | | | | |
| Amplitudenrauschen | @10kHz | dBc/Hz | | | -160 | |
| | | | | | | |
| Harmonische | | dBc | | | -25 | |
| Störleistung | | dBc | | | -65 | |
| | | | | | | |
| | | | | | | |
| Teiler Ausgänge | | | | | | |
| Ausgangsleistung Teiler4 | + Ausgang | dBm | -5 | | | |
| Ausgangsleistung Teiler4 | + Ausgang | dBm | -5 | | | |
| Ausgangsleistung Teiler8 | + Ausgang | dBm | -5 | | | |
| Ausgangsleistung Teiler8 | + Ausgang | dBm | -5 | | | |
| Ausgangsleistung Teiler256 | + Ausgang | dBm | -5 | | | |
| Ausgangsleistung Teiler256 | + Ausgang | dBm | -5 | | | |
| | | | | | | |
| Temperatur Sensor | | | | | | |
| Genauigkeit | | °C | ±2 | | | |
| | | | | | | |
| Ausgang Signal Detektor | | | | | | |
| Genauigkeit | | dB | ±2 | | | |

Tabelle 12: Spezifikationen von 76,5 GHz VCOs für LRR-Anwendungen

| Parameter | Bedingungen | Einheit | Min. | Typ. | Max. | Kommentar |
|--------------------------------|---|---------|------|------|------|--------------------------------------|
| Arbeitstemperaturbereich | Temperatur auf Chip-Rückseite | °C | -40 | | +125 | |
| Chip-Höhe | | µm | | 110 | | |
| Versorgungs-Spannung | | V | 4,5 | 5,0 | 5,5 | |
| | | | | | | |
| Frequenz | | | | | | |
| Unterste Abstimmfrequenz | | GHz | 77 | | | Komplette Frequenzbereich abstimmbar |
| Höchste Abstimmfrequenz | | GHz | | | 81 | |
| Abstimm-Geschwindigkeit | 10% auf 90% für ein 200 MHz Frequenzhub | ns | | | 5 | |
| Abstimm-Spannungsbereich | | V | 0 | | 5 | Hauptbereich 0...2 V |
| Abstimm-Empfindlichkeit | | MHz/V | 800 | | 2000 | |
| | | | | | | |
| Leistungen | | | | | | |
| Ausgangsleitung | + Ausgang | dBm | 13 | | | ≥ 16 dBm Gesamtleistung |
| Ausgangsleitung | - Ausgang | dBm | 13 | | | |
| | | | | | | |
| LO Ausgangsleitung | + Ausgang | dBm | 7 | | | Abhängig vom Mischer |
| LO Ausgangsleitung | - Ausgang | dBm | 7 | | | |
| | | | | | | |
| Phasenrauschen | @100kHz | dBc/Hz | | | -75 | |
| Phasenrauschen | @1MHz | dBc/Hz | | | -95 | |
| | | | | | | |
| Amplitudenrauschen | @10kHz | dBc/Hz | | | -160 | |
| | | | | | | |
| Harmonische | | dBc | | | -25 | |
| Störleistung | | dBc | | | -65 | |
| | | | | | | |
| | | | | | | |
| Teiler Ausgänge | | | | | | |
| Ausgangsleistung Teiler4 | + Ausgang | dBm | -5 | | | |
| Ausgangsleistung Teiler4 | + Ausgang | dBm | -5 | | | |
| Ausgangsleistung Teiler32 | + Ausgang | dBm | -5 | | | |
| Ausgangsleistung Teiler32 | + Ausgang | dBm | -5 | | | |
| | | | | | | |
| Temperatur Sensor | | | | | | |
| Genauigkeit | | °C | ±2 | | | |
| | | | | | | |
| Ausgang Signal Detektor | | | | | | |
| Genauigkeit | | dB | ±2 | | | |

Tabelle 13: Spezifikationen von 79 GHz VCOs für SRR-Anwendungen

4.2 Leistungsverstärker (PA)

Der Leistungsverstärker ist vorteilhaft bereits im VCO Schaltkreis als ein- oder zweistufiger Verstärker mitintegriert. Die Kombination VCO und Bufferverstärker müssen so ausgelegt werden, dass die erforderliche Leistung von ≥ 16 dBm erzielt werden.

4.3 Rauscharme Eingangsverstärker (LNA)

Rauscharme Vorverstärker (LNA) beziehungsweise variable gain amplifier, wie in der Systemsimulation beschrieben, sind vorteilhaft bereits im Mischerchip integriert. Ihre Eigenschaften müssen auf hohe Verstärkung, geeignete Bandbreite und niedrige Rauschzahlen ausgelegt sein. Bei 77 GHz sind Verstärkungen von 10 dB und Rauschzahlen unter 5 dB gefordert.

4.4 Mischer

Die Anforderungen an den Mischer für Weit- und Nahbereichsradarapplikationen sind in nachfolgender Tabelle 14 zusammengefasst.

| | |
|------------------------------|-------------------|
| Frequenzbereich RF/LO: | 76 GHz bis 81 GHz |
| Rauschzahl (@10 kHz, SSB): | < 14 dB |
| Conversion Gain / Loss: | > 10 dB |
| Isolation LO /RF: | 20 dB |
| 1 dB input compression point | 0 dBm |
| Min. LO power | -6 dBm |

Tabelle 14: Spezifikationen von 79 GHz Mischers für LRR/SRR-Anwendungen

4.5 Pulsformer

Für UWB-Nahbereichs-Pulsradarsysteme ist die Pulsformungseinheit eine wichtige Komponente. Bei 24 GHz SRR-Sensoren wird die Pulsformung mit single-pole double-throw (SPDT) absorptiven Schaltern bereits heute in SiGe-Technologie realisiert. Die Anforderungen an die Pulsformungseinheit für 79 GHz SRR-Systeme sind:

Aus der maximal genutzten Bandbreite B von 4 GHz für Short Range Radar (SRR) ergibt sich eine erlaubte Pulslänge τ_p entsprechend der Formel:

$$B \approx \frac{1}{\tau_p}$$

von $\tau_p = 0,25$ ns. Die damit erzielbare minimale Entfernungsauflösung ΔR_{\min} ergibt sich entsprechend der Formel:

$$\Delta R_{\min} = \frac{1}{2} \cdot \tau_p \cdot c$$

zu 3,75 cm Für die Anstiegszeit des Pulses gilt die Näherungsformel:

$$\tau_{r10\%-90\%} \times B_{3dB} = 0,35$$

Hieraus ergibt sich eine geforderte Anstiegs-/Abfallzeit des Pulses von $\leq 87,5$ ps In der Regel wird die Pulsbreite variabel gehalten, um sich den geforderten Empfangsauflösungs-

Anforderungen anpassen zu können. Für 24 GHz SRR Sensoren beträgt die angestrebte Pulsdauer $0,25\text{ns} < \tau_p < 2\text{ns}$. Die Durchgangsdämpfung sollte $\leq 1\text{ dB}$ sein, die Sperrdämpfung sollte bei $\geq 30\text{ dB}$ liegen.

5 Frequenzregulierung und Standards

Die wesentliche Motivation für das KOKON-Projekt war die existierende Frequenzregulierung für Ultra-Wideband (UWB) Automobil-Nahbereichsradar in Europa (Bild 31). An dieser arbeitet DaimlerChrysler seit 2001 im Rahmen des SARA-Industriekonsortiums mit (SARA = Short Range Automotive Radar Frequency Allocation). Als UWB bezeichnet man eine relative Bandbreite von 25% oder auch eine absolute Bandbreite von $> 500\text{ MHz}$ oder $> 1\text{ GHz}$ (je nach Quelle der Definition).



Bild 31: Europäische Frequenzregulierung für UWB Nahbereichsradar im Automobil.

Die europäische Regulierung wurde

- für 24 GHz in den EC/ECC-Entscheidungen 2005-50-EC und ECC/DEC(04)10 und
- für 79 GHz in den EC/ECC-Entscheidungen 2004-545-EC und ECC/DEC(04)03 fixiert. In dieser Regulierung ist u.a. für 2009/10 ein Sachstands-Review bei der EU vorgesehen, in dessen Rahmen auch die Verfügbarkeit von 79 GHz-Radar-Produkten verbindlich nachzuweisen ist.

Die Umsetzung in nationales Recht erfolgte in Form der Allgemeinen Frequenzzuteilungen

- Vfg 59/2004 (für 79 GHz UWB Automobilradar) und
- Vfg 40/2005 (für 24 GHz UWB Automobilradar)

der RegTP (jetzt BNetzA). Die relevanten Parameter der 79 GHz-Allgemeinzuteilung sind:

| Frequenzbereich in GHz | Maximale mittlere Leistungsdichte in dBm/MHz (EIRP) | Spitzenbegrenzung in dBm (EIRP) | Maximale mittlere Leistungsdichte in dBm/MHz (EIRP) ¹⁾ |
|------------------------|---|---------------------------------|---|
| 77 - 81 | - 3 | 55 | - 9 |

¹⁾ Maximale mittlere Leistungsdichte außerhalb eines Fahrzeugs aufgrund des Betriebs eines Kurzstreckenradars

Den Entscheidungen liegen folgende Koexistenzstudien-Berichte zugrunde, an denen die jetzige Daimler AG im Rahmen der Studiengruppe CEPT ECC SE24 mitwirkte:

- ECC Rept. 23 (Kompatibilität 24 GHz UWB Nahbereichsradar)
- ECC Rept. 46 (Störeinstrahlungsfestigkeit 24 GHz UWB Nahbereichsradar)
- ECC Rept. 56 (Kompatibilität 79 GHz UWB Nahbereichsradar).

Diese Dokumente sind im Internet verfügbar (ERO-Homepage: www.ero.dk).

Im jährlichen Abstand sind der EU Monitoring-Reports betreffend die 24 GHz UWB Nahbereichsradar-Ausstattungsquote sowie den Sachstand der Technologieentwicklung 79 GHz vorzulegen. Hierfür ist das SARA-Konsortium verantwortlich, die jetzige Daimler AG arbeitet regelmäßig zu.

Schließlich arbeitet die jetzige Daimler AG auf europäischer Ebene (Gremium: ETSI ERM TG31B) sowie auf nationaler Ebene (Gremium: DIN DKE AK 731.06) an der Erstellung/Pflege harmonisierter europäischer und nationaler Standards mit:

- EN 302 288 (24 GHz UWB Nahbereichsradar - abgeschlossen)
- EN 302 264 (79 GHz UWB Nahbereichsradar - noch in Bearbeitung)
- EN 301 091 (76,5 GHz Weitbereichsradar - abgeschlossen).

Eine weitere Aufgabe während der KOKON-Laufzeit war die Mitarbeit an der Definition eines Algorithmus für die automatische Deaktivierung von 24 GHz UWB Nahbereichsradar in der Nähe von Radioastronomie-Stationen (ab Mitte 2007 verpflichtend, s. Bild 32).

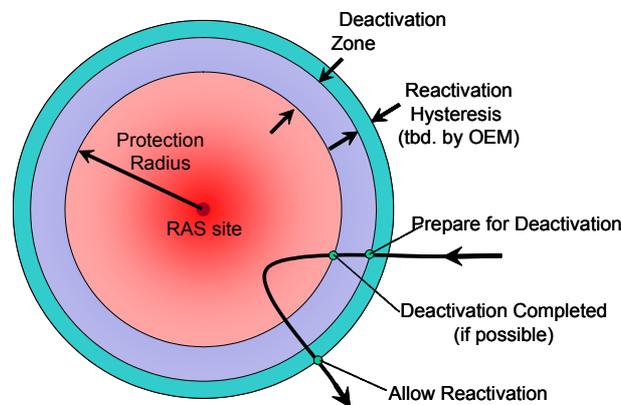


Bild 32: Möglicher Ablauf einer automatischen Nahbereichsradar-Deaktivierung in der Nähe einer Radioastronomie-Station.

Einen guten Überblick über die Frequenzregulierung von UWB-Systemen im Automobil im Allgemeinen und UWB Nahbereichsradar im Besonderen liefert die im KOKON-Rahmen entstandene Publikation [4].

6 Test und Bewertung

Die KOKON-Aktivitäten sind eng verknüpft mit der 2-Phasen-Frequenzregulierung für breitbandiges Automobil-Nahbereichsradar in Europa. Dieser zufolge ist ab 2013 zwingend der Übergang auf 79 GHz vorgesehen. In 2009/10 ist die Perspektive, diesen Übergang auch technisch realisieren zu können, verbindlich nachzuweisen. Als erster breitbandiges Nahbereichsradar einsetzender Automobil-OEM ist die jetzige Daimler AG besonders an den Resultaten des KOKON-Projekts interessiert und hatte daher (in Kooperation mit den Sensorherstellern) den Test und die Bewertung der realisierten Sensor-Prototypen und Funktionsmuster übernommen. Hierbei ging es nicht um die Charakterisierung des Sensors an sich (Antennendiagramm, HF-Eigenschaften, ...), sondern um die OEM-relevante Sachstandermittlung des Entwicklungsstandes und der für die Entwicklung von automobilen Sicherheits- und Assistenzfunktionen sowie die Realisierung hierbei eingesetzter Umfelderkennungssysteme relevanten Parameter. Hieraus war eine perspektivistische Aussage hinsichtlich der Verfügbarkeit der SiGe basierten Autoradarsensorik in 2013 aus OEM-Sicht abzuleiten. Grundlage für die Performance-Evaluierung bildeten die im KOKON-Rahmen erarbeiteten generischen applikationsbezogenen Sensorspezifikationen sowie im jetzigen Daimler-Entwicklungsbereich herangezogene Test- und applikationsbezogenen Evaluierungsprozeduren.

6.1 Weitbereichsradar

Die Robert Bosch GmbH wird die im KOKON-Rahmen realisierten SiGe-MMICs als Schlüsselkomponenten in der kommenden Weitbereichsradar-Generation LRR3 einsetzen. Im KOKON-Zeitraum wurde ein LRR2-Sensor mit den SiGe-Komponenten ausgestattet (Bild 33).

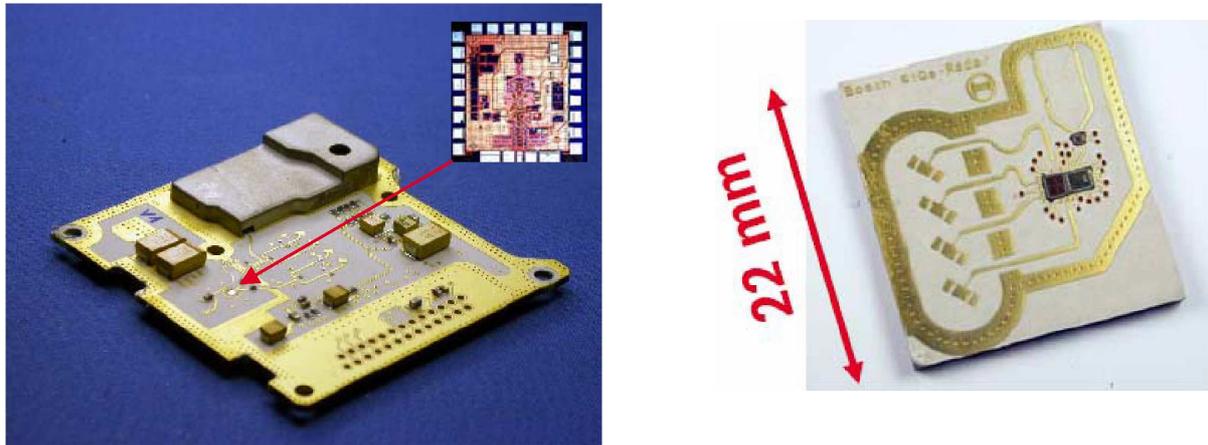


Bild 33: Von Bosch im KOKON-Rahmen realisierter Weitbereichsradar-Demonstrator, ausgestattet mit SiGe-Komponenten (Quelle: Bosch).

Im Oktober 2007 (die Laufzeit des Daimler-Teilvorhabens war aus Gründen der Verfügbarkeit der Sensorprototypen bis Ende Oktober 2007 verlängert) stellte Bosch einen mit einem C-Muster des LRR3-Sensors ausgerüsteten Versuchsträger für eine Erprobungsfahrt zur Verfügung.

Randbedingungen der Erprobungsfahrt:

- Temperatur 20° - 25°C
- Sonnig
- Route: Leonberg - Schillerhöhe - Schattenring - B14 - Stgt - B10 - A8 - Merklingen - A8 - A8/81 – Leonberg (Dauer ca. 2,5 Std.)
- Die gesamte Fahrt wurde im geregelten „Modus“ durchgeführt (ACC-Funktion usw. verfügbar)
- Der Sensor war mit einer Messtechnik-Schnittstelle (2,4Gbit) ausgerüstet.
- Gefahren wurden, soweit möglich, ausgewählte Test- und Evaluierungsszenarien aus Lastenheften des jetzigen Daimler-Entwicklungsbereichs.

Aufgrund des knappen verfügbaren Zeitraumes war die Messtechnik nicht optimiert. Daher war, insbesondere aufgrund des nicht abspielbaren aufgezeichneten Videobildes, nur eine eingeschränkte Auswertung der Messdaten möglich.

Zusammenfassend ist aber eine qualitative Aussage aus OEM-Sicht möglich:

- Der Sensor zeigt eine gute, durch die noch nicht abgeschlossene Entwicklung auf gewissen Gebieten noch eingeschränkte, Performance
- Das Versuchsfahrzeug mit Regelung durch das C-Muster des LRR3-Sensors war gut zu fahren, zu spürbarem Fehlverhalten führende Fehlwarnungen und Objektverluste waren minimal.

Die Verfügbarkeit eines auf SiGe-Technologie basierenden Weitbereichsradar-Sensors als Produkt in absehbarer Zeit ist realistisch.

6.2 Nahbereichsradar

Continental Temic realisierte und charakterisierte innerhalb des Gesamtvorhabens einen Demonstrator eines zukünftigen breitbandigen Nahbereichsradarsensors bei 79 GHz. Auch hier wurden die in KOKON realisierten SiGe-MMIC's eingesetzt (Bild 34).



Bild 34: Foto des geöffneten NBR-Sensors, Blick auf die HF-Platine mit den Antennen, der HFSchaltungsteil, befindet sich unter der Aluminium-Abschirmung (Quelle: Continental).

Aus der zwischen der jetzigen Daimler AG und Continental abgestimmten Sensor-Charakterisierung ergaben sich nachfolgend dargestellte (Bilder 35-39), für die Einprojektierung der Sensoren in Umfelderkassungssysteme relevante, Ergebnisse (Quelle: Continental).

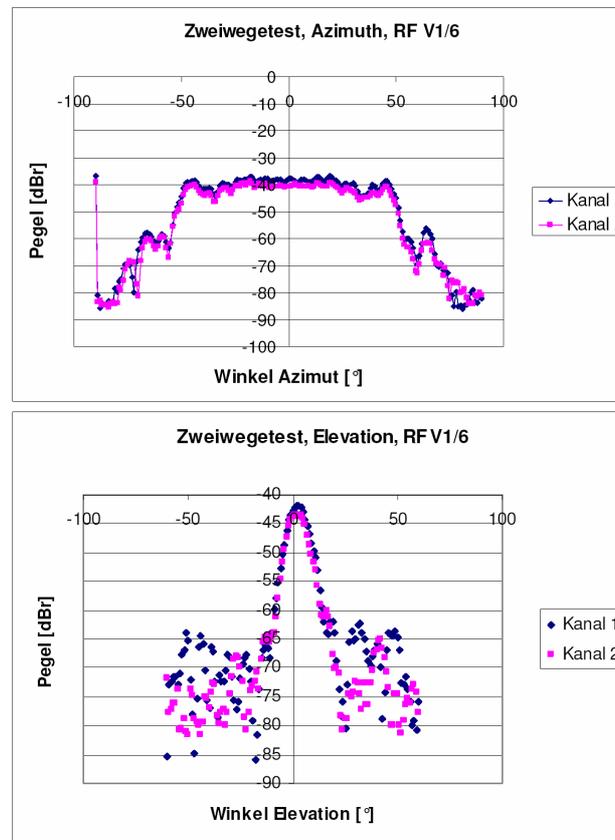


Bild 35: Gemessene Antennendiagramme in Azimuth (oben) und Elevation (unten).

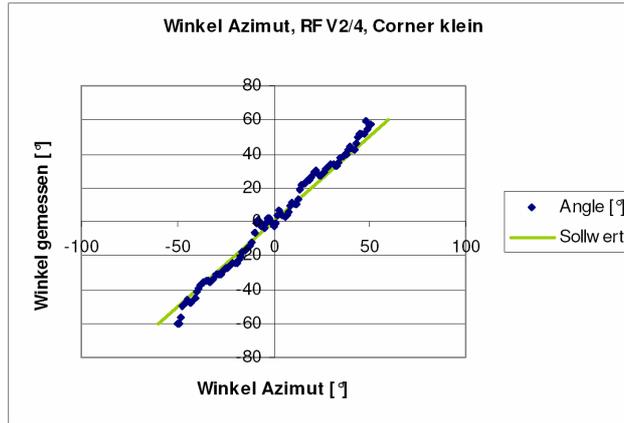


Bild 36: Gemessener Azimuth-Zielwinkel (Pkte.), Vergleich mit dem Sollwert (Linie).

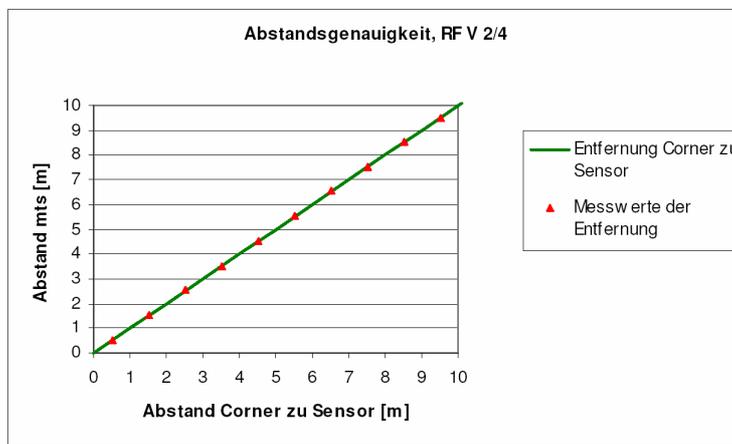


Bild 37: Gemessene Radialentfernung (Pkte.), Vergleich mit dem Sollwert (Linie).

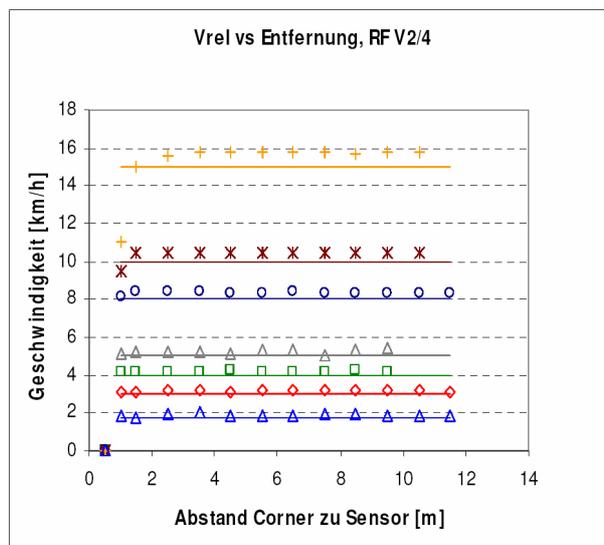


Bild 38: Gemessene Radialgeschwindigkeit (Symbole), Vergleich mit den Sollwerten (Linien).

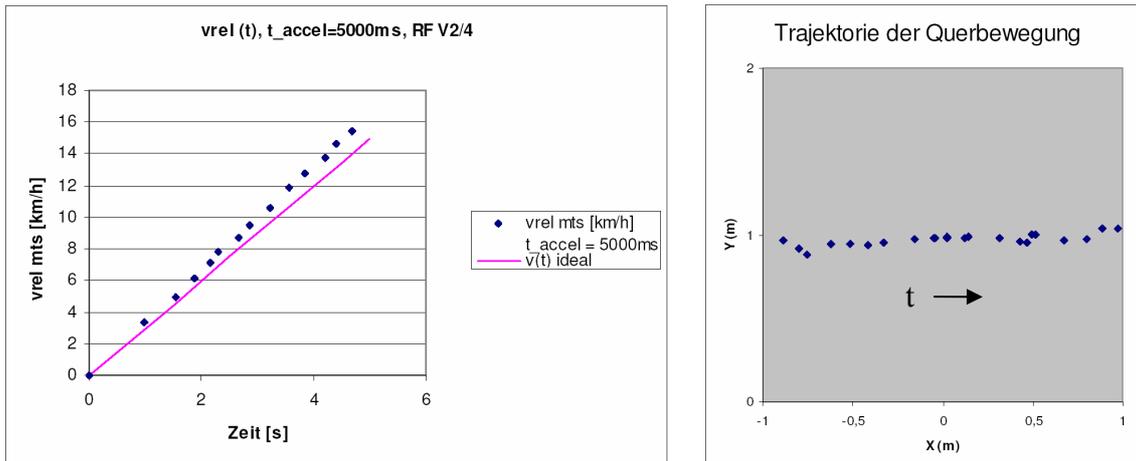


Bild 39: links: Ermittlung der Radialbeschleunigung aus der zeitlichen Änderung der Geschwindigkeit (Messung: Pkte., Sollwert: Linie); rechts: Ermittlung der Bahnkurve einer Querbewegung über der Zeit .

Die ermittelten Sensorparameter liegen, trotz des noch nicht optimierten Demonstrators und der Signalverarbeitung, im Bereich der geforderten Spezifikationen. Im Gegensatz zum zuvor behandelten Weitbereichsradar ist das Nahbereichsradar eine komplett neues System. Zur ohnehin erforderlichen Weiterentwicklung der 79 GHz SiGe-Technologie ist noch ein nicht unerheblicher Aufwand für die Sensorentwicklung an sich einzukalkulieren. Dies betrifft auch die Betrachtung und Optimierung der operativen sowie der Betriebsrandbedingungen derartiger Sensoren im automobilen Umfeld.

Zusammenfassend ist die Realisierbarkeit eines breitbandigen Nahbereichsradar-Sensors und die Umsetzung in ein Produkt klar aufgezeigt. Die Verfügbarkeit ist aber sicherlich weiter in der Zukunft anzusiedeln als beim Weitbereichsradar LRR3 von Bosch. Ein Zeitpunkt um 2013, aber nicht vorher, erscheint realistisch.

7 Zusammenfassung und Ausblick

Die Einschränkungen der europäischen „2-Phasen-Lösung“ für die Frequenzregulierung von UWB-Automobil-Nahbereichsradar und die für automobilen Entwicklungszyklen verbleibende kurze Zeitspanne erfordern eine rasche Entwicklung und Bereitstellung einer 79 GHz-UWB-Technologieplattform für die nächste Nahbereichsradar-Generation. Neben der Lösung der technologischen Herausforderung einer dreifach höheren Frequenz ist insbesondere auch die Forderung nach einer kostengünstigen Technologie zu erfüllen. Die Voraussetzungen hierfür wurden im Verbundvorhaben „Kfz-Höchstfrequenz-Elektronik KOKON“ durch Bündelung der nationalen Kräfte und mit Förderung des BMBF in grundlegender, breiter und anwendungsspezifischer Weise geschaffen. Der Fokus lag auf der Schaffung der Basis für die Umsetzung der Nahbereichsradar-Technologie von 24 GHz nach 79 GHz. Im Sinne eines minimalen Risikos war hier etablierten Konzepten und Verfahren der Vorzug zu geben. Ein Augenmerk wurde aber auch auf den Spin-Off der 79 GHz-Technologie für den Einsatz in Weitbereichsradaren (ACC) gelegt. Durch diese Schaffung einer Technologieplattform sowohl für automobilen Nah- als auch für Weitbereichsradarsensoren sollen die Kosten weiter gesenkt und derartige Sensoren einem möglichst breiten Nutzerkreis zugänglich gemacht werden. Als geeignetes Halbleitermaterial wurde Silizium-Germanium (SiGe) identifiziert.

Die jetzige Daimler AG hatte die Rolle des Konsortialführers im KOKON-Projekt inne und übernahm als OEM innerhalb des Gesamtvorhabens die Teilthemen „Spezifikation“ und

„Bewertung“. Im Rahmen der von der jetzigen Daimler AG zu leistenden Projektbeiträge wurden sowohl Weitbereichssensoren im Frequenzband 76-77 GHz als auch Nahbereichssensoren im zukünftigen Frequenzband 77-81 GHz adressiert. Zunächst wurde ein Review der gängigen und geplanten Applikationen durchgeführt. Dies bildete die Grundlage für umfassende theoretische und messtechnische Untersuchungen zur Spezifikation der Erfassungseigenschaften derartiger Kfz-Radare. Neben den Randbedingungen zu weiterführenden Betriebsmodi für Weitbereichsradar (Fahrbahnverlaufserkennung, Erfassung verdeckter Objekte) wurden insbesondere die Betriebs- und Fahrzeugintegrationsaspekte von Nahbereichssensoren intensiv betrachtet, da die einschlägige Wissensbasis bei den hohen Frequenzen sehr gering ist. Ein Kernproblem war in diesem Kontext die Betrachtung des Einflusses von (lackierten) Stoßfängern auf den Betrieb hierunter verdeckt verbauter Nahbereichsradare. Als Ergebnis konnten wichtige Hinweise zur Optimierung der Basis- und Lackmaterialien abgeleitet werden. Weitere Untersuchungen betrafen das Entstehen von Winkelmessfehlern, die Ermittlung von Radarrückstreuquerschnitten im Nahbereich sowie Betrachtungen zum Potential des durch die Regulierung ermöglichten breitbandigen Radarbetriebs. Mit diesen Erkenntnissen und in Kooperation mit den Verbundpartnern konnten generische Spezifikations-Parametersätze sowohl für Weit- als auch für UWB Nahbereichsradar erarbeitet werden. Auf dieser Basis konnte, im Rahmen eines Unterauftrags an die Universität Erlangen, eine Sensorsystem-Simulation mit bis dahin bekannten Daten verfügbarer SiGe-Komponenten durchgeführt werden. Mit diesen Ergebnissen wurden Schaltungskonzepte, Hochfrequenzkomponenten und Aufbautechniken identifiziert und spezifiziert bzw. Spezifikationen aktualisiert, insbesondere hinsichtlich der Realisierung entsprechender SiGe-MMIC's. Abschließend wurde zusammen mit den beteiligten Sensorherstellern eine Testfahrzeug-Erprobung und Bewertung der im Rahmen des Gesamtprojekts entstandenen Sensor-Prototypen aus OEM-Sicht durchgeführt. Eine weitere wesentliche Aufgabe war die Fortführung der Einflussnahme auf Frequenzregulierung und Standardisierung sowohl der Nahbereichs- als auch der Weitbereichsradare. Der Schwerpunkt lag hier auf der Erstellung bzw. Überarbeitung der europäischen Standards.

Neben den geschilderten Arbeiten mit dem Ziel der konsequenten Umsetzung der Nahbereichsradar-Technologie von 24 GHz nach 79 GHz wurden auch erste grundlegende Betrachtungen zu aktuellen technischen Trends und Entwicklungen wie Digital Beamforming, Direction-of-Arrival-Schätzung, höherwertige Kodierungen, „Software-defined-Radar“ und deren Einsatz im Automobilradar gemacht. Diese Ansätze sind von Relevanz hinsichtlich weiterer Kostenreduzierung, Verringerung der erforderlichen Sensorzahl, Verbesserung der Flexibilität im Einsatz, Verbesserung der Betriebssicherheit und Optimierung der Sensorperformance. Eine weitergehende Bearbeitung dieser Ansätze hätte aber den Umfang des Teilvorhabens gesprengt.

Aus Sicht der jetzigen Daimler AG war das Engagement im KOKON-Teilvorhaben „Spezifikation und Bewertung“ aus zweierlei Gründen erfolgreich. Zum Einen wurden auf ganzheitlicher und umfassender Basis fundierte Arbeits-Grundlagen wie die applikationsbasierten Sensorspezifikationen erarbeitet und Randbedingungen und kritische Aspekte insbesondere für den Betrieb der breitbandigen Nahbereichsradar-Sensorik erkannt und bewertet. Zum Anderen resultierten aus den KOKON-Aktivitäten funktionsfähige SiGe basierte 76,5/79 GHz Sensor-Prototypen (Weit- und Nahbereichsradar) mit dem klaren Potential zur Erfüllung der Forderungen der europäischen 2-Phasen-Frequenzregulierung.

Es besteht aber - bis zur Realisierung und dem Betrieb eines SiGe basierten Radar-Produkts im Fahrzeug - weiterhin Forschungsbedarf, u.a.:

- Erfassen von Trends bei Applikationen und Einbringen abgeleiteter Sensorforderungen in die Spezifikationen
- Untersuchung der Abhängigkeit der spezifischen Rückstreuquerschnitte von der Entfernungsauflösung

- Vergrößern der Statistik der bisherigen RCS-Messungen, ggf. weitere Messkampagnen
- Untersuchung des Einflusses des „realen“ Sensors auf das Entstehen von Messfehlern (Winkel, ...)
- Spezifikation noch ausstehender Parameter: erforderliche Sendeleistung, Empfänger-Rauschzahl, Empfindlichkeit, S/N, erforderliche Bandbreite, ...
- Fortführung der Untersuchungen an Stoßfängern: Breitbandbetrieb, Fertigungstoleranzen, Optimierung der Anpassung
- Bereitstellung von Effektlacken mit verbesserten Materialparametern, Optimierung von Parameterschwankungen je nach Hersteller/Charge.

Abschließend sei dem BMBF für die Förderung des Teilvorhabens sowie die stets wohlwollende Unterstützung und den Verbundpartnern sowie dem Unterauftragnehmer Universität Erlangen für die angenehme Zusammenarbeit herzlich gedankt.

8 Literaturverzeichnis

- [1] R. Schneider, J. Wenger: Prototypic Realisation of Millimetre Wave Radar Imaging; Advanced Microsystems for Automotive Applications 2003 (eds. J. Valldorf, W. Gessner), Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2003, pp. 97-111
- [2] R. Schneider, U. Meis: Bildgebendes Kfz-Radar - Systemkonzept und Applikationen; VDI-Berichte Nr. 1829: Sensoren und Messsysteme 2004, S. 215-223
- [3] I. Gresham, A. Jenkins et. al., "Ultra-Wideband Radar Sensors for Short-Range Vehicular Applications", IEEE MTT, Vol. 52, No. 9, Sept. 2004
- [4] H. L. Blöcher, G. Rollmann, "Ultra Wide Band-Radar im Fahrzeug. Anwendungen und Frequenz-Regulierung", ELEKTRONIK Automotive 2007 Heft 1, WEKA Fachzeitschriften-Verlag, Poing. Februar 2007.

Publikation im Rahmen des KOKON-Teilvorhabens „Spezifikation und Bewertung“:

- [5] H.-L. Blöcher und G. Rollmann, "Coexistence Study of Automotive Short Range Radar operating in the W-Band", Proc. 34th EuMC 2004, Amsterdam, Niederlande, 11.-15. Oktober 2004, S. 741-744.
- [6] H.-L. Blöcher, G. Rollmann u. S. Gärtner, "Trends in Automotive RF Wireless Applications and their Electromagnetic Spectrum Requirements", Proc. GeMiC 2005, ISBN: 3-00-015423-X, Ulm, 5.-7. April 2005, S. 148-151.
- [7] K. M. Strohm, H.-L. Bloecher, R. Schneider und J. Wenger, "Development of Future Short Range Radar Technology", Proc. European Microwave Week 2005, 03.-07, Oktober 2005, Paris, Frankreich, S. 165-168.
- [8] K. M. Strohm, R. Schneider, H.-L. Bloecher und J. Wenger, "Future Developments of 77/79 GHz Automotive Radar Sensors", Proc. URSI Kleinheubacher Tagung 2005, Miltenberg.
- [9] Josef Wenger, Robert Schneider, Karl Strohm, Markus Spitzer u. Hans-Ludwig Blöcher, "Automotive Radar – Novel Developments and Perspectives", Proc. EEEfCOM 2006, Ulm, 28.-29. Juni 2006.
- [10] M. Kunert, G. Rollmann, H.-L. Bloecher u. J. Schuermann, "24 GHz ultra-wideband vehicular short range radar systems technology and regulatory aspects overview", Proc. EMC 2006, Wroclaw, Polen, 28.-30. Juni 2006.
- [11] H.-L. Blöcher, R. Schneider, K. M. Strohm u. J. Wenger, "Automotive Radar – Status, Trends, and Perspectives". In: Technische Akademie Heilbronn e.V. Tagungsband zum 1. Fachforum Krafftfahrzeugtechnik „Sensorik für Fahrerassistenzsysteme“. Heilbronn: 21.-22. September 2006.
- [12] G. Rollmann, H.-L. Blöcher u. H. Dominik, "UltraWideBand Technologie für Fahrzeuganwendungen". In: Technische Akademie Heilbronn e.V. Tagungsband zum 1. Fachforum Krafftfahrzeugtechnik „Sensorik für Fahrerassistenzsysteme“. Heilbronn: 21.-22. September 2006.
- [13] R. Schneider, K. Strohm, H.-L. Blöcher u. J. Wenger, "KOKON: Technologieentwicklung für automobile Radarsensorik", Proc. Sensor4Car, Böblingen, 25.-26. Oktober 2006.
- [14] G. Rollmann u. H. L. Blöcher, "Automobile Radarsensorik – Applikationen und regulative Randbedingungen". BMBF-Statusseminar, VDE-Kongress, Aachen, 24. Oktober 2006. In: VDE Kongress 2006 Aachen. Innovations for Europe. Bd. 1: Fachtagungsberichte der ITG-ITG/BMBF-GMM. Berlin: VDE-Verlag, 2006. ISBN: 978-3-8007-2979-1, 3-8007-2979-2. S. 225-235.
- [15] H.-L. Blöcher, R. Schneider, K. Strohm, M. Kirn u. J. Wenger, "Kfz-Höchstfrequenz-Elektronik KOKON". BMBF-Statusseminar, VDE-Kongress, Aachen, 24. Oktober 2006. In: VDE Kongress 2006 Aachen. Innovations for Europe. Bd. 1: Fachtagungsberichte der ITG-ITG/BMBF-GMM. Berlin: VDE-Verlag, 2006. ISBN: 978-3-8007-2979-1, 3-8007-2979-2. S. 253-263.

- [16] R. Körber, V. Ziegler, H. L. Blöcher, R. Schneider, D. Schwanke u. S. Hoyler, "Entwurf eines bildgebenden Millimeterwellen-Radars mit phasengesteuerter Antenne". BMBF-Statusseminar, VDE-Kongress, Aachen, 24. Oktober 2006. In: VDE Kongress 2006 Aachen. Innovations for Europe. Bd. 1: Fachtagungsberichte der ITG-ITG/BMBF-GMM. Berlin: VDE-Verlag, 2006. ISBN: 978-3-8007-2979-1, 3-8007-2979-2. S. 295-302.
- [17] G. Rollmann, H. L. Blöcher, „Automotive Radar“, EuRAD 2007 (Plenary Session), München, 11.10.2007.
- [18] R. Schneider, H. L. Blöcher, K. M. Strohm, „KOKON - Automotive High Frequency Technology at 77/79 GHz“, Proc. EuRAD 2007 (Focused Session on Automotive Radar), München, 11.10.2007, S. 247-250.
- [19] H. L. Blöcher, R. Schneider, K. M. Strohm, M. Kirn, „Automotive High Frequency Electronics - KOKON: Overview and Results“, EuRAD 2007 Workshop Notes (Workshop WSW5: Automotive High Frequency Electronics - KOKON; gleichzeitig Abschlußveranstaltung des BMBF-Verbundprojektes KOKON), München, 10.10.2007.
- [20] B. Sewiolo, M. Hartmann, O. Günther, R. Weigel, „Untersuchung von UWB Pulsradar-Systemen im 77 GHz-Bereich“, Abschlußbericht zum Unterauftrag an die Universität Erlangen-Nürnberg (Lehrstuhl für Technische Elektronik), Erlangen, 2007.

Anhang

A1 Zukünftige Systemkonzepte

Neben den geschilderten Arbeiten mit dem Ziel der konsequenten Umsetzung der Nahbereichsradar-Technologie von 24 GHz nach 79 GHz bestand eine Aufgabe im Rahmen des Teilvorhabens in der Verfolgung aktueller technischer Entwicklungen, der Identifikation vielversprechender Ansätze sowie deren Bewertung hinsichtlich der Verfügbarkeit und des Einsatzes im Automobilradar. Hierzu zählen Digital Beamforming, Direction-of-Arrival-Schätzung, höherwertige Kodierungen und „Software-defined-Radar“. Hierzu wurden erste konzeptionelle Überlegungen sowohl für Weit- als auch für Nahbereichsradar durchgeführt. Aus Gründen des Umfangs dieser Thematik und aufgrund der Schwerpunktlegung auf die Absicherung des Technologieübergangs 24/79 GHz wurde diese Arbeiten auf diese grundlegenden Betrachtungen beschränkt. Der erreichte Status ist nachfolgend zusammengefasst.

SRR/LRR – zukünftige Generationen

Ein generelles Ziel beim Einsatz von SRR-Sensorik ist die Minimierung von Systemkosten. Ein Ansatz hierzu ist die Minimierung der Sensoranzahl durch Einsatz intelligenter (Array-) Antennen, welche direkt einen größeren Winkelbereich abdecken und vermessen können als aktuelle SRR-Sensoren. Ein Ansatz für eine 79 GHz-SRR-Empfangsantenne mit diskreter elektronischer Strahlschwenkung mit Hilfe von MEMS-Phasenschiebern wird im assoziierten BMBF-Projekt RADARAUGE untersucht.

Ein Trend ist die Verlagerung der A/D-Wandlung vor die Speisernetzwerke der (Empfangs-) Antennensysteme. Die digitale Strahlformung (Digital Beamforming - DBF) ermöglicht die simultane Mehrzielverarbeitung. Weiterhin spart dieses Verfahren HF-Hardware ein, arbeitet somit quasi verlustfrei und ermöglicht eine flexible, adaptive Strahlformung und Schwenkung sowie eine zwar an die Antennenabmessung gebundene, aber nicht auf die 3 dB-Breite limitierte Winkelauflösung. Der Einsatz von Superauflösungsalgorithmen ermögliche eine theoretisch nicht von der Antennenabmessung abhängige präzise Richtungsschätzung (Direction of Arrival - DOA). Dies erlaubt eine Minimierung der Antennenabmessungen, allerdings bei erhöhtem Rechenaufwand. Ein wichtiges Thema beim Einsatz von DBF-Verfahren ist die Antennen-Kalibration.

Zur Verbesserung der Entfernungsauflösung, der Erhöhung des Signalverarbeitungs (SV)-Gewinns (somit möglicher Reduktion der Sendeleistung) sowie der Erhöhung der Interferenzfestigkeit der SRR-Sensoren gegeneinander werden Modulations- und Codierungsverfahren des SRR-Sendesignals wie z. B. die Pseudo Noise (PN) - Codierung betrachtet.

Das Konzept des Software Defined Radio bzw. Radar (SDR), d. h. die digitale Abbildung des kompletten Systems nach den Antennen-Strahlerelementen, realisiert die maximale Einsparung von HF-Hardware sowie die maximale Flexibilität bei der Adaption des SRR-Sensors auf geänderte Gegebenheiten.

Im Rahmen der Studie werden die grundsätzliche Anwendbarkeit der oben erwähnten Verfahren in 77 GHz LRR- und 79 GHz SRR-Sensoren betrachtet, erste Konzepte als Diskussionsgrundlage vorgeschlagen, sowie Kosten- und Realisierungsaspekte erörtert. Zugrunde liegen die seitens DC für die weitere Arbeit in KOKON angegebenen LRR- bzw. SRR-Spezifikationen (s.o.)

Konzeptstudie 79 GHz UWB Short Range Radar (SRR)

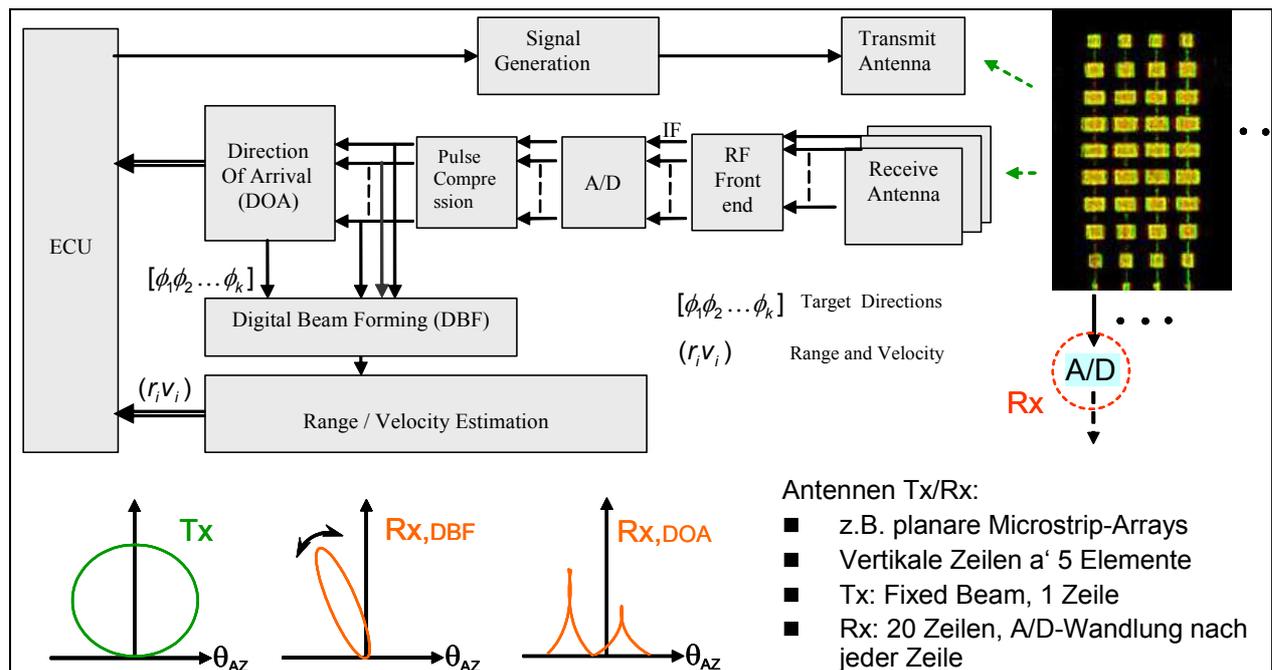


Bild A1-1: Mögliche Systemarchitektur 79 GHz SRR

Der SRR-Sensor soll im spezifizierten Azimut (AZ)-Winkelbereich von $\pm 40^\circ$ eine Auflösung von 5° realisieren mit einer Messgenauigkeit von $\pm 1^\circ$. Bei aktuellen (24 GHz) Sensoren ist dies in einem deutlich eingeschränkteren Bereich möglich. Weiterhin ist simultane Mehrzielerfassung von 10 Zielen gefordert.

Sensor:

- bistatischer Ansatz
- Fixed-Beam Sende-Array 80° Azimut (AZ) x 16° Elevation (EL) (1 vertikale Zeile, 5 Elemente, Abstand $0,8\lambda$)
- Empfangsarray mit nachfolgender DOA-Bestimmung via Superauflösungsverfahren/DBF im AZ
 - 5° AZ x 16° EL (20 vertikale Zeilen s.o., Zeilenabstand AZ $0,63\lambda$)
 - Resultierende max. Strahlschwenkung AZ $\pm 38^\circ$
 - A/D-Wandlung des ZF-Signals jeder Zeile; ZF 1 GHz
 - Pulskompression; dann simultane DOA-Zielwinkelschätzung im Abdeckungsbereich mit Genauigkeit von $\pm 1^\circ$; dann Ausbildung Keule in jede Zielrichtung mit DBF zur Messung Entf./Geschw.
 - DOA: S/N erforderlich 5 dB für Winkelauflösung $\pm 1^\circ$
 - S/N: 11 dB für $P_D = 0,9$ und $P_{FA} = 10^{-3}$

Pulskompression:

- PN-Code
- Fehlangepasstes Empfangsfilter (Reduktion Autokorrelationsfunktion (AKF)-Nebenkeulen um 15-20 dB möglich)
- Einfluss Doppler: rel. Dopplerfrequenz $< 10^{-4}$, Reduktion im AKF-Pegel < 1 dB für Geschwindigkeit von 260 km/h; daher vernachlässigbar
- Minimierung SRR-Intersystem-Interferenz: Gold-Codes haben höhere AKF-Nebenkeulen als für niedrige AKF-Nebenkeulen optimierte Codes; Anzahl verfügbare Optimalcodes ist gering und nach aktuellem Wissensstand nicht länger als 70 bit; daher Verwendung Gold-Codes

DOA mit Superauflösungsverfahren:

- Bestimmung der Kovarianzmatrix der Antennenzeilen-Abtastwerte; Eigenvektor-Bestimmung; hieraus Ermittlung der Zielrichtungen
- 20 Antennenzeilen: max. 19 Ziele detektierbar

DBF:

- 20 Zeilen/AZ-Abdeckbereich 80°: Aufweitung der Antennenkeule bei Anwendung schmalbandiger Filterung um maximal 1,2° bei Schwenkwinkel $\pm 38^\circ$; falls nicht tolerierbar: Einsatz breitbandigerer Filter mit 2-4 taps gefordert

Bestimmung Entfernung/Geschwindigkeit:

- Relativgeschwindigkeit 500 km/h (2 entgegengesetzt fahrende Autos): Dopplerfrequenz 70 kHz
- Eine Geschwindigkeits-Auflösung. von z.B. 5 km/h erfordert eine Dopplerauflösung. von 700 Hz, entsprechend einer Erfassungszeit von 1,4 ms
- Bei einer PRF von 1 MHz können damit 1400 PN-Code-Sequenzen verarbeitet werden

Link Budget (s. Tabelle T1):

- Berechnet für die Spitzenleistung
- In den Empfangsantennen-Gewinn ist ein zusätzlicher DBF-SV-Gewinn von 12 dB eingerechnet

Table T1: SRR system parameters and power calculations

| | | | | | |
|----|--|----------------------|-----------------|----------------------|-----------------|
| 1 | Signal Bandwidth B | 2 GHz | | | |
| 2 | Maximum range R | 30 m | | | |
| 3 | Tx. Antenna Gain G_t | 13 dB | | | |
| 4 | Dynamic range | 37 dB | | | |
| 5 | PRF | 1 MHz | | | |
| 6 | Compressed Pulse Width τ_c | 0.5 ns | | | |
| 7 | Transmitted Pulse Width τ_p | 50 ns | | | |
| 8 | Pulse Compression Gain | 20 dB | | | |
| 9 | No. of PN-sequences for integration | 256 | | | |
| | | DOA operation | | DBF operation | |
| 10 | Radar Cross Section σ | -5 dBsm | -20 dBsm | -5 dBsm | -20 dBsm |
| 11 | Rx. Antenna Gain G_r | 13 dB | 13 dB | 25 dB | 25 dB |
| 12 | Minimum S/N | 5 dB | 5 dB | 11 dB | 11 dB |
| | Peak Transmitter Power P_t | 8.3 dBm | 23.3 dBm | 2.3 dBm | 17.3 dBm |

- Ein DOA/DBF-Zyklus für 1 Ziel dauert 2,56 ms
- Die mittlere gesendete Leistung ist deutlich geringer, da z.B. für ein 10-Ziel-Szenario nach einer DOA-Operation 10 DBF-Operationen (während derer die gesendete Leistung gering ist) durchgeführt werden

Implementierung/Realisierung

PN-Code (Komponenten zur Erzeugung):

- Tx: VCO, BPSK-Mischer, schneller Schalter zur Pulsformung (Chip-Rate < 1 ns muss realisierbar sein, Anstiegs-/Abfallzeiten $< 10\%$ der Chip-Rate)
- Rx: Mischer, Korrelator

HF:

- Antenne: Microstrip-Array
- Oszillator mit Leistungsverstärker und Ausgangsleistung 16 dBm bei Infineon verfügbar

DBF:

- ZF 1 GHz: A/D-Wandler mit mindestens 2 Gsamples/s gefordert
- Dynamikbereich mindestens 8 bit
- ADC08D1500 (Natl. Semiconductor): 8 bit, 3 Gsamples/s 1-Kanal-Betrieb, 1,7 Gsamples/s 2-Kanal-Betrieb; Kosten: 350 USD
- Atmel: bietet 10 bit / 3 Gsamples/s-A/D-Wandler an

SV-Implentierung in FPGA:

- DOA, DBF, Pulskompression, Spektral-Schätzung: Implementierung in FPGA
- DOA rechenintensiver als DBF
- PN-Code, Länge N: fehlangepasstes Empfangsfilter mit 3xN-facher Codelänge bei z.B. N = 100 (entspr. 20 dB SV-Gewinn) in verfügbare FPGAs problemlos implementierbar
- Bestimmung von Entfernung/Geschwindigkeit in 2 FPGAs der aktuellen Generation (z.B. Xilinx); Begründung: A/D-gewandelte Signale werden mit 2 Gsamples/s bereitgestellt, FPGA kann aber nur mit 500 Msamples/s einlesen und verarbeiten; Kosten: Prototyp-Entwicklung FPGA-Modul 900 US\$ – 2400 US\$ (Quelle:Xilinx), bei angenommener Preisreduktion 1:100 bei Massenproduktion 25 USD/FPGA

Array-Kalibration:

- Erzeugung Kalibrationssignal; Einspeisung in die Kanäle; Digitalisierung und Einlesen in FPGA
- Haupsächliche Rechenoperation: FFT/Wurzel-Operation
- Wahrscheinlich separates FPGA erforderlich

Software Defined Radio (SDR):

- Direkte A/D- und D/A-Wandlung des 79 GHz-Signals und komplette Abbildung des SRR im digitalen Bereich mit derzeitigen Komponenten nicht möglich (kritisch: A/D- und D/A-Wandler sowie digitale Aufwärts- und Abwärtskonverter)

Konzeptstudie 76,5 GHz Long Range Radar (LRR)

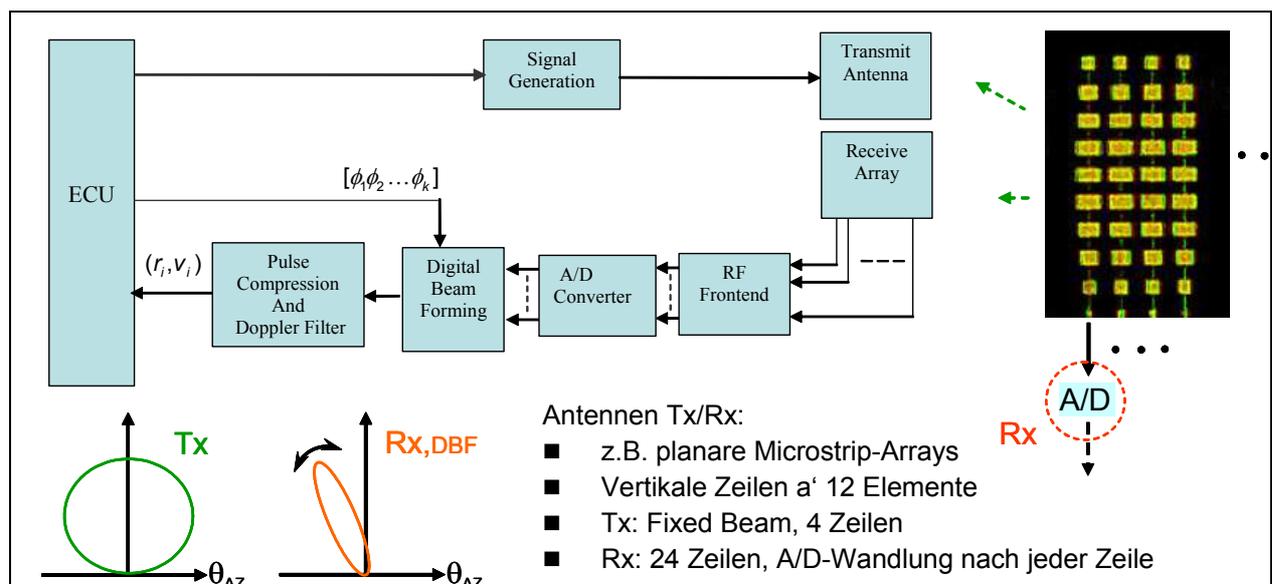


Bild A1-2: Mögliche Systemarchitektur 76,5 GHz LRR

Für das LRR wird, da keine Winkelmessgenauigkeit kleiner der vorgegebenen Azimut 3 dB-Breite von 2,5° spezifiziert ist, keine Anwendung einer DOA-Superauflöstechnik vorgeschlagen.

System:

- Bistatischer Ansatz
- Antenne: Tx Fixed Beam, Rx schwenkbare Keule via DBF (s. Tabelle T2)

Table T2: LRR Antenna parameters

| | | |
|---|---|------------------------------------|
| 1 | Receive array Beamwidth (With beamsteering) | 2.5° (azimuth) 4.5° (Elevation) |
| 2 | Transmit array Beamwidth (No beamsteering) | 20° (azimuth) 4.5° (Elevation) |
| 3 | Rx. Array Size | 12 x 24 elements |
| 4 | Tx. Array Size | 12 x 4 elements |
| 5 | Tx. Antenna Gain | 24 dB |
| 6 | Rx. Antenna Gain | 33 dB |
| 7 | Azimuth Coverage | -10° - +10° |

- Tx: vertikale Zeilen, gespeist durch Corporate-Feed-Speisenetzwerk (AZ-Elementabstand $0,9\lambda$)
- Rx: vertikale Zeilen, A/D-Wandlung jedes Zeilensignals im ZF-Bereich; ZF 1 GHz
- Kontinuierliches Rx-Scanning des Abdeckungsbereiches
- 8 Rx-Blickrichtungen in 2,5°-Schritten, $\pm 9^\circ$ (AZ-Elementabstand $0,85\lambda$)

DBF:

- 24 2-kanalige A/D-Wandler (I/Q-Kanal) erforderlich; Implementierung in FPGA; schmalbandige Filterung ausreichend

Pulskompression/Dopplerfilterung:

- Stepped FM anstelle PN-Codierung, weil Intersystem-Interferenz bei LRR nicht problematisch
- Einfluss Doppler: vernachlässigbar, da relative Dopplerfrequenz $< 10^{-3}$
- Pulskompression gefordert 20 dB
- Geschwindigkeit: 260 km/h entsprechen 35 kHz; Geschwindigkeitsauflösung 1 km/h entspricht einer erforderlichen Frequenzauflösung von 140 Hz; erforderliche Erfassungszeit 7 ms
- PRF 500 kHz: Dopplerfilterung von 3400 Pulsen

Link Budget (s. Tabelle T3):

- S/N 11 dB für $P_D = 0,9$ und $P_{FA} = 10^{-3}$

Table T3: LRR system parameters and power calculations

| | | | |
|---|----------------------------------|-----------------|------------------|
| 1 | Radar Cross Section σ | - 5 dBsm | - 20 dBsm |
| 2 | Minimum S/N | 11 dB | 11 dB |
| 3 | Signal Bandwidth B | 300 MHz | 300 MHz |
| 4 | Maximum range R | 150 m | 150 m |
| 5 | Tx. Antenna Gain G_t | 24 dB | 24 dB |
| 6 | Rx. Antenna Gain G_r | 33 dB | 33 dB |
| 7 | Dynamic range | 47 dB | 47 dB |
| 8 | PRF | 500 KHz | 500 KHz |
| 9 | Compressed Pulse Width τ_c | 3.3 ns | 3.3 ns |
| 10 | Transmitted Pulse Width τ_p | 330 ns | 330 ns |
| 11 | Pulse Compression Gain | 20 dB | 20 dB |
| 12 | No. of pulses for integration | 256 | 256 |
| Required Peak Transmitter Power P_t | | +1.7 dBm | +16.7 dBm |

Implementierung/Realisierung

- Es gelten grundsätzlich die Anmerkungen im SRR-Abschnitt.

HF:

- VCO, Verstärker, Mischer, LNA: IBM/Infineon
- Antenne: Microstrip-Array

SV:

- Pulskompression/DBF: Implementierung in FPGA

Zusammenfassung/Folgerung

Das Resultat der Konzeptstudien zu weiterführenden Signalverarbeitungs/Sensorkonzepten mit dem Ziel der Kostenminimierung, Performance-Erhöhung und Reduzierung der erforderlichen Sensorzahl durch Einsatz u.a. von DBF (Digital Beam Forming), DOA (Direction of Arrival), SDR (Software Defined Radio) läßt sich wie folgt zusammenfassen:

- Realisierungsaufwand: zur Markteinführung nächste SRR/LRR-Generation noch erheblich
- Komponenten: zur Markteinführung nächste SRR/LRR-Generation nicht oder nur eingeschränkt verfügbar
- Komponentenkosten: zur Markteinführung der nächsten SRR/LRR-Generation noch als hoch einzuschätzen.

Folgerung hieraus:

- Betrachtung dieser Ansätze zur Implementierung im KOKON-Demonstrator → nicht zielführend (Kommerzialisierung für nächste SRR/LRR Generation bis zur jeweiligen Markteinführung nicht machbar)
- Aber: attraktive Basis für künftige SRR/LRR-Weiterentwicklungen !!