

T-KOS

TERAHERTZ-TECHNOLOGIEN FÜR KOMMUNIKATION UND SENSORIK



T-KOS

Terahertz-Technologien für
Kommunikation und Sensorik

Schlussbericht

Teil I Kurzbericht

Forschungsfabrik Mikroelektronik Deutschland

Fraunhofer-Verbund Mikroelektronik in Kooperation mit den
Leibniz-Instituten FBH und IHP
Anna-Louisa-Karsch-Str. 2
10178 Berlin

www.forschungsfabrik-mikroelektronik.de



GEFÖRDERT VOM

**Bundesministerium
für Bildung
und Forschung**

Förderung

Vorhabenbezeichnung: Terahertz-Technologien für Kommunikation und Sensorik (T-KOS)
Förderkennzeichen: 16KIS1404K, 16KIS1405 und 16KIS1406
Fördernde Institution: Bundesministerium für Bildung und Forschung (BMBF)
Schlussbericht gemäß NKBF 2017

Ansprechpartner

Dr. Dirk Nüßler
Fraunhofer FHR, Gesamtprojektleitung T-KOS
E-Mail: dirk.nuessler@fhr.fraunhofer.de
Telefon: +49 228 60882-2501

Dr. Andreas Grimm
Forschungsfabrik Mikroelektronik Deutschland
E-Mail: Andreas.Grimm@mikroelektronik.fraunhofer.de
Telefon: +49 30 4005591-42

Zuwendungsempfänger

Fraunhofer Gesellschaft – FKZ 16KIS1404K
Dr. Christian Krebs
christian.krebs@fhr.fraunhofer.de
Telefon: +49 160 92908109

Ferdinand-Braun-Institut gGmbH, Leibniz-Institut für Höchstfrequenztechnik (FBH) – FKZ 16KIS1405
Prof. Dr. Wolfgang Heinrich
wolfgang.heinrich@fbh-berlin.de
Telefon: +49 30 6392 2620

IHP - Leibniz-Institut für innovative Mikroelektronik (IHP) – FKZ 16KIS1406
Dr. Gunter Fischer
gfischer@ihp-microelectronics.com
Telefon: +49 335 5625-420

Redaktionsteam

Dr. Dirk Nüßler (FHR)
Dr. Andreas Grimm (FMD-GS)
Tina Leyli (FMD-GS)

Prof. Wolfgang Heinrich (FBH)
Dr. Gunther Fischer (IHP)

Weitere Beitragende

Dr. Colja Schubert (HHI)
Dr. Robert Elschner (HHI)
Dr. Robert Kohlhaas (HHI)
Dr. Lars Liebermeister (HHI)
Dr. Fabian Friederich (ITWM)
Dr. Christian Krebs (FHR)

Kooperationspartner Im Projekt T-KOS

TERAHERTZ-TECHNOLOGIEN FÜR KOMMUNIKATION UND SENSORIK

Fraunhofer-Gesellschaft zur Förderung der angewandten Forschung e. V.,
Hansastraße 27 c, 80686 München

für ihren **Verbund Mikroelektronik (V μ E)**, bestehend aus:

- Fraunhofer-Institut für Elektronische Nanosysteme **ENAS**, Chemnitz
- Fraunhofer-Institut für Hochfrequenzphysik und Radartechnik **FHR**, Wachtberg
- Fraunhofer-Institut für Nachrichtentechnik, Heinrich-Hertz-Institut **HHI**, Berlin
- Fraunhofer-Institut für Angewandte Festkörperphysik **IAF**, Freiburg
- Fraunhofer-Institut für Mikroelektronische Schaltungen und Systeme **IMS**, Duisburg
- Fraunhofer-Institut für Photonische Mikrosysteme **IPMS**, Dresden
- Fraunhofer-Institut für Zuverlässigkeit und Mikrointegration **IZM**, Berlin/Dresden
- Fraunhofer Verbund Mikroelektronik (V μ E) als Geschäftsstelle der Forschungsfabrik Mikroelektronik Deutschland, **FMD**, Berlin

sowie das

- Fraunhofer-Institut für Techno- und Wirtschaftsmathematik **ITWM**, Kaiserslautern

Ferdinand-Braun-Institut gGmbH, Leibniz-Institut für Höchstfrequenztechnik, **FBH**
Gustav-Kirchhoff-Straße 4, 12489 Berlin

IHP GmbH – Innovations for High Performance Microelectronics
Leibniz-Institut für innovative Mikroelektronik
Im Technologiepark 25, 15236 Frankfurt (Oder)

Inhalt

Teil I: Kurzbericht.....	5
Das Projekt	5
ES1: THz Photonik für Bildgebung	6
ES2: THz Zeilenkamera für die Inlinemesstechnik	6
ES3: THz Kommunikation für hochbitratige Funklinks	7

Teil I: Kurzbericht

Das Projekt

In T-KOS wurden die in der FMD verteilten technologischen Kompetenzen für Kommunikation und Sensorik zusammengeführt und durch Kompetenzen des ITWM im Bereich Signalverarbeitung erweitert. Dadurch wurden institutsübergreifend Systemlösungen für Terahertz-Kommunikation und -Sensorik, drahtlose Funkübertragung, zerstörungsfreie Prüftechnik (Zerstörungsfreie Prüfung, ZfP), Spektroskopie sowie die berührungslose In-line Messtechnik als Angebot an die Industrie ermöglicht. In T-KOS wurde die Terahertz-Technologie nun erstmals synergetisch in den Bereichen Kommunikation und Sensorik für die Industrie erschlossen. Die übergeordneten Projektziele, die unverändert zur Antragsstellung sind, lauteten:

- Aufbau einer deutschen Wertschöpfungskette zu Terahertz-Funklinks, z.B. für die hochbitratige Kommunikation in der industriellen Produktion
- Inline-Überwachung von Produktionsprozessen mit KI-basierter, bildgebender Echtzeitverarbeitung für ressourceneffiziente Produktion (z.B: Null-Fehler-Strategie)
- Erstmalige industrietaugliche Terahertz-Kommunikation und -Sensorik durch die Kombination skalierbarer elektronischer und photonischer Konzepte.

Diese Ziele sind durch gemeinsame Entwicklungen und die gezielte Nutzung von Synergien in den Forschungsfeldern Hochfrequenzelektronik, Terahertz-Photonik und drahtlose, hochbitratige Kommunikation erreicht worden. Da das Projekt dabei entlang dreier paralleler Entwicklungsstränge organisiert war (Abbildung 1), werden die erreichten Projektergebnisse entlang dieser Entwicklungsstränge dargestellt:

- Entwicklungsstrang THz Photonik für Bildgebung (ES1)
- Entwicklungsstrang THz Zeilenkamera für die Inlinemesstechnik (ES2)
- Entwicklungsstrang THz Kommunikation für hochbitartige Funklinks (ES3).

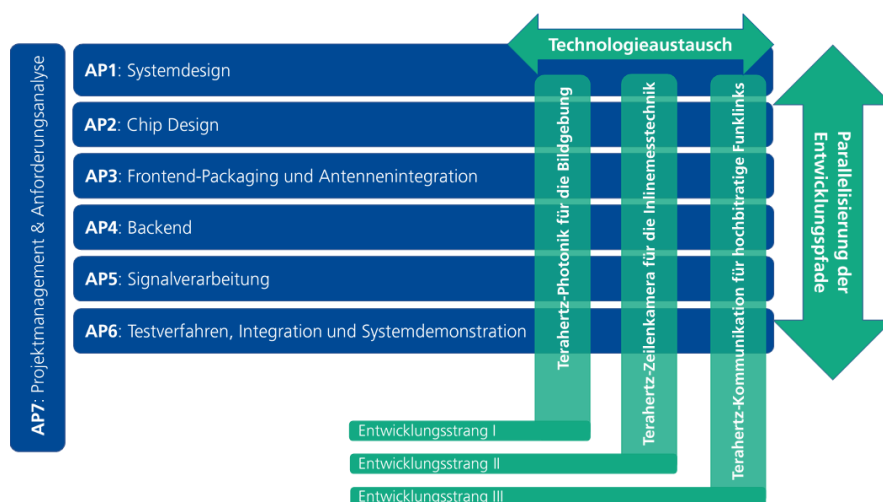


Abbildung 1: Projektstruktur - drei parallele Entwicklungsstränge, die an Schlüsselstellen untereinander vernetzt sind.

ES1: THz Photonik für Bildgebung

Der einzigartige Kompromiss zwischen hoher räumlicher Auflösung und guter Transmission durch optisch opake Materialien im THz-Frequenzbereich bietet großes Potential für unterschiedliche Ansätze in der Bildgebung. Durch die kohärente Messung werden auch Amplitude und Phase über einen breiten Frequenzbereich erfasst, so dass umfassende Laufzeit- und Abstandsinformationen zur Verfügung stehen. Im Gegensatz zu den etablierten THz-Zeitbereichsspektrometern, die gepulste THz-Strahlung nutzen, wurden im Entwicklungsstrang THz-Photonik optoelektronische Dauerstrich-THz- (cw-THz) Systeme untersucht. Diese Systeme weisen mehrere Vorteile auf: Erstens sind keine mechanischen optischen Verzögerungseinheiten nötig. Zweitens ist das Potential zur Kostenreduktion groß, da die verwendeten cw-Laser auf günstigen Halbleiterlaserchips basieren. Drittens können alle benötigten optischen Funktionen potentiell photonisch integriert werden, so dass zukünftig vollständige on-chip THz-Spektrometer realisiert werden könnten.

Auf Grundlage der photonischen cw-THz-Technologie waren wesentliche Projektziele die Demonstration der Skalierbarkeit der cw-THz-Systeme von nur einem Messkopf (THz-Sender plus –Empfänger) hin zu acht Messköpfen sowie die Demonstration der weiteren photonischen Integration mit dem Ziel der Realisierung einer phasengesteuerten Gruppenantenne bestehend aus vier Einzelelementen.

Eine vielversprechende Anwendung für den THz-Frequenzbereich ist die zerstörungsfreie Prüfung (ZfP), da THz-Strahlung dielektrische Materialien wie Kunststoffe, funktionale Beschichtungen oder auch Autolacke durchdringt. Aus diesem Grund wurde als Anwendungsszenario im Projekt die THz-Bildgebung gewählt. Auf Basis des zu entwickelnden THz-Systems mit acht Messköpfen sollte daher erstmals ein multistatisches, photonisches FMCW-THz-Radar für die ZfP und synthetische Bildgebung demonstriert werden. In diesen Anwendungen kann ein großer Vorteil der photonischen THz-Systeme, die enorme spektrale Bandbreite, genutzt werden, um eine hohe laterale und Tiefenauflösung zu erzielen. In Vorarbeiten wurden zum Beispiel cw-THz-Systeme präsentiert, die Frequenzen zwischen 100 GHz und 4,5 THz detektieren können.

ES2: THz Zeilenkamera für die Inlinemesstechnik

Elektrische Terahertz-Systeme bieten für die Inline Messtechnik in industriellen Produktionsanlagen eine Vielzahl von Vorteilen wie eine hohe Messgeschwindigkeit, eine einfache Integration in Produktionsanlagen oder die Nutzung von bereits existierenden Radarverfahren. Die Basis bilden FMCW Radarchips in SiGe und InP-Technologie, die im Rahmen des Projektes entwickelt wurden. Hierbei standen die Frequenzbereiche bei 140GHz, 240GHz und 350GHz im Fokus. Dabei wurden für 240 GHz sowohl eine Ein-Kanal-Lösung entwickelt sowie für die MIMO Zeilen, 4-Kanal-Empfänger mit integrierten Antennen, die eine Zeilen-Anordnung mit wichtigen $\lambda/2$ -Abstand erlauben. Darüber hinaus wurde an einem Design Konzept gearbeitet, um zukünftig AD-Wandler in die Mehrkanal-Empfänger monolithisch zu integrieren.

Neben der Chipentwicklung und den Integrationstechnologien kam der Realisierung echtzeitfähiger Backenendstruktur sowie der Entwicklung KI-gestützter Algorithmen eine besondere Bedeutung zu. Auf Basis generischer Systemkonzepte wurden dabei für Fließband Anlagen erste Systemauslegung entwickelt. Schwerpunkt der Auslegung war hier einerseits die Verstärkerseite (Ausgangsleistung, Empfängerrauschen, Systemdynamik) und andererseits die Antennenauslegung, hier insbesondere bezüglich Bandbreite, Mittenfrequenz, Öffnungswinkel, Elementabstand und Übersprechen. Weiterhin wurde die notwendige Backend Performance bezüglich der Chirpzeiten und Abtastraten für die verschiedenen Szenarien und Frequenzbänder durchgeführt. Die Echtzeitfähigkeit der Zeilenkameras erfolgt durch eine Aufteilung der Datenvorverarbeitung auf dem FPGA-Backend und der anschließenden GPU-basierten Bildrekonstruktion sowie dedizierter FPGA-basierter Post-Processing-Plattformen.

Abschließend wurden erste Demonstratoren sowohl für die Zeilenkamera bei 140 GHz wie für ein Robotergesteuertes abbildendes Imaging-System bei 390 GHz entwickelt und erste Tests durchgeführt. Um die Industrietauglichkeit der Lösungen nachzuweisen wurde dabei mit umfangreichen Umwelttests, sowie numerischen Simulationen der Einfluss von Temperaturschwankungen, Alterungseffekten oder der Luftfeuchtigkeit sowohl theoretisch wie experimentell überprüft. Dabei zeigten sich keine wesentlichen Abweichungen zu Testreihen mit Baugruppen und Radarsystemen unterhalb des THz-Bereiches, sodass den neu entwickelten THz-Technologien und –THz-Systemen eine uneingeschränkte Industrietauglichkeit beschieden werden kann.

ES3: THz Kommunikation für hochbitratige Funklinks

Moderne Kommunikationssysteme mit ihrem stetig steigenden Bedarf an Bandbreite sind aktuell einer der Haupttreiber für die Weiterentwicklung der THz-Technologien. Hierbei laufen parallel weltweit die Vorbereitungen für eine zukünftige Regulierung des unteren THz-Bereiches zwischen 0,1 THz und 1 THz. Die Entwicklung von zwei Schlüsselssystemen stand deswegen im Zentrum der Arbeiten für die THz Kommunikation. So wurde einerseits ein Punkt-zu-Multipunkt (P2MP) Funkssystem im Terahertz-Band mit Datenraten von mehr als 50 Gbit/s pro Downlink-Verbindung realisiert. Hierdurch konnten Raummultiplexzugriffsverfahren zum Aufbau von Pico-Funkzellen mit Tbit/s Kapazitäten demonstriert werden. Zum anderen wurde ein Over-the-Air (OTA) Testing und Channel Sounding für Frequenzen bis 500 GHz aufgebaut. Hierdurch ist es künftig möglich, adaptive Strahlformungsantennen und zeitvariante Funkkanäle für zukünftige Datenübertragungssysteme im THz-Bereich präzise charakterisieren zu können.

Im Rahmen von Systemspezifikationen wurden für die beiden Anwendungsszenarien der P2MP-Funksysteme, „THz Broadcast“ und „THz Unicast“, zunächst die Backend-Spezifikationen betrachtet, hier insbesondere die kritischen Komponenten wie ADC, DAC und DSP, sowie Link-Budgets berechnet. Analog wurden für das Channel-Sounding-System Betrachtungen bezüglich des Link-Budgets und der erzielbaren Dynamik bei den Zielfrequenzen von 170, 300 und 500 GHz durchgeführt. Dabei wurden jeweils sowohl bereits verfügbare als auch im Projekt geplante Hardware-Komponenten und Antennenkonfigurationen berücksichtigt. Dabei ließen sich durch die entwickelten Technologien ausreichende Reichweiten für Indoor-Umgebungen von bis zu 120 m bei 500 GHz erreichen bei einer instantanen Dynamik von 30 dB.

Im Rahmen der Komponenten- und Subsystem-Entwicklung wurden für die oben genannten Systeme Designs von Schaltfunktionen von 250-320 GHz und Designs analoger Frontend-Komponenten für 450-520 GHz entwickelt. Um den Aufbau der MMICs durchzuführen musste die Schnittstelle zwischen Chip und Halbleiter stark optimiert werden. Außerdem wurden kostengünstige dielektrische Linsen mit hohen Antennengewinnen entwickelt.

Das P2MP-Funksystem konnte in einem Laboraufbau demonstriert werden. Dazu wurde eine energie-effiziente Einzelträger-DSP entwickelt und als Echtzeit-DSP auf einem FPGA implementiert. Mit einer räumlich schaltbaren THz-Funkverbindung konnten für beide Anwendungsszenarien fehlerfreie Nettodatenraten von bis zu 50 Gbps im Downlink pro Access Point gezeigt werden. Außerdem konnte im Uplink eine stabile, fehlerfreie Echtzeitdatenübertragung in einer Langzeitmessung über 18h gezeigt werden.

Für das Channel-Sounding-System wurden für alle drei Zielfrequenzen die Architekturen entworfen. Für die Definition von vergleichbaren Gütekriterien zwischen den verschiedenen Realisierungen und Systemarchitekturen wurden Messgrößen und Metriken nebst den entsprechenden Messprozeduren definiert. Weiterhin wurden zahlreiche Erweiterungen an der Signalverarbeitungskette und Messablaufsteuerung vorgenommen. Unter Laborbedingungen wurden erfolgreiche Verifikationsmessungen bei 170 und 300 GHz durchgeführt. Hier sind richtungsaufgelöste Kanalmessungen mit einer Messdauer unter 1 Sekunde pro Messpunkt zukünftig möglich.

T-KOS

TERAHERTZ-TECHNOLOGIEN FÜR KOMMUNIKATION UND SENSORIK



T-KOS

Terahertz-Technologien für
Kommunikation und Sensorik

Schlussbericht

Teil II Eingehende Darstellung

Forschungsfabrik Mikroelektronik Deutschland

Fraunhofer-Verbund Mikroelektronik in Kooperation mit den
Leibniz-Instituten FBH und IHP

Anna-Louisa-Karsch-Str. 2

10178 Berlin

www.forschungsfabrik-mikroelektronik.de



GEFÖRDERT VOM

**Bundesministerium
für Bildung
und Forschung**

Förderung

Vorhabenbezeichnung: Terahertz-Technologien für Kommunikation und Sensorik (T-KOS)
Förderkennzeichen: 16KIS1404K, 16KIS1405 und 16KIS1406
Fördernde Institution: Bundesministerium für Bildung und Forschung (BMBF)
Schlussbericht gemäß NKBF 2017

Ansprechpartner

Dr. Dirk Nüßler
Fraunhofer FHR, Gesamtprojektleitung T-KOS
E-Mail: dirk.nuessler@fhr.fraunhofer.de
Telefon: +49 228 60882-2501

Dr. Andreas Grimm
Forschungsfabrik Mikroelektronik Deutschland
E-Mail: Andreas.Grimm@mikroelektronik.fraunhofer.de
Telefon: +49 30 4005591-42

Zuwendungsempfänger

Fraunhofer Gesellschaft – FKZ 16KIS1404K
Dr. Christian Krebs
christian.krebs@fhr.fraunhofer.de
Telefon: +49 160 92908109

Ferdinand-Braun-Institut gGmbH, Leibniz-Institut für Höchstfrequenztechnik (FBH) – FKZ 16KIS1405
Prof. Dr. Wolfgang Heinrich
wolfgang.heinrich@fbh-berlin.de
Telefon: +49 30 6392 2620

IHP - Leibniz-Institut für innovative Mikroelektronik (IHP) – FKZ 16KIS1406
Dr. Gunter Fischer
gfischer@ihp-microelectronics.com
Telefon: +49 335 5625-420

Redaktionsteam

Dr. Dirk Nüßler (FHR)
Dr. Andreas Grimm (FMD-GS)
Tina Leyli (FMD-GS)

Prof. Wolfgang Heinrich (FBH)
Dr. Gunther Fischer (IHP)

Weitere Beitragende

Dr. Colja Schubert (HHI)
Dr. Robert Elschner (HHI)
Dr. Robert Kohlhaas (HHI)
Dr. Lars Liebermeister (HHI)
Dr. Fabian Friederich (ITWM)
Dr. Christian Krebs (FHR)
Dr. Sébastien Chartier (IAF)

Uwe Maaß (IZM)
Dr. Gerd vom Bögel (IMS)
Toni Großmann (ENAS)
Dr. Christian Hedayat (ENAS)
Dr. Thomas Kämpfe (IPMS)
Dr. Axel Tessmann (IAF)
Dr. Mohamed Eissa (IHP)

Kooperationspartner Im Projekt T-KOS

TERAHERTZ-TECHNOLOGIEN FÜR KOMMUNIKATION UND SENSORIK

Fraunhofer-Gesellschaft zur Förderung der angewandten Forschung e. V.,
Hansastraße 27 c, 80686 München

für ihren **Verbund Mikroelektronik (V μ E)**, bestehend aus:

- Fraunhofer-Institut für Elektronische Nanosysteme **ENAS**, Chemnitz
- Fraunhofer-Institut für Hochfrequenzphysik und Radartechnik **FHR**, Wachtberg
- Fraunhofer-Institut für Nachrichtentechnik, Heinrich-Hertz-Institut **HHI**, Berlin
- Fraunhofer-Institut für Angewandte Festkörperphysik **IAF**, Freiburg
- Fraunhofer-Institut für Mikroelektronische Schaltungen und Systeme **IMS**, Duisburg
- Fraunhofer-Institut für Photonische Mikrosysteme **IPMS**, Dresden
- Fraunhofer-Institut für Zuverlässigkeit und Mikrointegration **IZM**, Berlin/Dresden
- Fraunhofer Verbund Mikroelektronik (V μ E) als Geschäftsstelle der Forschungsfabrik Mikroelektronik Deutschland, **FMD**, Berlin

sowie das

- Fraunhofer-Institut für Techno- und Wirtschaftsmathematik **ITWM**, Kaiserslautern

Ferdinand-Braun-Institut gGmbH, Leibniz-Institut für Höchstfrequenztechnik, **FBH**
Gustav-Kirchhoff-Straße 4, 12489 Berlin

IHP GmbH – Innovations for High Performance Microelectronics
Leibniz-Institut für innovative Mikroelektronik
Im Technologiepark 25, 15236 Frankfurt (Oder)

Executive Summary

Innovationen in den Bereichen Kommunikation und Sensorik sind entscheidend für gesellschaftliche Zukunftsthemen wie Digitalisierung, Industrie 4.0 und Ressourceneffizienz. Um diesen Herausforderungen gerecht zu werden und für die deutsche Industrie wichtige Lieferketten im Bereich der Mikroelektronik sicher zu stellen, werden in T-KOS die in der FMD verteilten technologischen Kompetenzen für Kommunikation und Sensorik zusammengeführt und durch Kompetenzen des ITWM im Bereich Signalverarbeitung erweitert. Dadurch werden institutsübergreifend Systemlösungen für Terahertz-Kommunikation und -Sensorik, drahtlose Funkübertragung, zerstörungsfreie Prüftechnik (Zerstörungsfreie Prüfung, ZfP), Spektroskopie sowie die berührungslose Inline Messtechnik als Angebot an die Industrie ermöglicht. Folgende Meilensteine wurden dabei erreicht:

- 📡 Die Entwicklung eines industrietauglichen, multistatischem Terahertz-Bildgebungssystem (Zeilenkamera) für die zerstörungsfreie Echtzeitüberwachung von Produktionsprozessen sowie die Entwicklung von integrierten Radarchips für zukünftige Systeme bei 140 GHz, 240 GHz und oberhalb von 300 GHz. Schwerpunkte waren dabei die Entwicklung skalierbarer MIMO Siliziumgermanium-Chips (SiGe-) bei 140 GHz, die Entwicklung heterointegrierter Chips in Siliziumgermanium- (SiGe-) und Indiumphosphid- (InP-) Technologie bei 240 GHz sowie die Entwicklung von InP-Chips für breitbandige Systeme zwischen 340 GHz und 440 GHz.
- 📡 Es wurde eine echtzeitfähige, KI-basierte Signalverarbeitung für ein Hochgeschwindigkeits-Inline-Messsystem für die zerstörungsfreie Materialprüfung bei gleichzeitig hoher Bildqualität aufgebaut. Dies erforderte eine volumetrische Bildgebung mit Bildverarbeitungsschritten wie Brechungs- und Beugungskompensation sowie eine hochgenaue Oberflächenberechnung.
- 📡 Es wurde ein Punkt-zu-Multipunkt Funksystem im Terahertz-Band mit Datenraten ≥ 100 Gbit/s pro Verbindung zur Echtzeit-Demonstration von Raummultiplexzugriffsverfahren zum Aufbau von Pico-Funkzellen mit Tbit/s Kapazitäten realisiert.
- 📡 Es wurde ein Over-the-Air (OTA) Testing und Channel Sounding für Frequenzen bis 500 GHz aufgebaut, um adaptive Strahlformungsantennen und zeitvariante Funkkanäle für zukünftige Datenübertragungssysteme präzise charakterisieren zu können.
- 📡 Es wurde ein modulares, photonisch integriertes Terahertz-Sende- und Empfangsarray für 300 GHz – 2,5 THz auf Basis von InP realisiert. Dies ermöglicht die industrielle zerstörungsfreie Prüfung mit hoher Auflösung auf Basis der synthetischen Bildgebung. Darüber hinaus ermöglicht die dynamische Strahlschwenkung den Einsatz für mobiles Backhauling im Terahertz-Band.

Inhalt

Executive Summary	v
Teil II: Eingehende Darstellung	1
1 Das Projekt T-KOS	1
1.1 Zusammenfassung	1
1.2 Arbeitsplan und Projektergebnisse	3
2 Entwicklungsstränge im Projekt T-KOS	5
2.1 Entwicklungsstrang THz Photonik für Bildgebung	5
2.1.1 AP1 Systemdesign	5
2.1.2 AP2 Chip Design	6
2.1.3 AP3 Frontend-Packaging und Antennenintegration	8
2.1.4 AP4 Backend	10
2.1.5 AP5 Signalverarbeitung	11
2.1.6 AP6 Testverfahren, Integration und Systemdemonstration	13
2.2 Entwicklungsstrang THz Zeilenkamera für die Inlinemesstechnik	15
2.2.1 AP1 Systemdesign	16
2.2.2 AP2 Chip Design	19
2.2.3 AP3 Frontend-Packaging und Antennenintegration	26
2.2.4 AP4 Backend	30
2.2.5 AP5 Signalverarbeitung	32
2.2.6 AP6 Testverfahren, Integration und Systemdemonstration	38
2.3 Entwicklungsstrang THz Kommunikation für hochbitartige Funklinks	45
2.3.1 AP1 Systemdesign	45
2.3.2 AP2 Chip Design	47
2.3.3 AP3 Frontend-Packaging und Antennenintegration	51
2.3.4 AP4 Backend	61
2.3.5 AP5 Signalverarbeitung	62
2.3.6 AP6 Testverfahren, Integration und Systemdemonstration	63
3 Projektziele	67
3.1 Abweichungen zum Projektantrag	67
3.2 Fortschritt auf dem Gebiet des Vorhabens	68
3.3 Publikationen	70
4 Status – Verwertungsplan	71
Abbildungen	75

Teil II: Eingehende Darstellung

1 Das Projekt T-KOS

1.1 Zusammenfassung

Innovationen in den Bereichen Kommunikation und Sensorik können entscheidend dazu beitragen die gesellschaftlichen Zukunftsthemen Digitalisierung, Industrie 4.0 und Ressourceneffizienz erfolgreich umzusetzen.

In unserer digitalisierten, hochtechnisierten und auf Mobilität angewiesenen Lebens- und Arbeitswelt ist die flexible und verlässliche Verfügbarkeit von Kommunikations- und Datenverbindungen eine Grundvoraussetzung. Durch die zunehmende Mobilität der Nutzer, die flexible Nutzung von breitbandigen Multimediainhalten (z.B. Entertainment, Medizin, Logistik) und Zukunftstechnologien wie das Internet of Things oder autonomes Fahren wachsen sowohl das Datenaufkommen in Mobilfunknetzen als auch die Anforderungen an die Kommunikationsnetze selbst. Daher ist die Erhöhung der Datenkapazität im gesamten Netz von herausragender Bedeutung. Eine vielversprechende Möglichkeit zur Erhöhung der Datenkapazität ist der zusätzliche Einsatz von THz-Funktechnologie bei hohen Trägerfrequenzen (> 100 GHz).

In der industriellen Produktion erfordern Ressourceneffizienz, höhere Produktivität und steigende Anforderungen an Produkteigenschaften eine zerstörungsfreie inline Qualitätskontrolle des Produktionsprozesses, um Produktionsfehler frühzeitig zu erkennen und den Herstellungsprozess zeitnah zu optimieren. Bei Bauteilen mit komplexen Geometrien und Materialzusammensetzungen werden dabei häufig Bildgebungssysteme auf Basis von Röntgenstrahlen oder Ultraschall eingesetzt. Inspektionssysteme auf Basis von Terahertz-Strahlung besitzen das Potential die Vorteile von Ultraschall und Röntgen zu kombinieren: Terahertz-Wellen können elektrisch nichtleitende Materialien analog zu Ultraschall und Röntgen durchdringen, arbeiten jedoch ohne Koppelmedium, und benötigen keine aufwendige mechanische Führung und keine Strahlenschutzmaßnahmen. Bisher scheitert die Einführung der Terahertz-Bildgebung in der Qualitätssicherung, insbesondere im Bereich der Inline-Inspektion, an der fehlenden Verfügbarkeit preiswerter, schneller und hochauflösender Systeme mit optimierten, KI-basierten Bilderkennungs-Algorithmen.

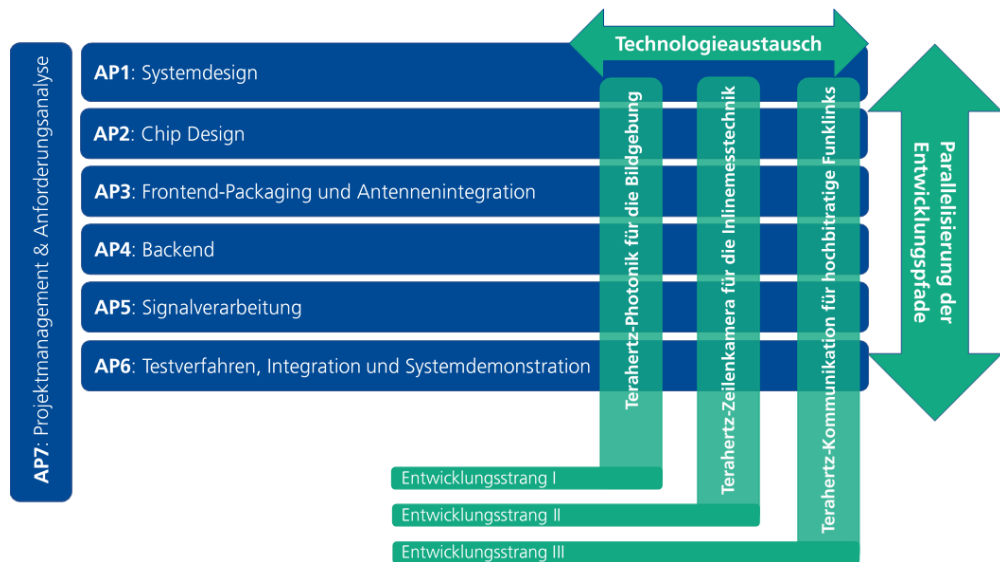
In T-KOS wurde die Entwicklung von Terahertz-Technologie nun erstmals synergetisch in den Bereichen Kommunikation und Sensorik für die Industrie zusammengeführt. Die übergeordneten Projektziele waren:

- ▣ Aufbau einer deutschen Wertschöpfungskette zu Terahertz-Funklinks, z.B. für die hochbitratige Kommunikation in der industriellen Produktion
- ▣ Inline-Überwachung von Produktionsprozessen mit KI-basierter, bildgebender Echtzeitverarbeitung für ressourceneffiziente Produktion (z.B: Null-Fehler-Strategie)
- ▣ Erstmalige industrietaugliche Terahertz-Kommunikation und -Sensorik durch die Kombination skalierbarer elektronischer und photonischer Konzepte.

Diese Ziele wurden durch gemeinsame Entwicklungen und die gezielte Nutzung der Synergien in den Forschungsfeldern Hochfrequenzelektronik, Terahertz-Photonik und drahtlose, hochbitratige Kommunikation ermöglicht. Da das Projekt dabei entlang dreier paralleler Entwicklungsstränge organisiert war (Abbildung 1), werden die Projektergebnisse dieses Abschlussberichtes, entlang dieser Entwicklungsstränge dargestellt:

- (1) Entwicklungsstrang THz Photonik für Bildgebung (ES1)
- (2) Entwicklungsstrang THz Zeilenkamera für die Inlinemesstechnik (ES2)
- (3) Entwicklungsstrang THz Kommunikation für hochbitratige Funklinks (ES3).

Abbildung 1: Projektstruktur - drei parallele Entwicklungsstränge, die an Schlüsselstellen untereinander vernetzt sind.



Die Kompetenzen der am Projekt beteiligten Institute und die projektrelevanten Vorarbeiten ermöglichten die parallele Bearbeitung aller Entwicklungsstränge von Beginn des Projekts an. So können innerhalb der vergleichsweise kurzen Projektlaufzeit von 16 Monaten Demonstratoren in allen drei Entwicklungssträngen realisiert werden, die weit über den aktuellen Stand der Technik hinausgehen. Die erreichten Projektziele helfen die Entwicklungen in den Zukunftsfeldern Digitalisierung, Industrie 4.0 und Ressourceneffizienz am Industriestandort Deutschland entscheidend zu stärken. Der nachfolgende Abschlussbericht gibt einen Überblick über den Projektverlauf, sowie die erreichten Ziele in den einzelnen Entwicklungssträngen. Die Arbeiten im Arbeitspaket 7 (AP 7), über alle Entwicklungsstränge hinweg, zum Projektmanagement sind nicht einzeln aufgeführt, sondern bilden die Grundlage der Zusammenarbeit im Projekt und der detaillierten Darstellung. Weitere Arbeiten im Rahmen des AP 7 zur Anforderungsanalyse und verknüpften Tätigkeiten sind in Kapitel 4 (Status Verwertungsplan) dargestellt.

1.2 Arbeitsplan und Projektergebnisse

Da das T-KOS Vorhaben ursprünglich nur für 12 Monate geplant war, wurden die wesentlichen Arbeitspakete stark parallelisiert. Aus diesem Grunde fanden kontinuierliche Abstimmungsrunden zwischen den einzelnen Arbeitspaketen statt. Der grobe Projektplan ist in Abbildung 2 dargestellt und umfasst die Projekt Ereignisse: Meilensteine sowie die übergreifende Projektaktivitäten (Kick-Off, Projektbesprechungen).

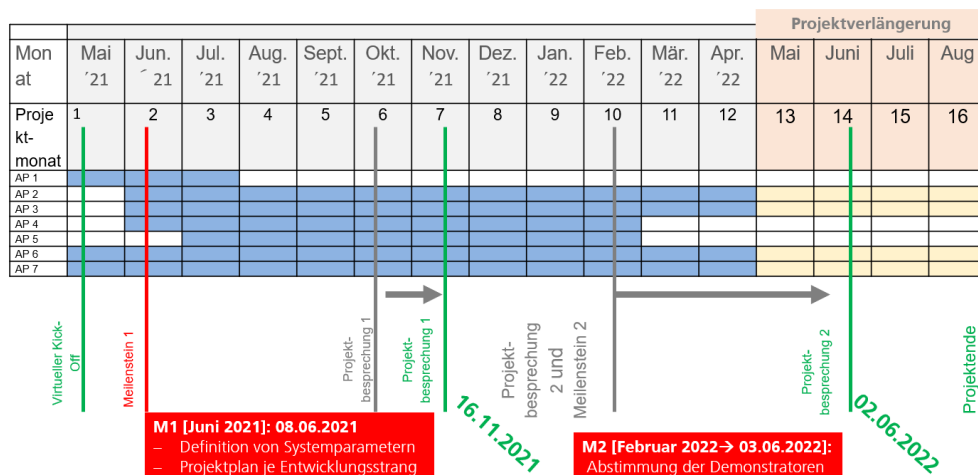


Abbildung 2: Zeitplan und Meilensteine.

Während des Projektverlaufes kam es zu Verzögerungen, die eine 4-monatige Projektverlängerung nötig machten, damit die Projektziele erreicht werden konnten. Die wesentlichen Gründe für die Abweichung vom Projektplan werden in Kapitel 3.1 dargestellt und umfassen Lieferengpässe sowie krankheitsbedingte Ausfälle infolge der pandemiebedingten hohen Infektionszahlen mit dem SARS-CoV-2-Erreger.

In der nachfolgenden Tabelle werden die Projekt Ereignisse kurz erläutert. In die Betrachtung des Projektfortschritts sind die Ergebnisse aus den 16 Monaten der Förderdauer des Projektes T-KOS eingeflossen. Die folgende Darstellung der Projektergebnisse erfolgt, wie bereits dargestellt, getrennt nach Entwicklungssträngen:

- 📡 Entwicklungsstrang THz Photonik für Bildgebung (ES1)
- 📡 Entwicklungsstrang THz Zeilenkamera für die Inlinemesstechnik (ES2)
- 📡 Entwicklungsstrang THz Kommunikation für hochbitartige Funklinks (ES3)

Innerhalb jedes Entwicklungsstrangs werden die Ergebnisse entlang der Arbeitspakete nachfolgend dargestellt.

Projektereignis	Datum	Kurzbeschreibung/ Ergebnis
Virtueller Projekt Kick-off	10.05.2021	Durchgeführt unter Teilnahme des Projektträgers, Vorstellung der fachlichen und der inhaltlichen-Projekt-Struktur.
Meilenstein 1 – Definition von Systemparametern	08.06.2021	Innerhalb des AP1 sind für alle drei Entwicklungsstränge die Systemparameter definiert und dokumentiert worden. Die Inhalte sind in den Abschnitten 2.1.1, 2.2.1 und 2.3.1 nachzulesen. Zusätzlich fand ein virtuelles Treffen am 08.06.21 zur Vorstellung der Ergebnisse statt.
Projektbesprechung 1	16.11.2021	Durchgeführt unter Teilnahme des Projektträgers. Vorstellung des Projektfortschritts je Entwicklungsstrang. Diskussion zu Mittelabruf im Jahr 2021.
Projektverlängerung	04.03.2022	Kostenneutrale Laufzeitverlängerung um 4 Monate bis zum 31.08.2022
Projektbesprechung 2	02.06.2022	Präsenztreffen am Fraunhofer FHR und Abstimmung zum Zeitplan mit Blick auf potentielle Verzögerungen im Aufbau der Systemdemonstratoren. Siehe Meilenstein 2
Meilenstein 2 - Abstimmung der Demonstratoren	02.06.2022	Abstimmung der Zeitplanung für die System-Demonstratoren. Berücksichtigung der Projektverlängerung um 4 Monate.
Ende Projektlaufzeit		
Fortführung der Arbeiten (I) EUMW 2022	27.09.2022	Focussed Session on Advances in Terahertz technologies for communication and sensor applications mit 5 Vorträgen aus dem T-KOS Projekt von HHI, FHR, ITWM, FBH und IHP. Organisation durch die FMD-GS im Rahmen der Arbeiten in AP7
Fortführung der Arbeiten (II) Digitales Live-Event zu Terahertz-Technologien	26.01.2023	»Terahertz für Kommunikation und Sensorik – wie die Technologie in die Anwendung kommt« mit über 100 Teilnehmenden zur Vorstellung der Systemdemonstratoren des Projekts »T-KOS«. Organisation durch die FMD-GS im Rahmen der Arbeiten in AP7.

2 Entwicklungsstränge im Projekt T-KOS

2.1 Entwicklungsstrang THz Photonik für Bildgebung

Der einzigartige Kompromiss zwischen hoher räumlicher Auflösung und guter Transmission durch optisch opake Materialien im THz-Frequenzbereich bietet großes Potential für unterschiedliche Ansätze in der Bildgebung. Durch die kohärente Messung werden auch Amplitude und Phase über einen breiten Frequenzbereich erfasst, so dass umfassende Laufzeit- und Abstandsinformationen zur Verfügung stehen. Im Gegensatz zu den etablierten THz-Zeitbereichsspektrometern, die gepulste THz-Strahlung nutzen, wurden im Entwicklungsstrang THz-Photonik optoelektronische Dauerstrich-THz- (cw-THz) Systeme untersucht. Diese Systeme weisen mehrere Vorteile auf: Erstens sind keine mechanischen optischen Verzögerungseinheiten nötig. Zweitens ist das Potential zur Kostenreduktion groß, da die verwendeten cw-Laser auf günstigen Halbleiterlaserchips basieren. Drittens können alle benötigten optischen Funktionen potentiell photonisch integriert werden, so dass zukünftig vollständige on-chip THz-Spektrometer realisiert werden könnten.

Auf Grundlage der photonischen cw-THz-Technologie waren wesentliche Projektziele die Demonstration der Skalierbarkeit der cw-THz-Systeme von nur einem Messkopf (THz-Sender plus –Empfänger) hin zu acht Messköpfen sowie die Demonstration der weiteren photonischen Integration mit dem Ziel der Realisierung einer phasengesteuerten Gruppenantenne bestehend aus vier Einzelelementen.

Eine vielversprechende Anwendung für den THz-Frequenzbereich ist die zerstörungsfreie Prüfung (ZfP), da THz-Strahlung dielektrische Materialien wie Kunststoffe, funktionale Beschichtungen oder auch Autolacke durchdringt. Aus diesem Grund wurde als Anwendungsszenario im Projekt die THz-Bildgebung gewählt. Auf Basis des zu entwickelnden THz-Systems mit acht Messköpfen sollte daher erstmals ein multistatisches, photonisches FMCW-THz-Radar für die ZfP und synthetische Bildgebung demonstriert werden. In diesen Anwendungen kann ein großer Vorteil der photonischen THz-Systeme, die enorme spektrale Bandbreite, genutzt werden, um eine hohe laterale und Tiefenauflösung zu erzielen. In Vorarbeiten wurden zum Beispiel cw-THz-Systeme präsentiert, die Frequenzen zwischen 100 GHz und 4,5 THz detektieren können.

Im Folgenden werden die Arbeiten und erzielten Ergebnisse aus dem Entwicklungsstrang THz-Photonik nach Arbeitspaketen (AP) geordnet dargestellt.

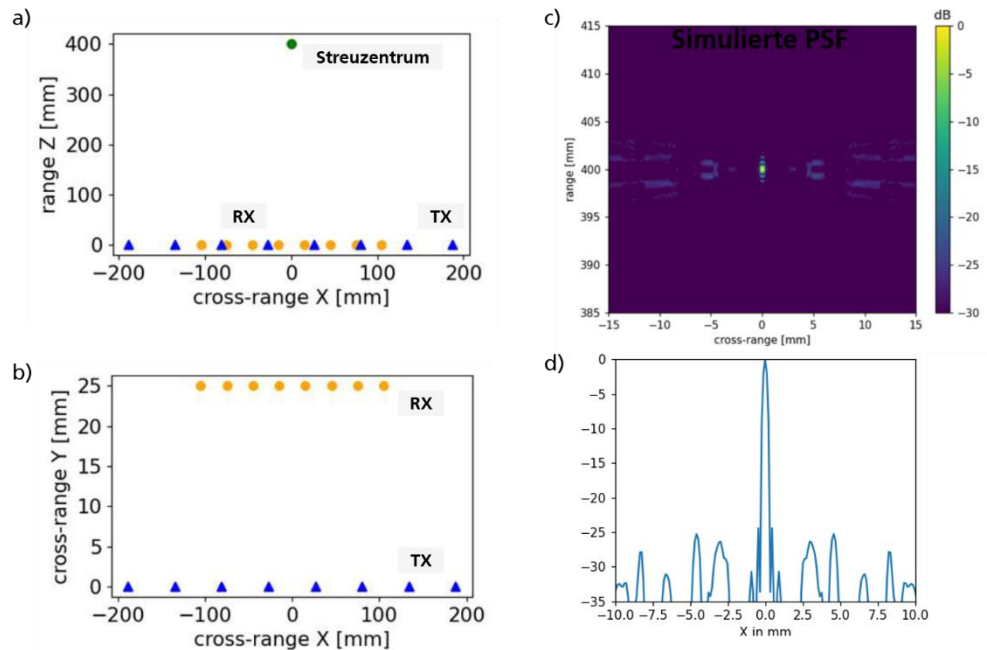
2.1.1 AP1 Systemdesign

Die Arbeiten in AP1 bildeten die Grundlage für die folgende technische Realisierung eines multistatischen, photonischen FMCW-THz-Radars sowie der photonisch integrierten Chips im Projekt.

In enger Zusammenarbeit zwischen den Instituten HHI und ITWM wurde ein Hardwarekonzept für eine Erweiterung des FMCW-THz-Systems auf bis zu acht Messköpfe entwickelt. Diese Skalierung auf acht Messköpfe bildete die Grundlage für die erstmalige Realisierung eines multistatischen, photonischen THz-Arrays im Rahmen von T-KOS. Diese Arbeiten umfassten neben dem Design des optischen Netzwerks im FMCW-System und der notwendigen Faserverstärker auch ein Konzept für die Signalverarbeitung und Bildrekonstruktion, da während einer Messung mit acht Messköpfen ein Datenstrom von bis zu 200 MB/s aufgezeichnet und verarbeitet werden muss.

Für das photonische FMCW-THz-Radar wurde die Antennenanordnung mit bis zu acht THz-Emittern und -Detektoren simuliert und die Punktspreizfunktion (PSF) als Maß für die Güte dieses abbildenden Systems optimiert. Abbildung 3 zeigt die optimierte Konfiguration des multistatischen ausgedünnten Arrays [a) und b)] sowie die simulierte PSF [c) und d)]. Abbildung 3 a) zeigt eine Draufsicht, das Streuzentrum liegt vor dem Array in einem Abstand von 400 mm. Abbildung 3 c) zeigt die Draufsicht auf die simulierte PSF. In Abbildung 3 d) ist zu erkennen, dass die Nebenmaxima mehr als -20 dB kleiner sind als der Hauptpeak des Streuzentrums, was auf die Güte der gewählten Konfiguration hinweist. Eine geeignete Halterung für die in Abbildung 3 gezeigte Array-Konfiguration wurde in AP3 hergestellt, so dass das gezeigte Array für die Messungen in AP6 zur Ver-

Abbildung 3: Details zum ausgedünnten, multistatischen, photonischen Array, welches erstmals in T-KOS realisiert wurde.



fügung stand.

Für die Entwicklung der photonisch integrierten, phasengesteuerten Gruppenantenne wurden in AP1 optische und HF-Simulationen des hybrid integrierten Optical Phased Arrays (OPA) durchgeführt. Das OPA ermöglicht das Einstellen der optischen Phase für alle THz-Sendeelemente, um eine phasenkohärente Abstrahlung aller Einzelemente zu ermöglichen. Für den OPA wurde als Integrationsplattform die PolyBoard-Plattform des HHI ausgewählt, da in dieser Plattform effiziente optische Phasenschieber und komplexe optische Wellenleiternetzwerke realisiert werden können.

Die neue Siliziumnitrid- (SiN) Plattform des HHI wurde zunächst auch für die Fertigung des OPAs in Betracht gezogen, allerdings war die Prozessoptimierung für diese Plattform zu dem Zeitpunkt, als ein Design festgelegt werden musste, noch nicht abgeschlossen, so dass die potentiell sehr niedrigen Dämpfungsverluste von <0.1 dB/cm in SiN-Wellenleitern noch nicht erreicht wurden. Für zukünftige Arbeiten bietet die SiN-Plattform aber vielfältige und vielversprechende Anwendungsmöglichkeiten.

2.1.2 AP2 Chip Design

Inhalt von AP2 war das Design und die Herstellung der verschiedenen photonisch integrierten Schaltungen, die für die Demonstratoren des Entwicklungsstrangs benötigt wurden.

Zum einen wurden photonisch integrierte THz-Gruppenantennen entworfen und hergestellt, die später als THz-Sendeelemente verwendet wurden. Dabei dienen schnelle Pho-

Photodioden als Photomischer, die ein optisches Schwebungssignal in THz-Strahlung konvertieren können. Zur Abstrahlung der THz-Strahlung sind breitbandige Bow-Tie-Antennen bereits mit den Photodioden integriert. Die Photodioden werden über ein optisches Wellenleiternetzwerk gespeist, das ebenfalls auf dem Chip integriert ist. Dieses Wellenleiternetzwerk besitzt so viele optische Eingänge wie es Einzel-Sendeelemente auf dem Chip gibt, so dass die Phase aller THz-Sendeelemente zueinander eingestellt werden kann. Das optische und Hochfrequenz-Design erfolgte auf Basis umfangreicher Simulationen. Die in der InP-Prozesslinie des HHI gefertigte, integrierte THz-Gruppenantenne ist in Abbildung 4 gezeigt.

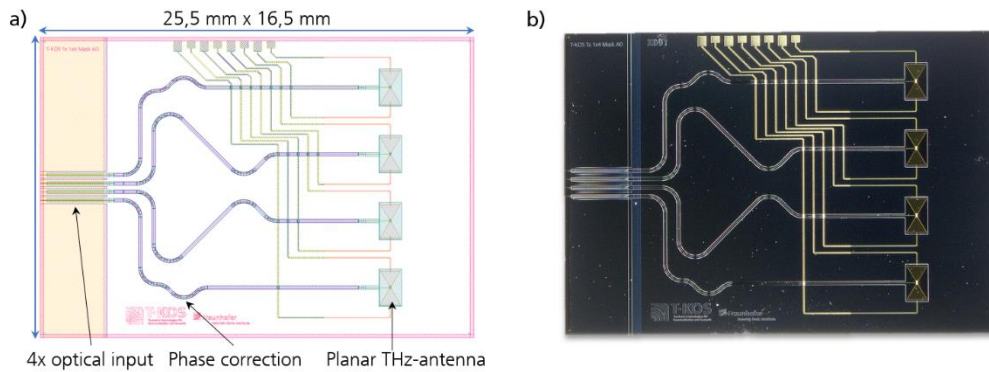


Abbildung 4: Photonisch integrierte Antenne für 300 GHz – 2,5 THz: CAD-Design a) und Mikroskopaufnahme b) der integrierten THz-Gruppenantenne. Gezeigt ist ein Design für vier THz-Sender.

Weiterer Inhalt des AP2 war das Design und die Herstellung des hybrid integrierten OPAs auf Basis der PolyBoard-Plattform des HHI. Abbildung 5 a) und b) zeigen den CAD-Entwurf eines OPAs für vier bzw. acht THz-Sendeelemente. Zwei optische Wellenleiter sind der Input für diesen Chip und führen die beiden benötigten Laserlinien, die vor jedem THz-Sendeelement zu einem optischen Schwebungssignal überlagert werden. Vor der Überlagerung wird das optische Eingangssignal zunächst auf die benötigte Anzahl an separaten Kanälen aufgespalten, wobei die Phase in jedem Kanal durch thermooptische Phasenschieber eingestellt werden kann. Abbildung 5 c) zeigt zudem eine Mikroskopaufnahme des gefertigten OPAs für vier Elemente.

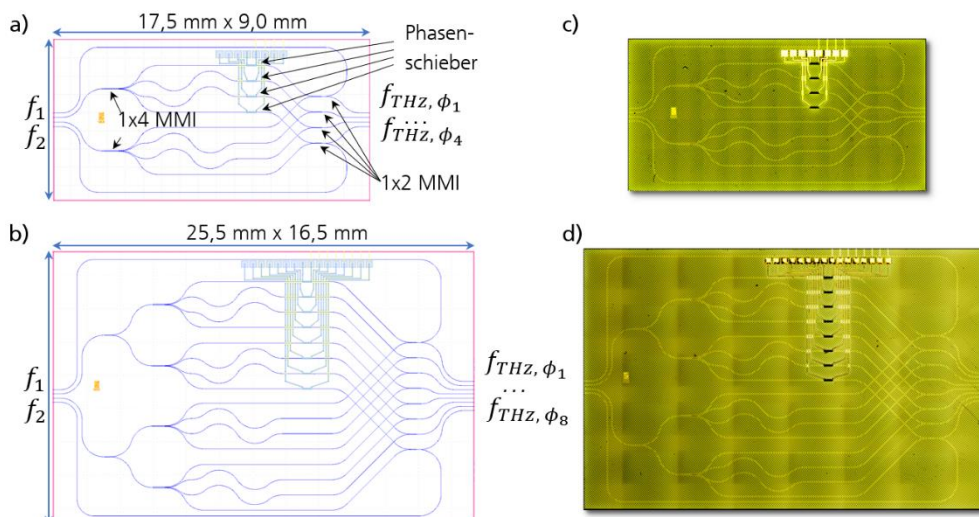
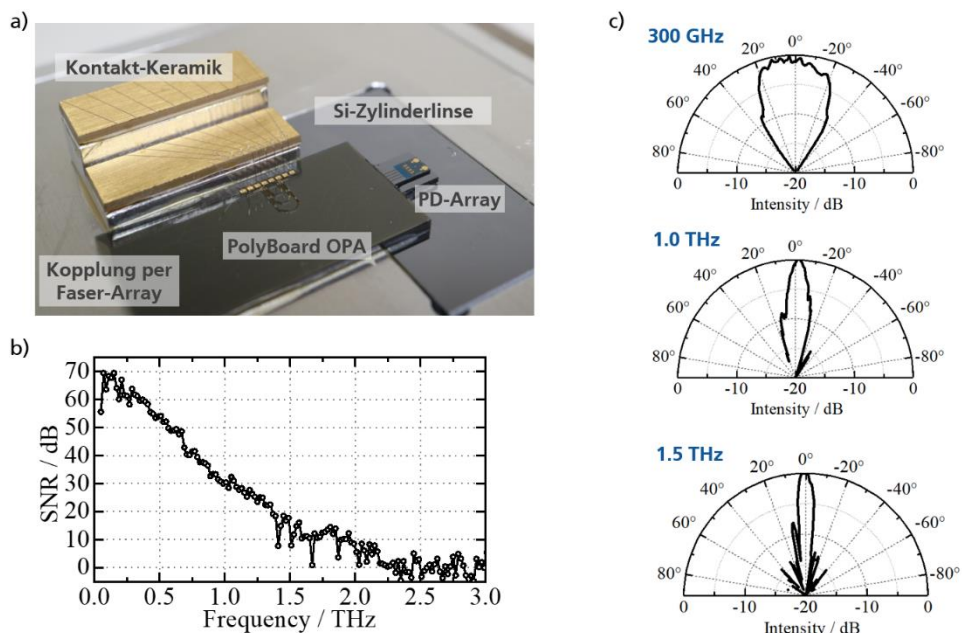


Abbildung 5: CAD-Design und Mikroskopaufnahmen der hergestellten Optical Phased Arrays, die für die phasenkohärente Ansteuerung der einzelnen Sendeelemente der integrierten THz-Gruppenantenne benötigt wird. Gezeigt ist ein Design für vier THz-Sender sowie eines für acht.

2.1.3 AP3 Frontend-Packaging und Antennenintegration

Inhalt von AP3 war die Entwicklung geeigneter Aufbaukonzepte sowie die Umsetzung der Assemblierung der verschiedenen Hardware-Komponenten, die im Entwicklungsstrang hergestellt wurden. Diese Arbeiten umfassten den Aufbau von acht THz-Sende- und -Empfangsmodulen für das multistatische, photonische THz-Radar; eine Überarbeitung des Aufbaukonzepts der THz-Empfängermodule zur weiteren Miniaturisierung, um

Abbildung 6: Hybrid integrierte THz-Gruppenantenne mit Optical Phase Array hergestellt in der PolyBoard-Plattform des HHI.



im photonischen Array den Empfänger-Pitch reduzieren zu können; die Assemblierung eines hybrid integrierten Demonstratormoduls mit photonisch integrierten Gruppenantennen; sowie die Entwicklung einer leistungsstarken, schnellen Photodiode, welche an einen WR3-Hohlleiter gekoppelt werden sollte.

Abbildung 6 a) zeigt beispielhaft einen Zwischenstand während der Assemblierung der photonisch integrierten Gruppenantenne. Das OPA wurde aktiv an das Photodioden (PD) Array (vier Elemente) gekoppelt, um so die Einfügeverluste zwischen beiden photonisch integrierten Chips zu minimieren. Das PD-Array ist auf einem Spacer platziert, der wiederum auf einer hyperhemizylindrischen Linse aus hochresistivem Silizium sitzt. In einem weiteren Arbeitsschritt wurde die Kombination aus OPA und PD-Array mit einem Faser-Array gekoppelt, so dass eine externe Laserquelle benutzt werden kann. Abbildung 6 b) zeigt ein kohärent gemessenes THz-Spektrum für einen THz-Sender dieses PD-Arrays. Dabei wurde keine abbildende Optik verwendet. Trotzdem zeigt das assemblierte THz-Array eine sehr hohe spektrale Bandbreite mit Frequenzen zwischen 100 GHz und 2,5 THz. Zudem wurde die Abstrahlcharakteristik dieses assemblierten THz-Sende-Arrays vermessen. Abbildung 6 c) zeigt die Abstrahlcharakteristik für drei Frequenzen bei 300 GHz, 1,0 THz und 1,5 THz. Die Reduktion der Breite der Strahlkeule hin zu höheren Frequenzen auf Grund der stärkeren Antennenrichtcharakteristik ist deutlich zu erkennen.

Photonische THz-Komponenten eignen sich nicht nur für die ZfP, sondern auch sehr gut für hochbitratige Kommunikationslinks. Dies liegt primär daran, dass die photonischen Komponenten mit bestehenden faseroptischen Kommunikationssystemen kompatibel sind und so optisch modulierte Datensignale direkt in den THz-Bereich gewandelt werden können. Mit Blick auf dieses Anwendungsszenario wurde in AP3 außerdem eine schnelle Photodiode mit WR3-Hohlleiterschnittstelle entwickelt. Dieses Ziel umfasste die Entwicklung eines geeigneten Epitaxieprozesses, die mikrotechnologische Fertigung der resonanten Photodioden, die Erarbeitung eines Konzepts zur Kopplung der Photodiode an den WR3-Hohlleiter sowie die finale Assemblierung dieses Moduls. Abbildung 7 fasst diese umfangreichen Arbeiten stark gekürzt zusammen. Abbildung 7 a) zeigt das entwickelte 3D-Modell, das zur elektromagnetischen Simulation und Optimierung des Aufbaukonzepts genutzt wurde. Zu sehen ist eine Momentaufnahme des elektrischen Feldes bei 275 GHz im Photodiodenchip, der mittels eines angepassten Interposers an den WR3-Hohlleiter gekoppelt ist. Die Abbildung zeigt das Modul im Querschnitt. Aus diesem Modell berechnet, zeigt die grüne Kurve in Abbildung 7 b) den S_{21} -Parameter, der die Auskopplung der THz-Strahlung von der Photodiode in den Interposer und

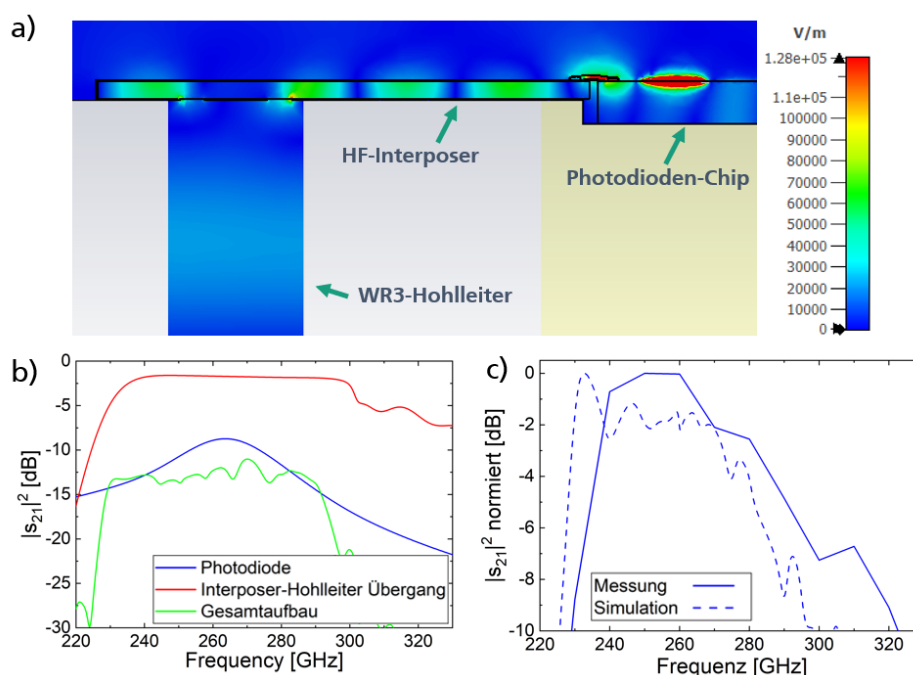


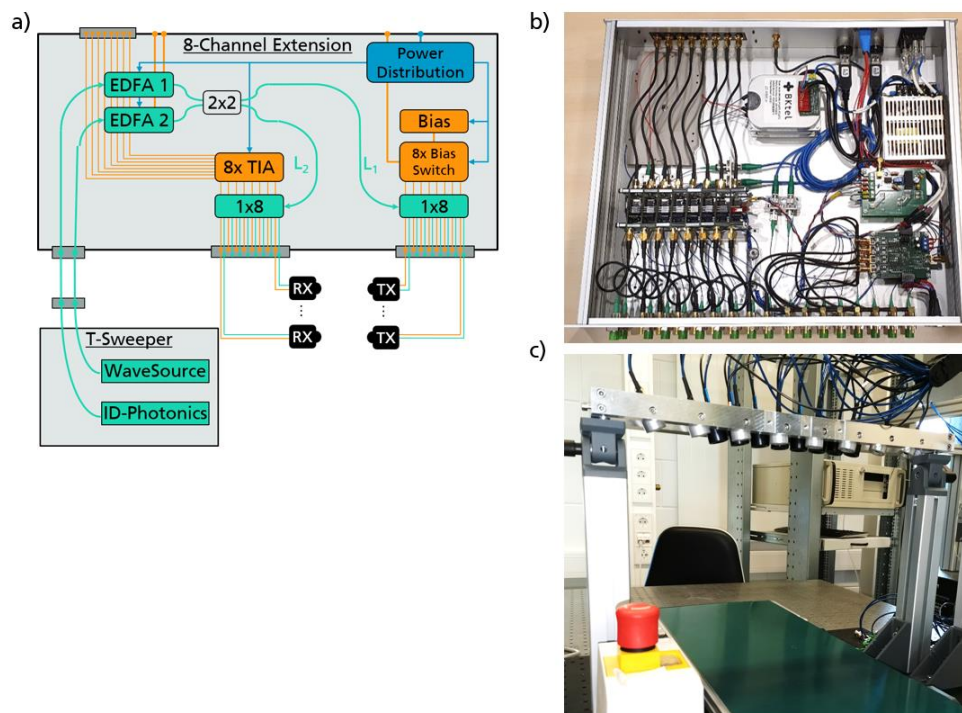
Abbildung 7: Photonischer THz-Emitter mit WR3-Hohlleiter-Schnittstelle. a) Feldverteilung im Querschnitt des Hohlleiterübergangs. b) Anteil des S_{21} -Parameters in den Komponenten. c) S_{21} -Parameter im Vergleich von Messung und Simulation

anschließend in den Hohlleiter beschreibt. Die elektrooptische Response des Photodiodenchips (blau) und die Einfügedämpfung des Interposer-Hohlleiter Übergangs sind ebenfalls dargestellt. Wie zu erkennen ist, bestimmt in diesem Fall die Photodiode die Mittenfrequenz, sowie die maximale Bandbreite. Die Messung des Gesamtmoduls in Abbildung 7 c) zeigt eine Mittenfrequenz von 260 GHz bei einer 3 dB-Bandbreite von 60 GHz. Die Mittenfrequenz weicht um ca. 40 GHz von den anvisierten 300 GHz ab, was auf eine nicht ideale integrierte Resonanzstruktur auf dem Photodiodenchip zurückzuführen ist. Für die gute Übereinstimmung zwischen Simulation und Messung, und damit zukünftig weitere Optimierungen des Aufbaukonzepts durchgeführt werden können, war es entscheidend, die Photodiodenchips in einem breitbandigen Bereich von DC bis 220 GHz elektrisch zu charakterisieren und dadurch die Ersatzschaltbildparameter zu extrahieren. Diese Charakterisierung wurde mit dem im Rahmen von T-KOS am HHI angeschafften Anritsu Vector Star DC-220 GHz und den zugehörigen MPI Probe Heads durchgeführt. Die gemessene THz-Ausgangsleistung dieses hohlleitergekoppelten Moduls beträgt 40 μ W bei 260 GHz.

2.1.4 AP4 Backend

In AP4 wurde auf Basis des zuvor erarbeiteten Konzeptes zur Skalierung des FMCW-THz-Systems von einem Messkopf auf acht Messköpfe ein Demonstratorsystem aufgebaut. Das bestehende Zweifarben-Lasersystem „T-Sweeper“ wurde als Basis genommen und eine modulare Erweiterung entworfen, die dieses System auf 8 Sende- und 8 Empfangskanäle erweitert. Abbildung 8 a) zeigt schematisch, wie dieses Zweifarben-Lasersystem an die achtkanalige Erweiterung angeschlossen wird. Die Erweiterung enthält unter anderem Faserverstärker, um die erforderliche Leistung für 16 Sende- und Empfangsmodule zu erreichen, sowie das faseroptische Netzwerk zur Verteilung der optischen Signale auf die 16 Module. Weiterhin befinden sich die einzeln schaltbare Vorspannungsversorgung für die Sender sowie die notwendigen Transimpedanzverstärker zur Verstärkung der Empfängersignale im Erweiterungsmodul. Abbildung 8 b) zeigt das Innenleben des Erweiterungsmoduls. Die in AP3 montierten fasergekoppelten THz-Module können mit Hilfe dieses Erweiterungsmoduls direkt an das Messsystem angeschlossen werden. Die korrekte Positionierung der Module entsprechend der in AP1 entworfenen Array-Konfiguration (siehe Abbildung 8c)) wird durch den ebenfalls in AP4 gefertigten Array-Halter sichergestellt. Der FMCW-Betrieb und die allgemeinen Eigenschaften dieses Systems wurden in der Folge ausführlich charakterisiert. Bereits zu Beginn des Projektes wurde ein FMCW-THz-System mit einem Sender-Empfänger-Paar und einem Messkopf, vom HHI an das ITWM ausgeliehen, um frühzeitig Erfahrungen im Umgang mit diesem System sammeln zu können. Auf diese Erfahrungen konnte bei der Inbetriebnahme und Charakterisierung des Achtkanalsystems zurückgegriffen werden. Es wurde außerdem eine

Abbildung 8: Erweiterung des FMCW-THz-Systems auf den Betrieb von 8 Paaren aus Sendern und Empfängern. a) Schematische Darstellung. b) Das Erweiterungsmodul im offenen Gehäuse. c) Array aus jeweils 8 Sendern und Empfängern über einem Fließband



kompakte Einkanal-Lösung mit einem Zynq-basierten FPGA-System entwickelt. Diese Lösung ist durch einen Multi-Board-Ansatz auf die volle Kanalkapazität skalierbar. Für die gezeigten Messungen wurde im Laboraufbau eine Mehrkanal-Messkarte von NI verwendet. Die in AP 4.2 erzielten Synergien ermöglichen den Einsatz eines einzigen großen FPGA-Moduls für den Messbetrieb.

2.1.5 AP5 Signalverarbeitung

Im durchstimmenden Laser finden regelmäßige Modensprünge innerhalb eines Sweeps statt, die zu einer Leerlaufzeit und teilweise zu nicht Linearitäten im System führen. Die Ansteuerung des Laserherstellers kompensiert diese approximativ. Im Zuge der Präzisionsanforderungen des Systems ist eine lineare Frequenzkurve essenziell. Dazu wurde eine Messung mit einem Fabry-Perot Interferometer genutzt, um die Frequenzpunkte präzise zu bestimmen. Da das System einen deterministischen Bezug zu einem Rampenstarttrigger bietet, war eine Hinterlegung dieser Kurve in der Signalverarbeitung möglich. Die gemessenen Modensprünge sind in der Abbildung 9 zu sehen.

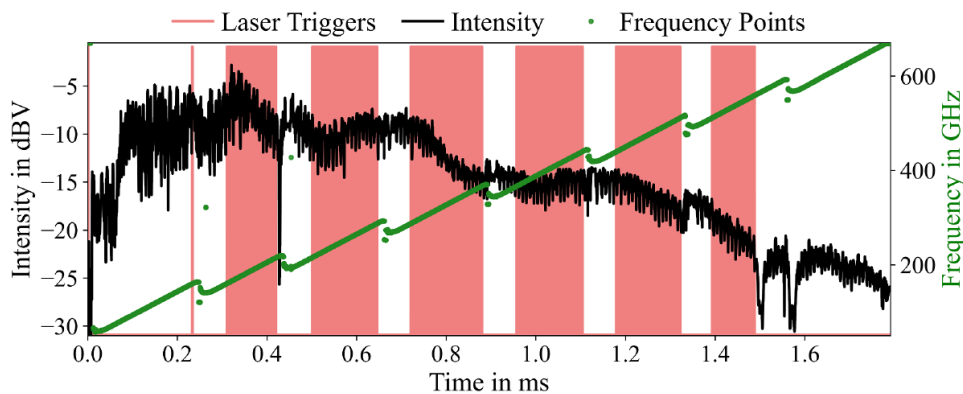


Abbildung 9: Modensprünge und gemessene Frequenzpunkte in Bezug zum Systemtrigger

Die Signalfusion dieser verschiedenen Modensprung-Bereiche führt zu einer sehr großen verwendbaren Bandbreite von über 1 THz. Zur Validierung der Linearität wurden Polyethylen-Proben unterschiedlicher Dicke von 807 μm bis runter zu 73,5 μm in Reflexionsgeometrie vermessen. Durch den Brechungsindex des Polyethylens von $n=1,6$ vergrößert sich die optische Pfadlänge entsprechend. Die Ergebnisse der Dickenmessung mit einem Transceiveraufbau sind in Abbildung 10 gezeigt und entsprechen den Erwartungen.

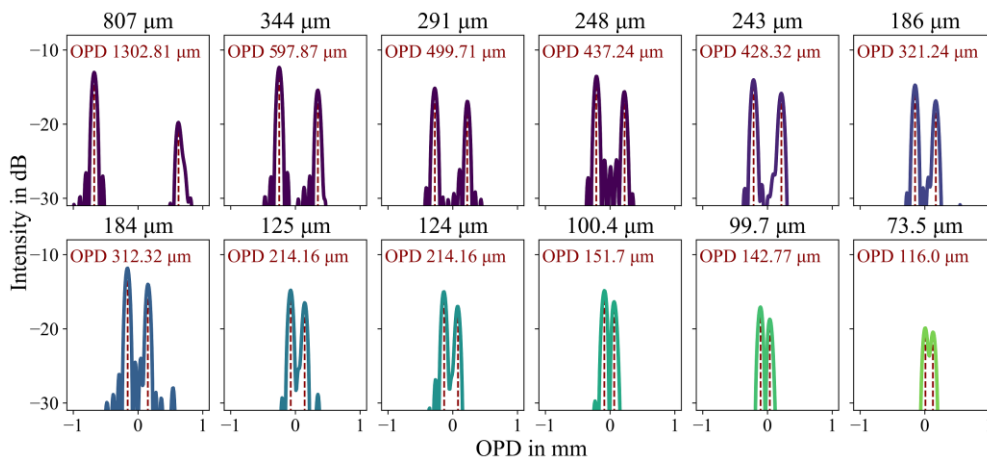


Abbildung 10: Messung der verschiedenen Dicken zur Validierung der Modensprungkompensation nach Hinterlegung der Frequenzkurven aus einem Fabry-Perot Interferenzaufbau

Um ein Bildgebungssystem zu realisieren, werden Siliziumlinsen zur Strahlformung verwendet. Die Szenerie wird dabei unfokussiert mit einem Multiple Input-Multiple Output (MiMo) Ansatz ausgeleuchtet und ebenfalls ohne optische Abbildung vermessen. Im Gegensatz zu einem Messsystem mit einer fokussierenden Optik wird nach dem Synthetic-Aperture-Messprinzip (SAR) ohne eine reale fokussierende Apertur gemessen und jeder Sender-Empfänger Kombination entspricht einem virtuellen Transceiver. In diesem Fall bedeutet das, dass die 8 Sender und 8 Empfänger eine vergleichbare Qualität wie ein 64 Transceiver-Array erzielen sollten. Jeder Sender kommuniziert über die zu messende Probe mit jedem Empfänger, das zugrundeliegende Signalmodell entspricht dem Huygens-Prinzip in einer vereinfachten Kirchhoff Formel. Das Signal, welches vom Sender

n zum Empfänger m gelangt ergibt sich aus der Summe aller Signalwege über die Punktstreuer i :

$$\text{Signal}_{n,m} = \sum_i R_i \exp\left(2\pi j \frac{2(d_n + d_m)}{c} f\right)$$

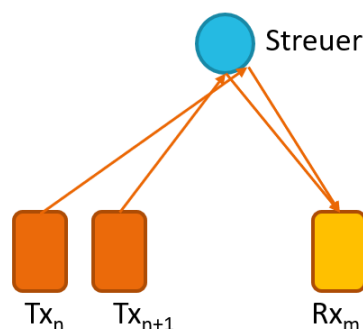
Das Objekt wird dann als eine Zusammenfassung von einzelnen Punktstreuern mit der Reflektivität R_i gesehen, die sich jeweils im euklidischen Abstand d_n von dem jeweiligen Sender n und im Abstand d_m vom jeweiligen Empfänger m befinden. In der Formel bezeichnet c die Vakuumlichtgeschwindigkeit und f die Frequenz der elektromagnetischen Welle (hier bis 1 THz).

Auf diesem Signalmodell basiert der Matched-Filter-Rekonstruktionsalgorithmus, es wird an jedem zu rekonstruierenden Voxel ein hypothetischer Punktstreuer der Stärke 1 angenommen und das simulierte Signal mit dem Messsignal korreliert. Diese Korrelation wird als rekonstruierter Messwert an jedem Voxel eingetragen. Eine beschleunigte Fassung dieses Algorithmus unter Verwendung der Fouriertransformation für die Frequenzachse wird Backprojection genannt.

Diese Rekonstruktionsalgorithmen sind höchst rechenintensiv, der Matched-Filter Algorithmus hat eine Komplexität von $O(N^3M^2F)$, für 3D Volumina, der Backprojektionalgorithmus noch eine Komplexität von $O(N^3M^2)$, mit N^3 der Anzahl der Voxel in einem Rekonstruktionsvolumen, M^2 der Anzahl der Messpositionen und F der Anzahl der Frequenzpunkte. Es gibt schnellere Algorithmen, diese Geschwindigkeit wird aber auf Kosten der Flexibilität erkaufte. Da der Matched Filter Algorithmus und den Backprojektion Algorithmus zur Klasse der sogenannten ‚embarrassingly parallel‘ Algorithmen gehören sind sie einer Parallelisierung auf vielen Prozessoren, hier einer modernen Grafikkarte, General Purpose Graphics Processing Unit (GPGPU), zugänglich. Eine entsprechende Beschleunigung wurde durch die Verwendung und Adaption dieser Algorithmen erreicht. Dies erlaubt eine Echtzeit-Bildverarbeitung.

Zur Validierung des MiMo-Systems ist eine Messung an Punktstreuern oder Linienstreuern geeignet. Üblicherweise ist ein im Vergleich zur Wellenlänge unendlich kleiner Streuer notwendig. Bei tiefen Frequenzen ist dies leicht gegeben, bei höheren Frequenzen weißt der Streuer nach diesem Kriterium eine endliche Ausdehnung auf. Die Abbildung 11 illustriert diesen Fall eines ausgedehnten Streuers, bei dem die Weglängen nicht denen eines Punktstreuers entsprechen. Dies Problem wurde durch eine Erweiterung des Rekonstruktionsalgorithmen angegangen.

Abbildung 11: Schematische Darstellung des MiMo-Verfahrens zur Abschätzung der Ausdehnung eines Objekts. Der blaue Kreis stellt einen runden Streuer dar, der im Vergleich zur Wellenlänge eine endliche Ausdehnung hat. Die Weglängen entsprechen nicht mehr denen eines reinen Punktstreuers



Es wurden die a-priori Information des Radius des Streuers in die Weglängenbestimmung des Matched-Filters hineinzunehmen, so dass entsprechende Objekte sich als ideale Streuer rekonstruieren lassen. Insbesondere in Frequenzbereichen mit nur einem eingeschränkten Signal-Rausch Verhältnis erlaubt dies noch eine Rekonstruktion auch wenn das ‚Power-Budget‘ schon fast überschritten wurde.

2.1.6 AP6 Testverfahren, Integration und Systemdemonstration

Um die Funktionalität des Systems festzustellen, wird eine Metallplatte in einem Abstand von ca. 33 cm vermessen und dann um 1 cm in die Tiefe verschoben und erneut gemessen. Diese beiden Messungen können zueinander referenziert werden, indem die eine Messung als ‚short‘ verwendet wird. Nach einer Einschränkung der Bandbreite und Fouriertransformation lässt sich überprüfen, ob es im gewählten Szenario eine ausreichende Zahl von Sender- und Empfängerkombinationen mit hinreichender Signalstabilität gibt, sodass die Bildgebung möglich wird.

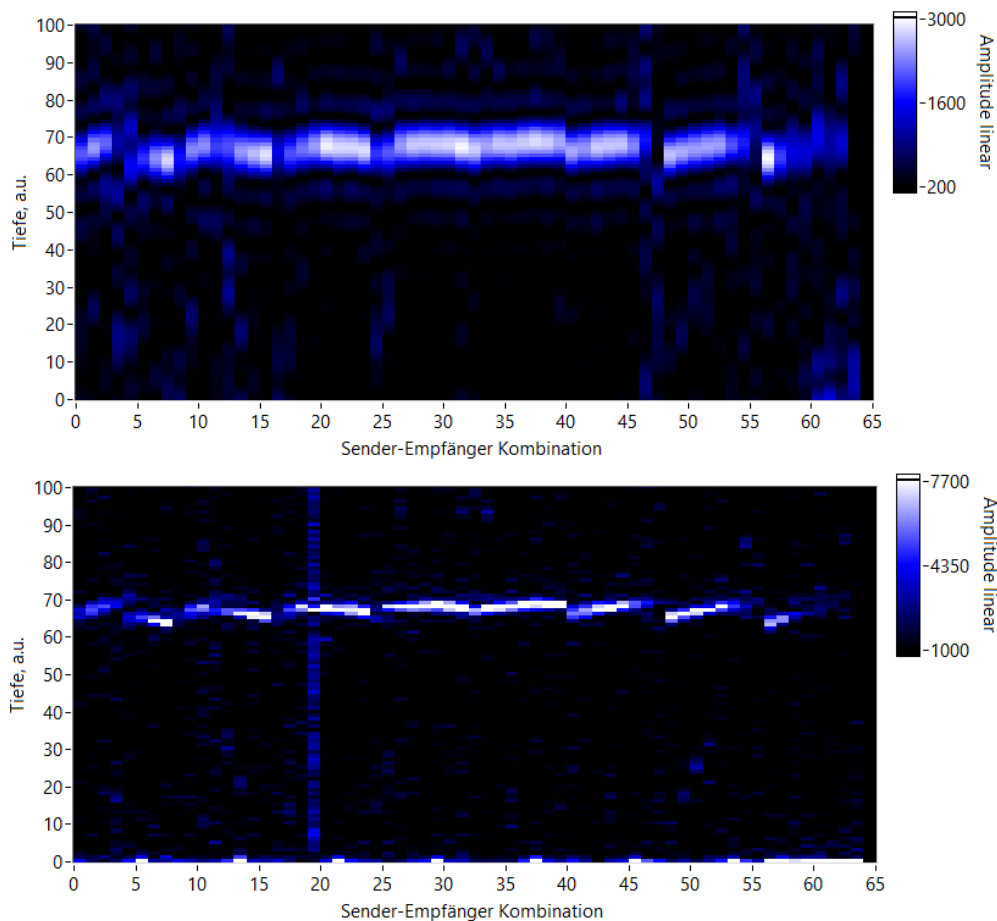


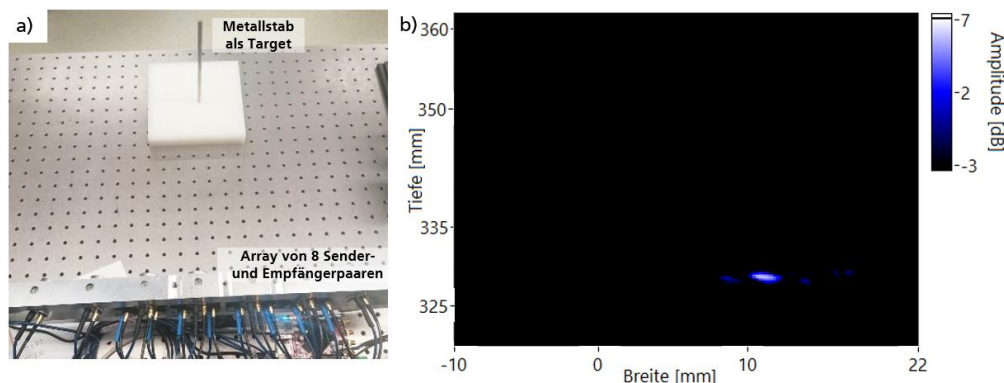
Abbildung 12: Referenzmessung des Bildgebungssystems an einer Metallplatte. Auf der Abszisse sind alle Kombinationen der 8 Sender und 8 Empfänger linear von 0 bis 64 aufgetragen. Die Ordinate zeigt die Tiefe, bzw. Signallaufzeit in Pixel. Die Farbe zeigt den Absolutbetrag der Fouriertransformation der Daten mit Zero-Padding. Die obere Abbildung verwendet einen Frequenzbereich von 81,6 GHz bis 201,6 GHz, die untere Abbildung einen Frequenzbereich von 41,6 GHz bis 1,002 THz bei jeweils einer Integrationszeit von 2 s pro Empfänger.

In Abbildung 12 sind die Ergebnisse dieser Berechnung gezeigt. In beiden gezeigten Frequenzbereichen ist das Bild symmetrisch in Bezug auf die Sender-Empfänger Anordnung. Sender-Empfänger-Paare, welche dichter beieinander stehen zeigen ein stärkeres Signal als die, die weiter auseinanderstehen. Im niedrigen Frequenzbereich sind diese Unterschiede unproblematisch. Im hohen Frequenzbereich hingegen weisen nicht alle Sender-Empfänger-Kombinationen optimale Profile auf; weitere Optimierung des Systems ist hier möglich. Die Mehrheit der Kombinationen verfügt aber bereits um ausreichend Signalstärke, sodass eine SAR-Rekonstruktion nicht gefährdet ist.

Im Vergleich zu einem vollelektronischen FMCW-System erreichen wir mit diesem optoelektronischen Ansatz eine schnellere Sweeprate von 500 GHz/ms und das über einen Frequenzbereich der mehr als eine Größenordnung über den der vollelektronische Hohlleiterkomponenten liegt. Typische Bandbreiten von Hohlleiterkomponenten sind einerseits durch die Moden der Hohlleiter und andererseits durch das Erzeugungsprinzip mit Multiplikatorenketten beschränkt. Typische Werte sind z.B. 35 GHz Bandbreite im W-Band oder 105 GHz im J-Band (220-320 GHz). In dem hier vorgestellten System ist ein Frequenzbereich von knapp 100 GHz bis 1 THz gut adressierbar.

Zur Validierung der SAR-Bildgebung wurde eine Metallstange im Abstand von ca. 33 cm zum Sender- und Empfängerarray vermessen, siehe Abbildung 13.

Abbildung 13: a) Die Metallstange mit 5 mm im Durchmesser ist im Hintergrund zu erkennen, im Vordergrund im Abstand von ca. 33 cm ist das Array aus 8 Sendern und 8 Empfängern zu sehen. b) Rekonstruiertes, gemessenes Signal einer Metallstange mit 5 mm Durchmesser in einem Abstand von 33 cm. Die Messbandbreite beträgt 300 GHz und die Messung startet bei 41,6 GHz



Das übliche Short-Match-Kalibrierungsverfahren erreicht bei diesem Experiment seine Grenzen. Dies liegt einerseits am ausgeprägten Rolloff des Dynamikbereichs mit steigender Frequenz und andererseits an der Messung eines nur schwach streuenden Objektes, was insbesondere bei höheren Frequenzen eine Rekonstruktion erschwert. Um diesem Problem zu begegnen wurde im Zuge des Projektes die klassische Short-Match Kalibrierung durch eine Match- und Shortphase Kalibrierung ersetzt. D.h. der Short wird nur zur Normalisierung der komplexen Phase herangezogen ohne die Amplitude zu normieren. Dies führt auch bei schwachen Signalen zu einer besseren Rekonstruktionsqualität. Der mögliche Nachteil ungewünschter Amplitudenmodulation durch den Leistungsrolloff macht sich hier aber nur geringfügig bemerkbar.

Abbildung 14: Rekonstruiertes, gemessenes Signal einer Metallstange mit 5 mm Durchmesser in einem Abstand von 33 cm. Dabei wurde Frequenzen von 521,6 GHz bis 921,6 THz mit einer Integrationszeit von 2 s pro Empfänger aufgenommen. Im Bild ist ein vergrößerter Ausschnitt zu sehen. Die Punktgröße von unter 0,3 mm in der Breite und Tiefe kann erreicht werden, jedoch hat die gesamte Szene außerhalb sehr viel Clutter. Der Algorithmus kompensiert dabei für eine endliche Dicke der Stange (hier 5 mm), da diese für diesen Frequenzbereich nicht mehr als dünner Linienstreuer angenommen werden kann.

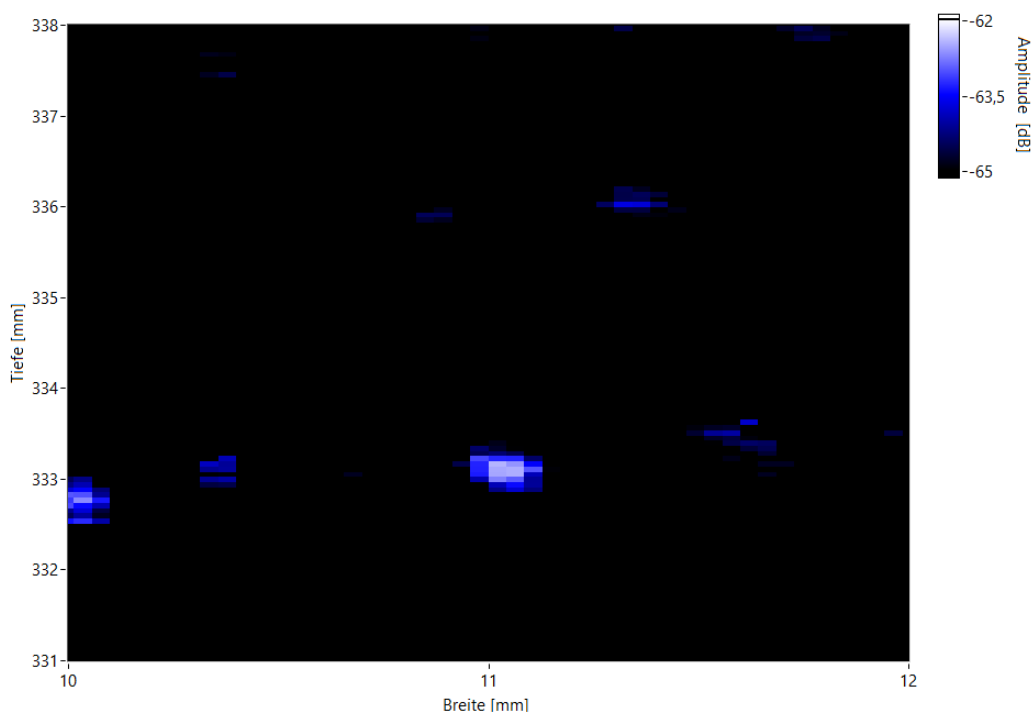


Abbildung 13 zeigt die Rekonstruktion in einem niedrigen Frequenzbereich. Es ist eine Punktantwort mit ca. 2 mm Breite und 1 mm Tiefe und einem guten Signal-Hintergrundverhältnis von ca. 10 dB zu sehen. In Abbildung 14 ist die Rekonstruktion im hohen Frequenzbereich dargestellt, dabei erreichen wir die gewünschten 0,3 mm Breite und Tiefe der Punktantwort. Wie schon durch die Messungen der einzelnen Kanalkombinationen in Abbildung 14 ersichtlich, ist das Signal-Hintergrundverhältnis in der unmittelbaren Umgebung der Punktantwort jedoch nur 3 dB. Außerhalb dieses Bereiches (siehe z.B. an der Position 10 mm) zeigt sich unerwünschter Clutter, der durch eine weitere Optimierung unterdrückt werden könnte.

2.2 Entwicklungsstrang THz Zeilenkamera für die Inlinemesstechnik

Ziel dieses Entwicklungsstrangs war es einerseits auf Basis von MIMO Chipsätzen eine skalierbare Zeilenkamera bei 140 GHz zu entwickeln, sowie die skalierbare Heterointegration von SiGe- und InP-Chips für den Frequenzbereich bei 250 GHz und von InP Radarmodulen für den Frequenzbereich von 240 GHz bis 440GHz. Zusammen mit einer echtzeitfähigen, KI-basierten Signalverarbeitung sollte ein Hochgeschwindigkeits-Inline-Messsystem für die zerstörungsfreie Überwachung von Produktionsprozessen bei gleichzeitig hoher Bildqualität entwickelt werden.

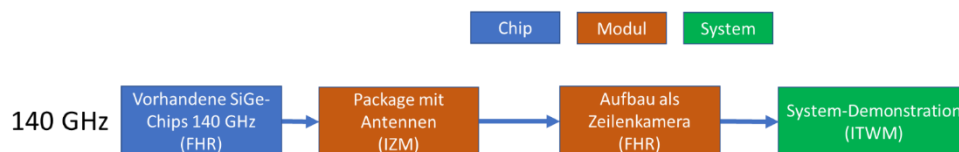


Abbildung 15: Demonstrator 140 GHz (und Farbdefinition der Blöcke)

Bei dem 140 GHz System wurde dabei auf einen bestehenden Chipsatz des FHR zurückgegriffen, um direkt mit Fragestellungen bezüglich des Packaging und des Systemkonzeptes beginnen zu können.

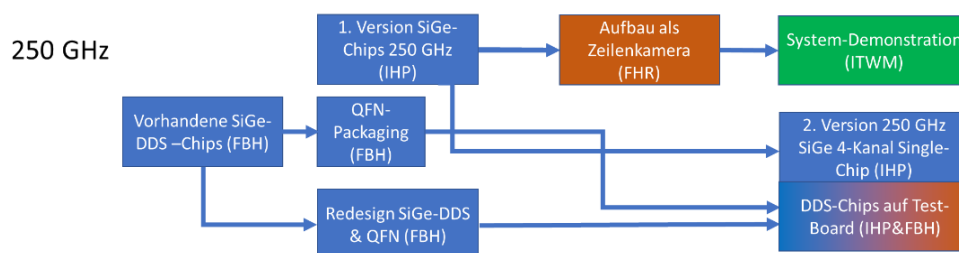


Abbildung 16: Demonstrator 250 GHz

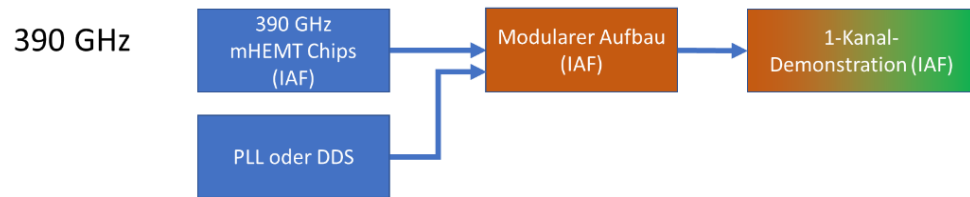
Bei 250 GHz wird an einem zweigeteilten Ansatz gearbeitet, in der Version 1 wurde auf Basis eines neu entwickelten 250 GHz Chipsatzes an einem Zeilendemonstrator gearbeitet, während im zweiten Ansatz an einem mehrkanaligen Chipsatz mit eigenem DDS gearbeitet wurde. Diese Arbeiten fanden lediglich auf Chip- und Modulebene statt.



Abbildung 17: Demonstrator 250 GHz

Um zukünftig eine hohe Eindringtiefe in die zu untersuchenden Bauteile bei gleichzeitig hoher lateraler Auflösung zu gewährleisten, wurde parallel an InP-Chips geforscht. Die Zielvorstellung war hierbei einen Radarchip mit 100 GHz Bandbreite zu entwickeln. Hierbei standen einerseits die Arbeiten des IHP&FBH für einen Hetero-integrierten Chip auf Basis der SiGe- & InP-Technologie bei 250GHz im Vordergrund, sowie die Forschungsarbeiten des IAF für einen mHEMT Chipsatz für den Frequenzbereich von 340 GHz bis 440 GHz in Zusammenarbeit mit dem ENAS welche die PLL Auslegung durchführten. Hier wird ein einkanaliges System aufgebaut mit dem Proben mechanisch gescannt werden können.

**Abbildung 18: Demonstrator
390 GHz**



Die verwendeten Technologien erlauben einen zukünftigen Einsatz in Produktionsanlagen mit Bandgeschwindigkeiten von mehr als 10 m/s. Im Rahmen des Systemdemonstrators wurde der Nachweis der Funktionalität für Bandgeschwindigkeiten von 1 m/s – 2 m/s erbracht.

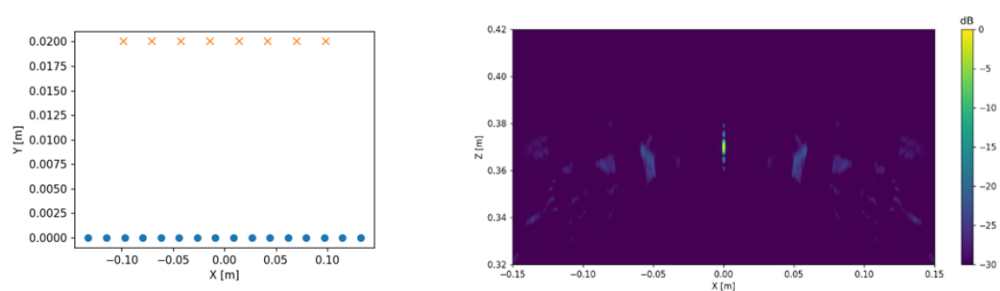
In diesem Entwicklungsstrang wurden die Kompetenzen von FHR (Radarsysteme und Signalverarbeitung), FBH (InP-Elektronik), IAF (Terahertz-Frontends), IHP (SiGe-Technologie), IMS (KI-basierte Signalverarbeitung), ENAS (Funktionstests und Systemanalyse), IZM (industrielles Packaging), IPMS (low-power ASICs und KI-gestützte Bildgebung) und ITWM (Terahertz-Messsysteme, schnelle Radar-Bildgebungsalgorithmen) miteinander kombiniert. Die Schnittstelle zwischen Signalverarbeitung und Sensorhardware wurden dabei so ausgelegt, dass die entwickelten Methoden zur Bildrekonstruktion ebenso in dem Entwicklungsstrang THz Photonik für Bildgebung (ES1) eingesetzt werden konnten. So entstand ein modulares Systemkonzept sowohl für die Terahertz-Bildgebung auf Basis von photonischen Komponenten wie die verschiedenen Systemkonzepte für die Bildgebung auf Basis von elektronischen Komponenten.

Im Folgenden werden die Arbeiten und erzielten Ergebnisse aus dem Entwicklungsstrang THz-Zeilenkamera nach Arbeitspaketen (AP) geordnet dargestellt.

2.2.1 AP1 Systemdesign

Im Rahmen von AP 1 wurde auf Basis generischer Systemkonzepte für Fließbandanlagen eine erste Systemauslegung sowie darauf basierende Antennenverteilungen entwickelt. Für alle drei adressierten Frequenzbereiche wurden geeignete Antennenverteilungen simuliert und für den weiteren Projektverlauf für die beiden geplanten Zeilenarrays bei 140 GHz und 240 GHz Mittenfrequenz festgelegt.

Abbildung 19: Die linke Grafik zeigt die geplante Arrayanordnung über dem Fließband in der Laufrichtung (Y) für das spätere Demonstratorsystem bei 240 GHz bestehend aus 8 Tx- und 16 Rx-Kanälen. Die rechte Grafik stellt die 2D-PSF dar und zeigt eine hinreichende Unterdrückung der Aliasing-Artefakte von mehr als 25 dB. Die zu erwartende Auflösung entlang des Zeilenarrays (X) beträgt etwa 1 mm.



Nach eingehender Analyse durch das IZM wurde sich für das 240 GHz-Array auf die Verwendung von chipintegrierten doppelt-gefalteten Dipolantennen geeinigt. Für die 140GHz package-integrierten Antennen wurde durch elektromagnetische Feldsimulationen verschiedene Konzepte bewertet und eine integrierte Patchantenne ausgewählt. Um die in AP1 definierte Bandbreite zu erreichen wurde eine Anregung mittels Aperturkopplung und die Höhe des Antennensubstrats untersucht. Da der IC aus AP2 eine differentielle Konfiguration der HF-Anschlüsse aufweist wird die Antenne ebenfalls differentiell angeregt.

Auf Basis der definierten Szenarien (Einsatz der Zeilenkamera in einer Inline-Messkonfiguration) konnten durch das ITWM&FHR die notwendigen Systemparameter abgeleitet werden:

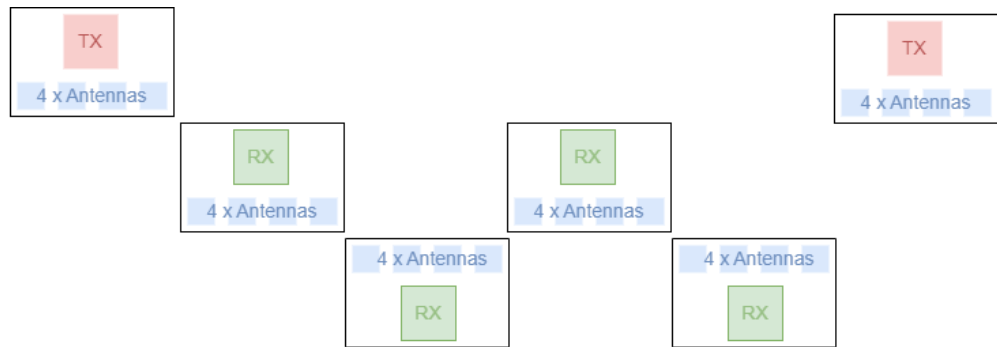
	140 GHz	240 GHz
Bandgeschwindigkeit	2 m/s	2 m/s
Auflösung entlang Bandrichtung	1.1 mm	0.74 mm
Auflösung quer zur Bandrichtung	1.1 mm	0.74 mm
Abbildungstiefe	<5 m	<2 m
Abbildungsbreite (1 Modul)	34 mm	(<i>sparse array</i>)
Modulanzahl	5	8 Tx 16 Rx
Gesamtabbildungsbreite	30.6 cm	34 cm
θ_{3dB}	60°	50°
F	1,87 kHz (bei 2 m/s)	4,1 kHz (bei 2 m/s)

Basierend der Auslegung der allgemeinen Systemparameter und Datenraten wurden die Auslegung der einzelnen Komponenten durchgeführt. Schwerpunkt der Auslegung war hier einerseits die Verstärkerseite (Ausgangsleistung, Empfängerrauschen, Systemdynamik) und andererseits die Antennenauslegung, hier insbesondere bezüglich Bandbreite, Mittenfrequenz, Öffnungswinkel, Elementabstand und Übersprechen.

Mittenfrequenz	140 GHz	240 GHz
Bandbreite	40 GHz	40 GHz
Ausgangsleistung	5dBm	7 dBm
Anzahl Sender / Modul	2	2
Anzahl Empfänger/Modul	16	16
Tx-Multiplex	TDM	TDM
Modulationsverfahren	FMCW	SFCW
Chirpzeit	60 μ s	/
Framerate	1.9kHz	4.1 kHz
Rx-Rauschzahl		13 dB
P1dB (Rx)	-5dBm	-40dBm
	-3dBm / -	
LO-Input Power	10dBm	-5dBm
LO Eingangsfrequenz	30 GHz	30 GHz
Lower Cutoff ZF	0 Hz	50 MHz
Upper Cutoff ZF	10 MHz	15 GHz
3dB-Öffnungswinkel in Bandrichtung	60°	50°
3dB-Öffnungswinkel quer zur Bandrichtung (entlang der Zeile)	60°	50°
Antennengewinn	6 dBi	7 dBi

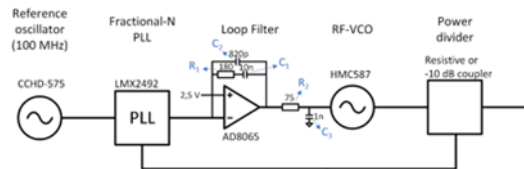
Zur Umsetzung der Radarzeile hat sich das IZM mit den beteiligten Partnern auf ein flexibles Modulkonzept geeinigt, welches modular erweitert werden kann. Ausgangsbasis sind 4-Kanal TX- bzw. RX-RFICs. Durch die versetzte Anordnung der Empfangsmodule entlang einer Linie, kann ein gleichförmiger Kanalabstand erreicht werden.

Abbildung 20: Umsetzungs-
konzept Radarzeile mit TX-
und RX-Modulen



Weiterhin wurde die notwendige Backend Performance bezüglich der Chirpzeiten und Abtastraten für die Szenarien zusammen mit dem IMS abgeschätzt. Das ENAS führte dazu ergänzend mit dem Fokus auf die 390 GHz Entwicklung am IAF, eine Simulation und das Design auf Systemebene einer geeigneten PLL durch. Ziel war hierbei unter anderem die Bewertung ob auch für extrem breitbandige FMCW Radarsysteme und die daraus resultierende Flankensteilheit eine ausreichende Stabilität der PLL Regelung erreicht werden kann.

Abbildung 21: Blockdiagramm
der simulierten PLL-Schleife



Auf Systemebene sind Merkmale wie der Dämpfungsbeiwert ζ , die Schleifeneigenkreisfrequenz ω_n und der Ausrastbereich $\Delta\omega_{PO}$ (Pull-Out-Range) ausreichend, um Bewertungskriterien für die Anforderungen an die Qualität der Synchronisierungssignale darzustellen.

$$\Delta\omega_{PO} = \begin{cases} 2\pi\omega_n e^{\frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \arctan\left(\frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta}\right)} & (0 < \zeta < 1) \\ 2\pi\omega_n e^1 & (\zeta = 1) \\ 2\pi\omega_n e^{\frac{\zeta}{\sqrt{\zeta^2-1}} \operatorname{arctanh}\left(\frac{\sqrt{\zeta^2-1}}{\zeta}\right)} & (\zeta > 1) \end{cases}$$

Die Rampensteilheit der Ausgangskreisfrequenz ist durch $\Delta\alpha_{ramp} = \Delta\omega_{out}/\Delta t_{sampling}$ charakterisiert, wobei $\Delta\omega_{out}$ die Ausgangskreisfrequenzänderung und $\Delta t_{sampling}$ das entsprechende Zeitintervall darstellen. In Zusammenarbeit mit dem Fraunhofer IAF wurde dabei folgender Use-Case-Parameter exemplarisch definiert:

$$\Delta\alpha_{ramp} = 2\pi \cdot 0.2 \text{ GHz/ms} = 1,256e13 \text{ rad/s}^2.$$

Allerdings kann die Ausgangsrampe immer stabil und zuverlässig erzeugt werden kann, nur wenn diese Slew-Rate-Bedingung gilt: $\Delta\omega_{PO} \geq \alpha_{ramp} \cdot \Delta t_{sampling}$. Somit wurde im Rahmen des T-KOS-Projektes und der FhG-IAF-Spezifikationen gezeigt, dass bei der in diesem Use-Case definierten Rampensteilheit, ein erheblicher Sicherheitsfaktor von etwa 167 gegenüber der Stabilitätsgrenze besteht, was darauf hindeutet, dass die ausgewählten Systemparameter einer sehr stabilen Lösung entsprechen.

2.2.2 AP2 Chip Design

Aufgrund der vielfältigen parallelen Forschungsarbeiten die im Rahmen des Arbeitspaketes erfolgten werden die durchgeführten Arbeiten entlang der unterschiedlichen Technologienlinien zur besseren Übersicht strukturiert.

Das IHP war für den Entwurf und die Herstellung von **Empfänger- und Sender-Chips (Rx und Tx)** verantwortlich, die in einem Radar-basierten **MIMO-Bildgebungssystem** eingesetzt werden sollen. Für diese Entwicklung wurden zwei Designansätze verfolgt.

Der erste Ansatz zielt auf eine hohe Tx-Ausgangsleistung (P_{out}) und eine niedrige Rx-Rauschzahl (NF) ab, wobei ein höherer DC-Stromverbrauch in Kauf genommen wird. Bei diesem Ansatz wurden separate Chips für Tx und Rx entwickelt. Ein 1-Kanal-Empfänger-Chip wurde entwickelt, um ein 2x8 MIMO-System mit einem $n\lambda$ -Abstand zwischen den Antennenelementen aufzubauen zu können

Außerdem wurde ein zweiter Rx-IC mit 4 Kanälen pro Chip entwickelt, um einen Antennenabstand von $1*\lambda$ zu ermöglichen. Der zweite Ansatz konzentrierte sich auf eine Lösung mit niedrigem DC-Leistungsverbrauch, bei der ein Kompromiss zwischen dem erreichbaren P_{out} und der NF gefunden wurde. Hier wurde ein Chip entwickelt, der sowohl Tx als auch Rx auf demselben Chip integriert. Basis für diese Schaltungsentwicklungen waren bereits existierende, experimentelle Vorläufer-Entwicklungen, die für die konkreten Anwendungszwecke des T-KOS Projektes angepasst und weiterentwickelt wurden. Die Entwicklungen konnten im Rahmen des Projektes erfolgreich umgesetzt werden und es wurden IC-Muster zur weiteren Charakterisierung und Integration in Demonstratoren an die Projektpartner geliefert.

Zur Erzeugung des Sub-THz-Chirps wurde eine breitbandige Tx-Multiplikator-mal-8-Kette hergestellt. Das 30-GHz-Eingangssignal wird durch Kaskadierung eines Vervierfachers, gefolgt von einem Verdoppler, mit 8 multipliziert. Das multiplizierte Ausgangssignal wird dann durch einen 4-Wege-Leistungsverstärker [IHP1] verstärkt. Das 30-GHz-Signal wird ebenfalls verstärkt und wieder als Ausgangssignal geliefert, um den nächsten Chip in einer Daisy-Chain-Architektur zu speisen.

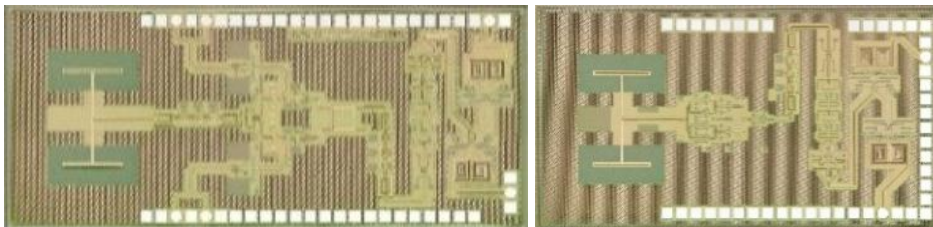
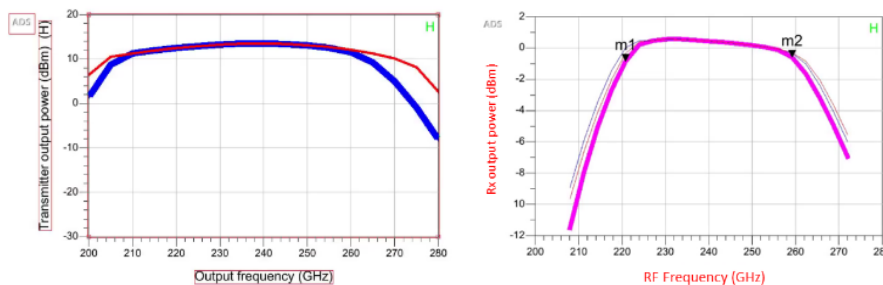


Abbildung 22: 1-Kanal-IC (Tx und Rx)

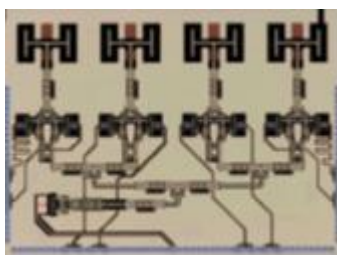
Der in Abbildung 22 (links) dargestellte Empfänger ist mit einem LNA, einem IQ-Abwärtsmischer und einem Ausgangspuffer ausgestattet. Die gleiche LO-Kette ist im Empfänger integriert, um das 240-GHz-LO-Signal zu erzeugen, und das 30-GHz-Signal wird ebenfalls verstärkt und nach außen geleitet. Tx und Rx erreichen 50 GHz mit 3-dB BW, wie in Abbildung 22 (rechts) gezeigt. Sowohl im Tx als auch im Rx ist eine differentielle, doppelt gefaltete Dipol-Antenne auf dem Chip mit Local Backside Etching (LBE) integriert. Die Differenzialantenne reduziert die unerwünschten Verluste, die durch die Umwandlung von Single-Ended- in Differenzialantennen entstehen. Die LBE-Technik trägt zur besseren Entkopplung vom Si-Substrat und damit zur Verbesserung der Gesamtleistung der Antenne bei.

Abbildung 23: links Rx: Pout-vs-frequency / rechts Tx: Pout-vs-frequency



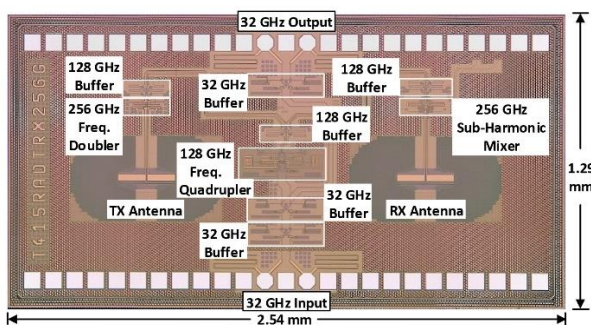
Um eine größere Anzahl von Kanälen und ein größeres Sichtfeld zu erreichen, wurde auch ein 4-Kanal-pro-Chip-Design hergestellt, wie in Abbildung 24 gezeigt. Dies ermöglicht ein Empfänger-Array mit λ -Abstand in einer linearen MIMO-Struktur.

Abbildung 24: 4-Kanal-IC (Rx)



Beim zweiten Ansatz wurde ein höherer Grad der Miniaturisierung angestrebt, indem Tx und Rx auf demselben Chip integriert wurden. Die LO-Multiplikator-kette zur Speisung der Tx- und Rx-Pfade wurde gemeinsam genutzt, und auf der Rx-Seite wurde ein subharmonischer Mischer anstelle eines grundtonbasierten Mixers wie in Ansatz 1 entwickelt. Außerdem wurde auf der Tx-Seite ein Multiplikator mit 2 als letzte Stufe anstelle eines PA verwendet, um den DC-Leistungsverbrauch zu reduzieren. Dieser Chip ist in Abbildung 25 gezeigte, er enthält zwei gefaltete Dipolantennen auf dem Chip, eine für die Sende- und eine für die Empfangsseite mit einer Isolierung von mehr als 30 dB.

Abbildung 25: Low power Single-Chip TRx Radar IC



Für den hochintegrierten Ansatz wurden Direct Digital Synthesizer (DDS) Chips in SiGe-BiCMOS-Technologie entworfen und realisiert. Der hierfür verwendete Prozess war der SG13G2-Prozess des IHP. Die Layout-Daten des SiGe-DDS wurden dazu vom Projektpartner FBH an das IHP übergeben, dort wurden IC-Muster im IHP-Reinraum gefertigt und anschließend ausgeliefert. Die aus Simulationen bestimmten Betriebseigenschaften des DDS erlauben einen Betrieb bei etwa 40 GHz Clock-Frequenz und eine frei wählbare Ausgangsfrequenz von 5 MHz bis über 15 GHz. Die Frequenzauflösung des DDS erfolgt in 1 MHz Schritten.

FBH und IHP haben im Rahmen des PA 2.2 einen Heterointegrationsansatz entwickelt und demonstriert, der es ermöglicht, erstmalig InP-basierte III-V-Chiplets auf einem SiGe-BiCMOS-Chip für den Frequenzbereich über 100 GHz zu integrieren und damit die Skalierbarkeit in der III-V-Si-Kombination technologisch zu ermöglichen. Das IHP war dabei für die BiCMOS-Substrate zuständig, das FBH für die InP-HBT-Chiplets und die Aufbau-technik.

Die Grundidee besteht darin, InP-Schaltungen in Form von Chiplets auf SiGe-BiCMOS-Wafern zu platzieren und mit den korrespondierenden SiGe-Schaltungsteilen HF-tauglich zu verbinden. Dazu wurde auf der SiGe-BiCMOS-Seite die Technologie für einen Lötprozess basierend auf In-Bumps adaptiert. Es wurde eine Under-Bump-Metallisierung (UBM) bestehend aus Ti/Ni/Au auf das standardisierte Aluminium Back End Of Line (BEOL) abgeschieden, um den nachfolgenden Lötprozess zu ermöglichen. In verschiedenen Runs wurden unterschiedliche Bondpad-Geometrien analysiert, um geeignete Interfaces zu ermöglichen. Basierend auf dieser Technologie wurden Trägersubstrate mit DC- und HF-Teststrukturen entworfen, gefertigt und beim Projektpartner FBH für die InP Heterointegration verwendet. Die entsprechenden passiven Testchips sind in Abbildung 26 gezeigt. Die Kontakt-Pads wurden zuvor simuliert und optimiert, um HF-Übergänge von der SiGe BiCMOS-Domäne zur InP-Domäne im sub-THz Frequenzbereich mit minimalen HF-Verlusten zu ermöglichen.

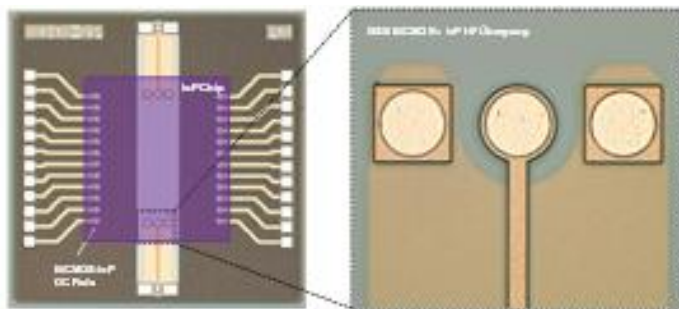


Abbildung 26: Aufnahme der BiCMOS-BEOL-Chips des IHP für die Integration mit den InP-Chips des FBH und Detailaufnahme der GSG-Pads für den HF-Übergang.

Die Integration der **InP-Chiplets** auf dem BiCMOS-Wafer erfolgt in Anlehnung an den Flip-Chip-Ansatz. Um eine hohe Reproduzierbarkeit und Stabilität zu gewährleisten, werden anstelle der konventionellen Flip-Chip-Bump-Verbindungen auf Chipseite Goldsäulen eingesetzt, welche mit einer sehr dünnen Indium-Schicht verlötet werden (siehe Abbildung 27). Die Interdiffusion der unterschiedlichen Leitungs- und Verbindungsmaterialien wird durch geeignete Barrieren unterbunden. Das Indium-Lot zusammen mit einer Ameisensäure-Atmosphäre während des Bondvorgangs ermöglicht flussmittelfreies Löten bei Temperaturen unterhalb von 200 °C, was aufgrund des begrenzten Temperatur-Budgets der InP-Chips erforderlich ist.

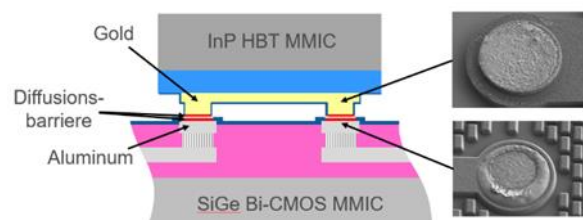
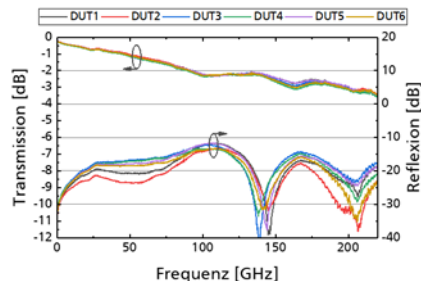
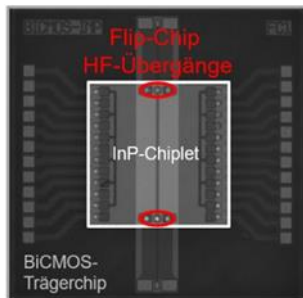


Abbildung 27: Flip-Chip Verbindung: Querschnitt eines gebondeten Chiplets. Die Rasterelektronenmikroskop-Bilder zeigen jeweils das Chip- und Trägerpad einer gelösten Bondverbindung.

Zur Prozessentwicklung wurden unterschiedliche InP-Testchips hergestellt, um die mechanische Stabilität, die elektrische Konnektivität sowie die Hochfrequenzeigenschaften zu evaluieren. Der Demonstrator-Aufbau für die Charakterisierung der Übergänge bis

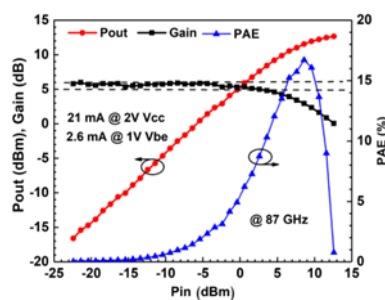
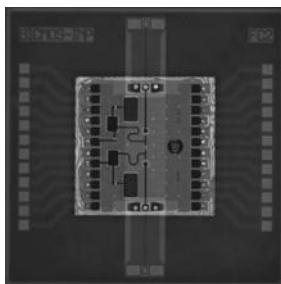
220 GHz ist in Abbildung 28 dargestellt. Die Messergebnisse (2 Flip-Chip Übergänge sowie 320 μm bzw. 770 μm lange Mikrostreifenleitungen auf BiCMOS-Trägersubstrat und InP-Chiplet) zeigen eine sehr geringe Variation von Chip zu Chip sowie exzellent niedrige Einfügungsdämpfung (weniger als 1 dB pro Übergang bei 220 GHz) und Reflexionen.0

Abbildung 28: Demonstrator-Aufbau für die Hochfrequenzcharakterisierung der Übergänge (links); Hochfrequenzeigenschaften von 6 gebondeten InP-Chiplets auf 3 BiCMOS-Trägerchips mit jeweils zwei Testfeldern.



Darüber hinaus wurden zwei unterschiedliche Leistungsverstärker-Varianten (PA) und ein Oszillator im gleichen Pad-Rahmen als hetero-integrierter InP-auf-BiCMOS-Chip realisiert (siehe Abbildung 29 mit dem PA). Insgesamt dokumentieren die Ergebnisse die Leistungsfähigkeit der entwickelten Hetero-Integrationstechnologie bis in den Bereich über 200 GHz.

Abbildung 29: Demonstrator-Aufbau mit Leistungsverstärker (Links) und zugehörige Hochfrequenz-Messergebnisse im W-Band (87 GHz) auf Waferebene (rechts).



In **Arbeitspaketes zum ADC** beschäftigte sich das IHP mit der Optimierung der ADC-Schnittstelle zwischen dem MIMO-Empfänger und der IQ-Basisband Signalverarbeitung. Bei einer digitalen Beamforming-Implementierung steigt mit zunehmender Größe des MIMO-Arrays die Anzahl der IQ-Eingangs-/Ausgangssignale linear an. An einem bestimmten Punkt wird das Fan-In und Fan-Out der Basisbandsignale zum Systemengpass und behindert die weitere Skalierung des Systems (Abbildung 30). Eine potentielle Lösung für einen solchen Engpass muss die Skalierbarkeit und einen geringen Stromverbrauch berücksichtigen.

Eine Möglichkeit, dieses Problem zu lösen, ist die Integration eines 8-Kanal-ADCs pro MIMO-Empfängerchip. Dazu ist ein energieeffizienter ADC-Kern erforderlich, für den hier eine geeignete ADC-Architektur gesucht und durch einen Pilotentwurf in der IHP 130 nm SiGe:BiCMOS Technologie verifiziert werden sollte.

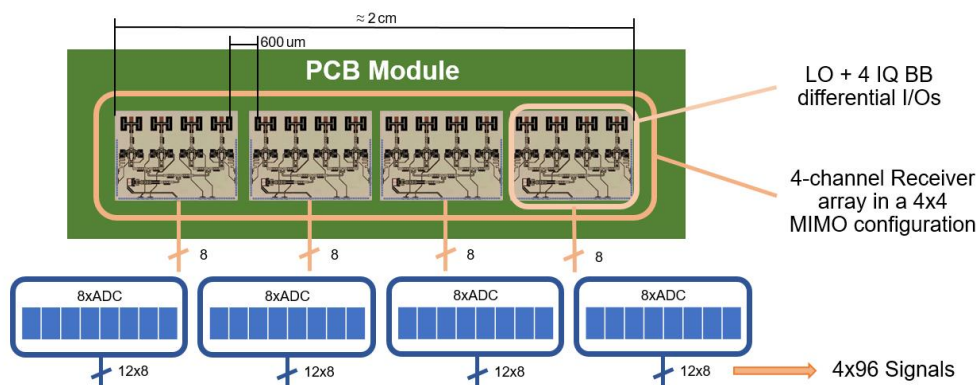


Abbildung 30: Anordnung von 4 MIMO-Empfängern mit je 4 Kanälen und den entsprechenden ADC-Interfaces.

Nach einer Analyse des Gesamtsystems und der Anforderungen des Empfängers wurden die optimalen **ADC-Spezifikationen** ermittelt [IHP3]. Als Ergebnis ist ein 32 MS/s 10 MHz 8-bit ADC ausreichend, um die Anforderungen des bestehenden MIMO-Empfängers zu erfüllen. Hier bietet sich SAR-ADC-Architektur als die optimale Wahl an, da sie die beste Energieeffizienz bietet. Dies führte zur Verwendung von hybriden DACs [IHP4]. Der SAR-ADC-Kern besteht aus einem voll-differenziellen Track-and-Hold-Verstärker, einem voll-differenziellen Komparator, zwei Hybrid-DACs und einem SAR. Der voll-differenzielle SAR-ADC ist so konzipiert, dass er die differenziellen Ausgänge des Empfängers ankoppeln kann. Die hybride DAC-Architektur besteht aus einem kapazitiven 4-Bit-MSB-DAC und einem widerstandbasierten 4-Bit-LSB-DAC. Durch die Verwendung des widerstand-basierten DAC konnte die Anordnung der Einheitskondensatoren erheblich verkleinert werden. Der entworfene ADC nimmt eine Siliziumfläche von $0,23 \times 0,13\ \text{mm}^2$ ein und kann leicht mit einem MIMO-Bildempfänger auf demselben IC integriert werden.

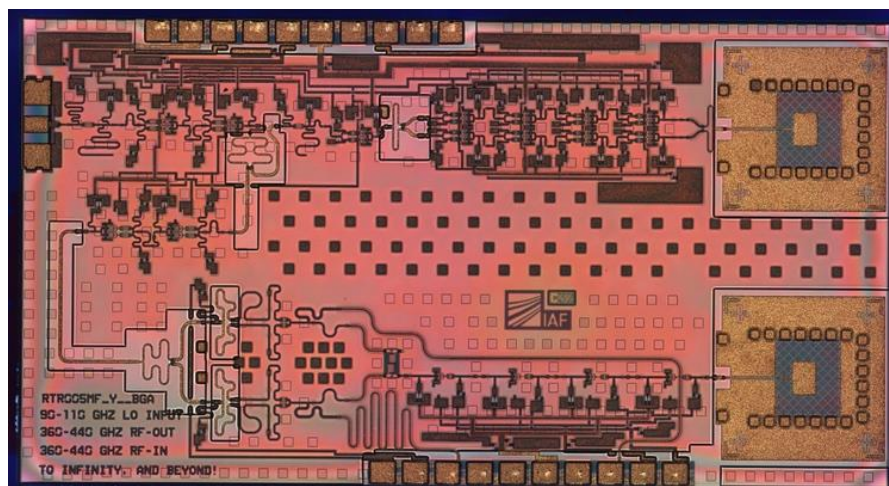
Die in diesem Projekt durchgeführte Systemanalyse hat gezeigt, dass der Aufwand für das ADC-Design erheblich reduziert werden kann, indem nur eine 8-Bit-Nominalauflösung angestrebt wird. Die gewählte ADC-Architektur und das entsprechende IC-Design zeigen, dass die Leistungsaufnahme des 8-Kanal-ADCs in der Größenordnung von 2,4 mW pro ADC-Kanal liegen dürfte, was sich sehr gut für eine monolithische Integration zusammen mit einem 4-Kanal-MIMO-Empfänger-IC eignet. Die Gesamtleistungsaufnahme des 8-Kanal-ADCs ist viel geringer als die Leistungsaufnahme des 4-Kanal-Empfängers. Um den ADC mit einem Empfänger auf demselben IC zu integrieren, müssen noch die folgenden Schritte durchgeführt werden:

1. Herstellung und Charakterisierung des entworfenen ADC;
2. Entwurf eines Verstärkers mit variabler Verstärkung als ADC-Eingangspuffer;
3. Entwurf eines Serialisierers.

Für die Entwicklung der **340 GHz bis 440 GHz** Schaltungen wurden am ENAS Simulationen zur Rampengenerierung durchgeführt. Die Simulation der Radar-Chirp-Rampe wurde mit einem vom ENAS entwickelten, ultraschnellen und gleichzeitig hochpräzisen Simulationsmodell durchgeführt und die größtmögliche Rampendynamik, die den Erhalt des eingerasteten Zustandes garantiert, wurde simuliert. Ohne den Einsatz einer zugeschnittenen, hocheffizienten u. vollständig ereignisgesteuerten Modellierungsmethodik ist die notwendige Simulation einer solchen Frequenzrampenreihe nur sehr aufwändig zu gestalten. Der gewonnene Beschleunigungsfaktor von 10.000 bis 100.000 ermöglicht es, das Systemverhalten innerhalb von wenigen Stunden, statt wie ansonsten üblich über mehrere Tage, berechnen zu können.

Das IAF hat innerhalb der Projektlaufzeit einen **voll integrierten Radarchip mit Sende- und Empfangspfad** sowie integrierten On-Chip-Antennen entwickelt. Dieser Radarchip wurde in der Fraunhofer **IAF 35-nm-mHEMT-Technologie** gefertigt, welche Grenzfrequenzen > 1 THz aufweist. Dies ermöglicht die Entwicklung von neuartigen Radarsensoren mit sehr hohen absoluten Bandbreiten für eine entsprechend hohe Tiefenaufösung in Radarbildern. Die sehr hohen adressierbaren Arbeitsfrequenzen bei entsprechend kleinen Wellenlängen ermöglichen zusätzlich eine hohe laterale Auflösung. Weiterhin ist eine sehr kompakte Bauweise durch die Verwendung von Dünnschicht-Mikrostreifenleitungen möglich. Um einen solchen vollintegrierten Chip zu ermöglichen, ist der Einsatz einer On-Chip-Antennenlösung essentiell. In diesem Vorhaben wurde ein monolithisch integrierter 390 GHz Radarchip erforscht, hergestellt und umfassend charakterisiert.

Abbildung 31: Foto des prozessierten 390-GHz-Radarchips (1,5 x 2,75 mm²) mit Sende- und Empfangspfad, einschließlich On-Chip-Antennen.



Der Aufbau eines solchen Chips erfordert die Entwicklung eines getrennten Sende- und Empfangspfads. Wie in Abbildung 31 dargestellt, besteht der Eingangspfad aus einem Frequenzverdoppler und einem nachfolgenden Signalverstärker. Dabei wird das Eingangssignal (LO) im Bereich von 85 GHz bis 110 GHz auf die zweite Harmonische vervielfacht (170 GHz bis 220 GHz) und diese anschließend verstärkt. Dieses Signal wird aufgeteilt und dient als Eingangssignal für den Sende- und Empfangspfad. Der Sendepfad besteht aus einem weiteren Frequenzvervielfacher und einem Signalverstärker, um das Eingangssignal von der zweiten Harmonischen in die vierte Harmonische umzusetzen (340 GHz bis 440 GHz), die anschließend nochmals verstärkt wird. Die vierte Harmonische dient als Eingangssignal für den eigentlichen Sendeverstärker. Der Empfangspfad besteht aus einem subharmonischen Mischer, wodurch eine weitere Verdopplung des LO-Eingangssignals nicht erforderlich wird. Die Verwendung eines subharmonischen Mixers ermöglicht eine bessere Isolation zwischen dem niederfrequenten und dem hochfrequenten Eingangssignal. Das am Hochfrequenzeingang anliegende HF-Signal wird mit einem linearen rauscharmen Verstärker verstärkt und mit dem Lokaloszillatorsignal auf eine Zwischenfrequenz im kHz-Bereich heruntergemischt.

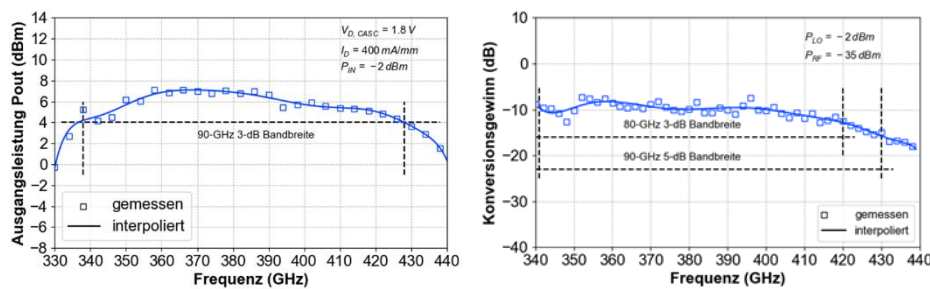


Abbildung 32: links: Ausgangsleistung über die Frequenz / Rechts: Konversionsgewinn

Die Messergebnisse für den Sende- und Empfangspfad sind in Abbildung 32 dargestellt. Wie zu sehen ist, wurde eine Ausgangsleistung von $> 0\text{ dBm}$ (1 mW) für einen Frequenzbereich von **330 GHz bis 440 GHz** gemessen, wo eine maximale Ausgangsleistung von 7 dBm (5 mW) über eine 3-dB-Bandbreite von 90 GHz erreicht wird (Abbildung 32 (a)). Im Empfangspfad ist der Konversionsgewinn $> -15\text{ dB}$, für den Frequenzbereich von 340 bis 440 GHz . Zwischen 340 und 430 GHz wurde ein typischer Konversionsgewinn von -10 dB bei einer Bandbreite von 90 GHz gemessen (siehe Abbildung 32 (b)). Somit liegen beide Pfade innerhalb des gleichen optimalen Frequenzbereichs.

Mit der Entwicklung und monolithischen Integration des Sende- und Empfangspfads ist die wissenschaftliche Arbeit noch nicht abgeschlossen, denn für einen voll integrierten 390-GHz -Radarchip muss das entsprechende Signal auch breitbandig abgestrahlt und empfangen werden. Um einen solch kompakten Chip mit einer Fläche von nur $1,5 \times 2,75\text{ mm}^2$ zu realisieren, werden planare On-Chip-Antennen benötigt, die eine Frequenz-Bandbreite von ca. 100 GHz aufweisen. Zu diesem Zweck wurden **neuartige On-Chip-Antennen entwickelt**, die unter Verwendung einer metastrukturierten Massefläche, eines dielektrischen Quarz-Resonators und einer Diamant-Antireflexionsschicht eine konstante Abstrahlcharakteristik (senkrecht zum Substrat) und eine Betriebsbandbreite von 100 GHz erzielen.

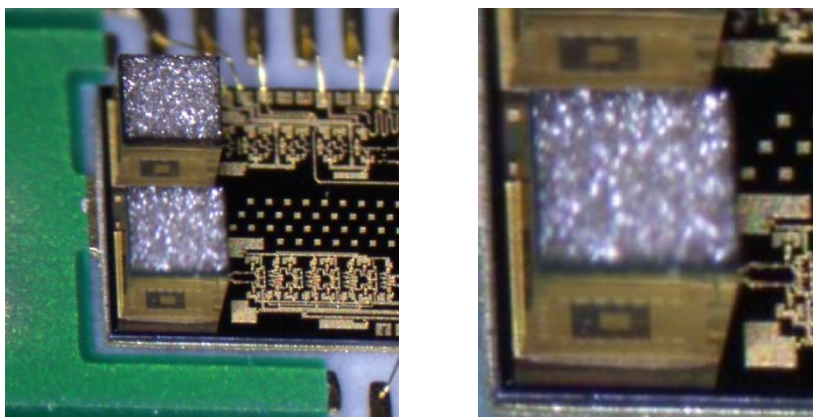
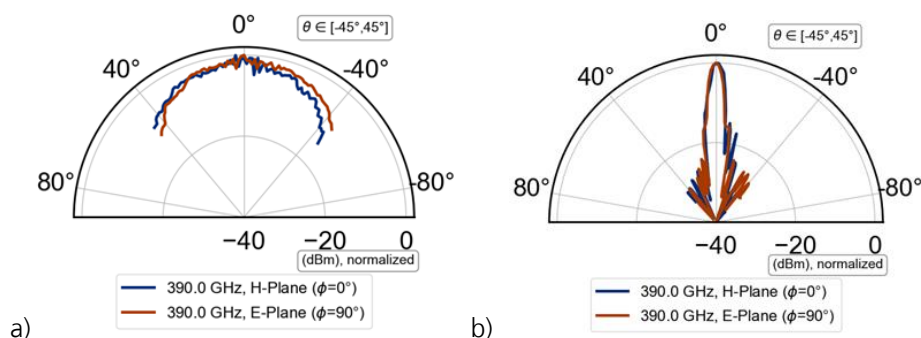


Abbildung 33: Seitenansicht der fertigen On-Chip-Antennen.

Die gefertigten Antennen sind in Abbildung 33 dargestellt, in der die vorgeschlagene Antennenkombination vollständig auf dem Radarchip realisiert ist. Die Messergebnisse der On-Chip-Antenne sind in Abbildung 34 gezeigt. Der Reflexionskoeffizient der Antenne ist in Abbildung 34 (a) dargestellt. Bei einer Anpassung von $< -10\text{ dB}$ wurde eine Bandbreite von 100 GHz erreicht, d.h. $> 90\%$ der in die Antenne eingespeisten Leistung wird erfolgreich abgestrahlt. Die entsprechenden Fernfeldmuster sind in Abbildung 34 (b) dargestellt, in diesem Fall für den Frequenzpunkt von 390 GHz . Das linke Ergebnis ist von der Antenne ohne Linse, in diesem Fall wird ein maximaler Antennengewinn von

10 dBi erreicht, während das rechte Ergebnis eine Linse verwendet, welche die Abstrahlung kumuliert und zu einem maximalen Antennengewinn von 27 dBi führt.

Abbildung 34: Reflexionskoeffizient der Antenne (a) und Abstrahlcharakteristik/Fernfehlmuster bei 390 GHz ohne (links) bzw. mit (rechts) dielektrischer Linse (b).

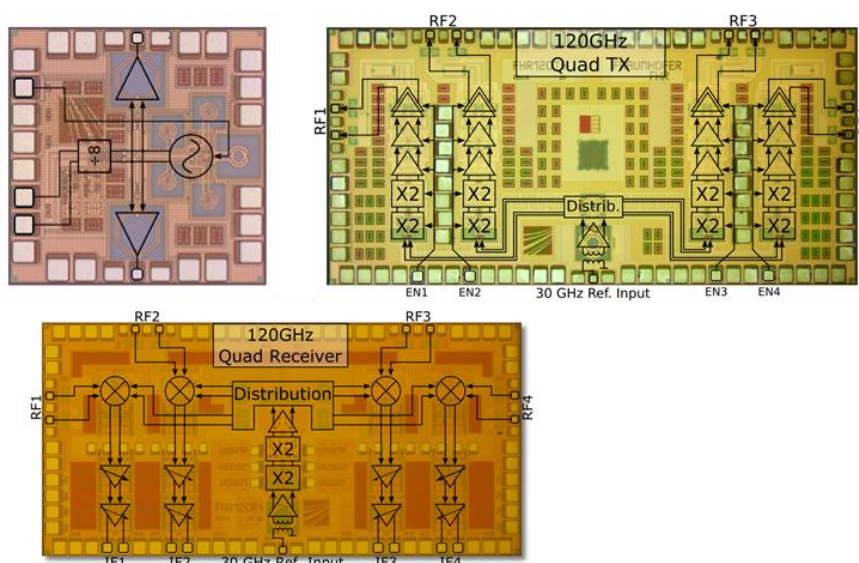


Mit der Entwicklung eines breitbandigen 390 GHz Sendepfad und Empfangspfad und einer entsprechenden On-Chip-Antennenlösung innerhalb eines monolithisch integrierten Radarchips, ist der nächste Schritt die Entwicklung eines kompletten Radarsensors.

2.2.3 AP3 Frontend-Packaging und Antennenintegration

Im Rahmen von AP 3 wurden am FHR bereits entwickelte mehrkanalige MMICs am IZM in ein neu entwickeltes Packagemodul integriert. Hierbei wurde auf drei verschiedene MMICs zurückgegriffen. Ein Chip mit integriertem 30 GHz VCO (FHR30G01) zur Signalgenerierung, sowie einen vierkanaligen Transmitter- (FHR120T4) und Receiver-Chip (FHR120R4) bei 120 GHz. Die Chips sind in Abbildung 35 abgebildet. Der FHR30G01 Chip enthält einen nativen 30 GHz Oszillator, der über eine Kontrollspannung in seiner Ausgangsfrequenz durchgestimmt werden kann. Über einen Teiler Ausgang ($/8$) kann das Signal über eine externe Phasenregelschleife weiter stabilisiert werden. Die FHR120R/T4 Chips enthalten vier Sendebzw. Empfangskanäle, sowie entsprechende Vervielfacherstufen um Ausgangssignale im D-Band (120GHz) zu erzeugen.

Abbildung 35: FHR30G01 (oben links), FHR120T4 (oben rechts) und FHR120R4 (unten).



Zur Realisierung der Sende- bzw. Empfangsmodule wurde basierend auf den Voruntersuchungen im Projekt THz-Sprint¹, ein Aufbaukonzept der PCB-Embedding Technologie umgesetzt. Die Technologie ermöglicht die Integration von RFICs und Antennen in einem kompakten, SMD-fähigen Modul mit kurzen Verbindungen zwischen RFIC und Antennen-Speisepunkt.

Die Prozessabfolge zur Herstellung der Packages beruht auf Prozessen der Leiterplattentechnologie. Ein Embedding-Kern, der die Halbleiter enthält, wird durch Lamination weiterer PCB-Lagen erweitert, um die Integration der Antennen und das Routing der Leiterbahnen zur Signal- und Spannungsversorgung zu ermöglichen. Ein schematischer Querschnitt des Lagenaufbaus ist in Abbildung 36 dargestellt.

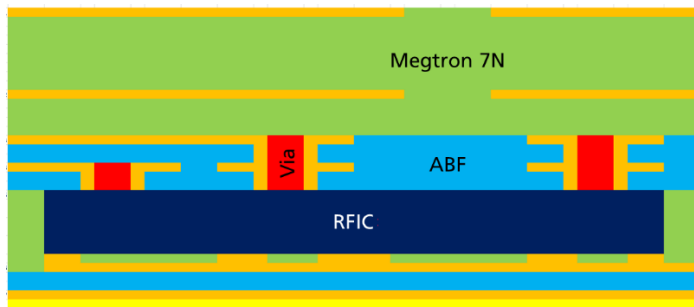


Abbildung 36: Gefertigte Teststrukturen (links) und Schaubild zur Chip-Integration (rechts).

Zur Weiterentwicklung des Embedding-Prozesses wurden die in THz-Sprint entwickelten ICs mit dem Padframe des VCO-ICs am IZM gefertigt und ein Embedding-Modul mit dem IC hergestellt. Die wichtigsten Entwicklungen waren die Optimierung der Prozessschritte zur Ausrichtung der Komponenten und des Layouts im Package, die Verfüllung der Kavität durch das Material der Polymerfolie während der Lamination sowie die Kontrolle der Verwölbung.

Die Analyse des gefertigten Packages zeigt eine gute Fertigungsqualität. Wegen des längeren Ausfalls einer Laseranlage zum Erzeugen der Öffnungen in den Polymerlagen während der Projektlaufzeit fehlen die Mikrovias zur Kontaktierung der Pads auf dem IC (s. Abbildung 37, rechts).

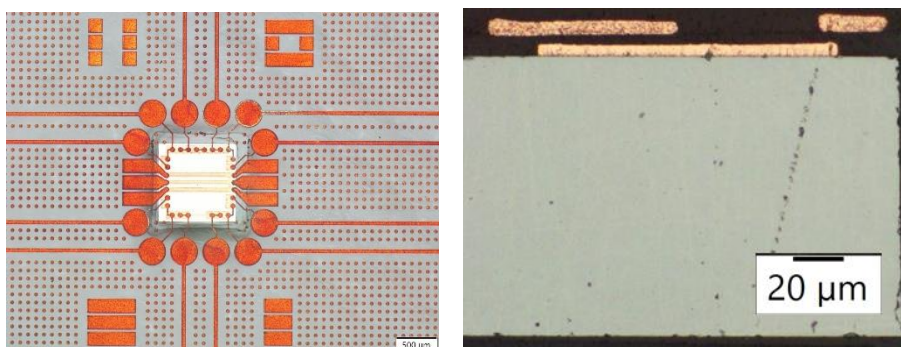


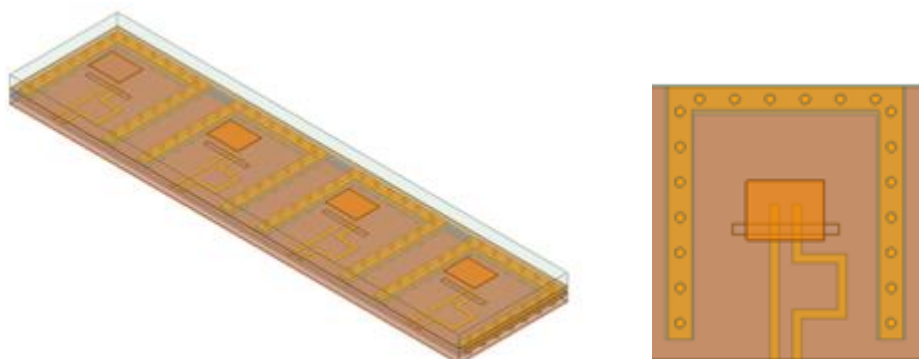
Abbildung 37: Embedding-Package Teststruktur mit IZM Test-IC, Draufsicht (links), Schlifffbild (rechts)

Für die Anwendung in der Zeilenkamera wurden im Laufe des Projekts drei Embedding-Packages entworfen: je ein Sende (TX) - und Empfangs (RX) – Modul im Frequenzband um 140 GHz mit integrierten Antennen für Radar-Signalerzeugung und –empfang sowie ein Oszillator-Package für einen 30 GHz VCO.

¹ Abschlussbericht BMBF-Projekt „THz-Sprint – Terahertz-Technologien für Kommunikation und Sensorik“, Fraunhofer Gesellschaft, Juni 2021

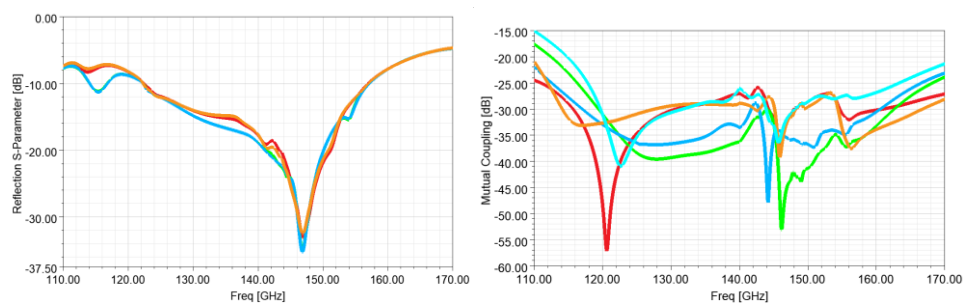
Für die integrierten Antennen wurden am IZM differenziell angeregte Patchantennen mit Aperturkopplung zur Erzielung einer hohen Frequenzbandbreite durch EM-Simulationen entworfen. In die TX-/RX-Packages wurden vier Antennen für die vier Kanäle des RFICS integriert (s. Abbildung 38).

Abbildung 38: Simulationsmodell der Package-integrierten Antennen für die TX-/ bzw. RX-Module, (links): 4-Kanal Package, (rechts): einzelnes Antennenelement.



Die Simulationsergebnisse zeigen eine Bandbreite von 35 GHz und ein Übersprechen zwischen den einzelnen Kanälen < -26 dB auf (s. Abbildung 39) du erfüllen damit die Spezifikation.

Abbildung 39: Simulationsergebnisse von Anpassung (links) und Übersprechen (rechts) der integrierten Antennen.



Die Richtdiagramme weisen einen Öffnungswinkel von ca. 63° in der XZ-Ebene und 67° in der YZ-Ebene auf. Die Berandung des Packagings hat dabei nur einen geringen Einfluss auf den Gewinn ($\approx 0,3$ dB), den Öffnungswinkel ($\approx 2^\circ$) und das Richtdiagramm, wie der Vergleich der äußeren zu den inneren Antennenelementen zeigt.

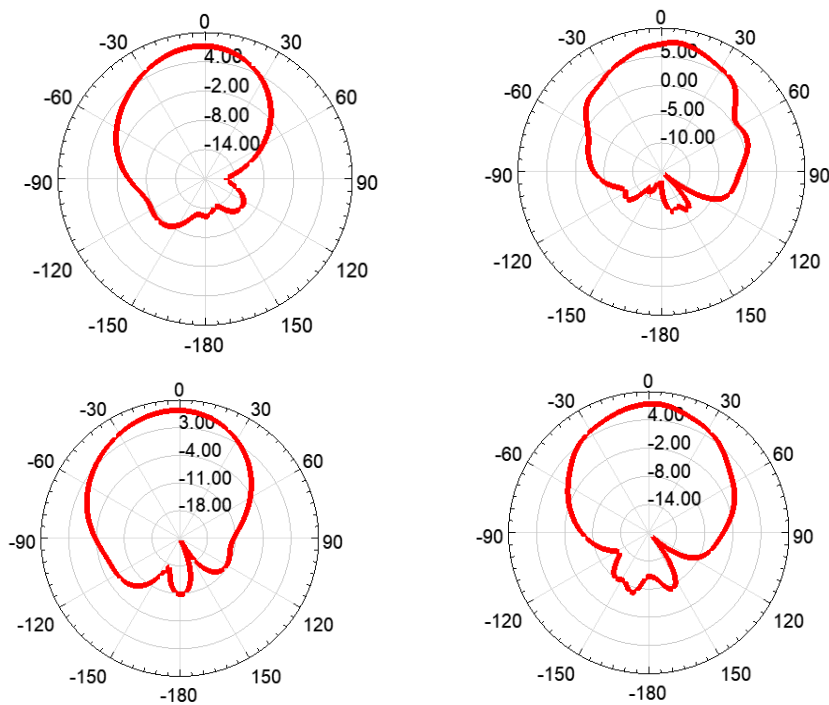


Abbildung 40: Simulationsergebnisse der Strahlungsdiagramme der integrierten Antennen: Obere Reihe: Außenliegende Antennenelemente, untere Reihe: innenliegende Antennenelemente, rechte Spalte: XZ-Ebene, linke Spalte: YZ-Ebene.

Zur Erzielung guter Hochfrequenz-Eigenschaften wurden EM-Simulationen der Interconnects durchgeführt. Abbildung 41 zeigt beispielhaft den Übergang der RFIC-Pads zur differentiellen Antennen-Speiseleitung für das HF-Signal mit einer Einfügedämpfung von max. 0,4 dB über den Frequenzbereich.

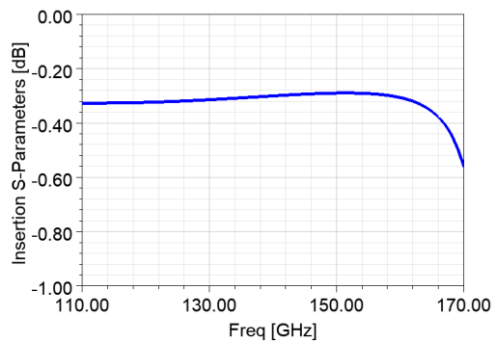
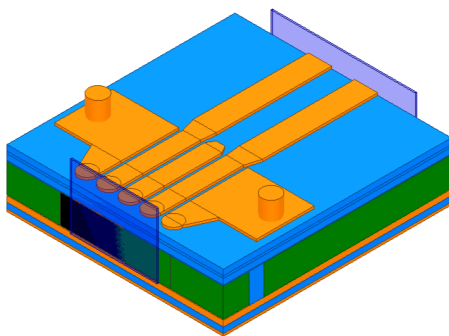
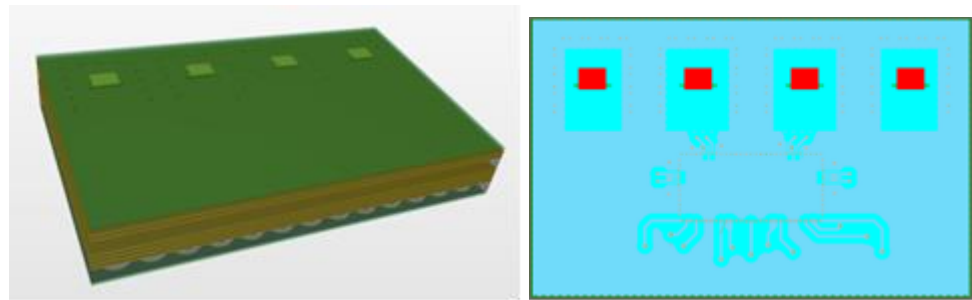


Abbildung 41: Simulation des Übergangs RFIC-Pads zu Antennen-Speiseleitung, (links): Simulationsmodell, (rechts): Einfügedämpfung.

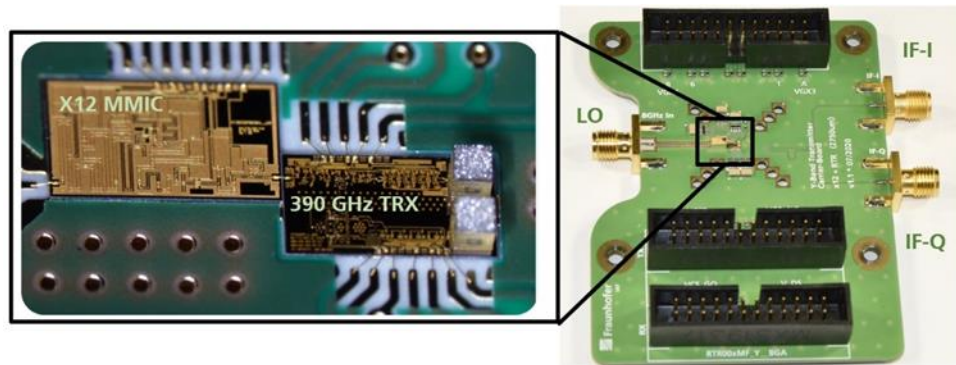
Die Antennen- und Interconnect-Designs wurden in Layouts für die Package-Module integriert (s. Abbildung 42).

Abbildung 42: Layout TX- / RX-Modul, (links): 3D-Ansicht Modul, (rechts): Innenlage mit Anschlüssen zu eingebettetem RFIC.



Um die Vorteile eines breitbandigen, **monolithisch integrierten 390-GHz-Radar-Chips** mit senkrecht zum Substrat abstrahlenden On-Chip-Antennen zu demonstrieren, ist der Aufbau eines vollintegrierten Radarsensors am IAF durchgeführt worden. Durch die monolithisch-integrierte Bauform des entwickelten Chips inklusive der Antennen kann der Aufbau eines solchen Sensors sehr effizient und einfach gestaltet werden, indem die beiden benötigten Chips, ein Frequenzvervielfacher (x12) und der eigentliche 390 GHz Radarchip, auf einer Standard-Trägerplatine (PCB) verklebt und gebondet werden. Dies ist in Abbildung 43 dargestellt, wo rechts der komplette Radarsensor mit den entsprechenden DC-Steckern und den HF-Steckern für das Eingangssignal einschließlich der Zwischenfrequenzanschlüsse (IF) zu sehen ist.

Abbildung 43: Links: Frequenzverzwölfacher MMIC, aufgeklebt auf eine 4-Lagen-Standard-Leiterplatte, dessen Ausgang über einen Bonddraht mit dem Eingang des 390-GHz-Radarchips verbunden ist. Der komplette Radarsensor mit den entsprechenden Hochfrequenz- und DC-Anschlüssen ist rechts dargestellt.



Dieser Radarsensor wird als 390 GHz frequenzmoduliertes Dauerstrichradar mit einer Phasenregelschleife als Signalquelle eingesetzt, die ein Chirp-Signal von 7,08 GHz bis 8,85 GHz erzeugt. Dieser ist über SMA-Kabel, eine Mikrostreifenleitung und einem Bonddraht mit dem Frequenz-Verzwölfacher-Chip verbunden. Durch die begrenzte Betriebsbandbreite des Frequenzvervielfacher-Chips steht am Ende der MMIC-Kette eine Radarsensor-Betriebsbandbreite von 85 GHz zur Verfügung, obwohl der Radarchip an sich eine Bandbreite von 90 GHz bis 100 GHz unterstützt. Dass der gesamte Aufbau nur um etwa 5 GHz von den auf dem Wafer gemessenen Daten abweicht, ist ein hervorragendes Ergebnis, wenn man bedenkt, dass er im Submillimeterwellen-Frequenzbereich oberhalb von 300 GHz betrieben wird.

2.2.4 AP4 Backend

Im Rahmen des Arbeitspaketes wurde am FHR für das 140 GHz Zeilenkamera-Modul auf Basis der vom IZM gepackten Chips ein 32-kanaliges Backend entwickelt. Für die Entwicklung lagen die Schwerpunkte auf einem FPGA-basierten, kompakten und mehrkanaligen Design. Als FPGA wurde ein UltraScale+ ZU15EG der Firma Xilinx verwendet, um nicht nur die Rohdaten über das Netzwerkinterface bereitzustellen, sondern auch noch

eine Vorverarbeitung der Daten auf dem Sensor selbst durchführen zu können. Die Abtastrate der verwendeten ADCs liegt bei 65 MSPS bei einer Auflösung von 14 Bit. Die einzelnen ZF-Kanäle können variabel verstärkt werden, um flexibler bei der Messdatenerfassung agieren zu können. Mehrere Sensormodule können parallel betrieben werden, um so den Messbereich senkrecht zur Fließbandrichtung erweitern zu können. Diese Erweiterungsmöglichkeiten machen ein komplexes Taktmanagement auf bzw. zwischen den Modulen notwendig. Hierzu wird ein performanter Taktbaustein von Texas Instruments verwendet.

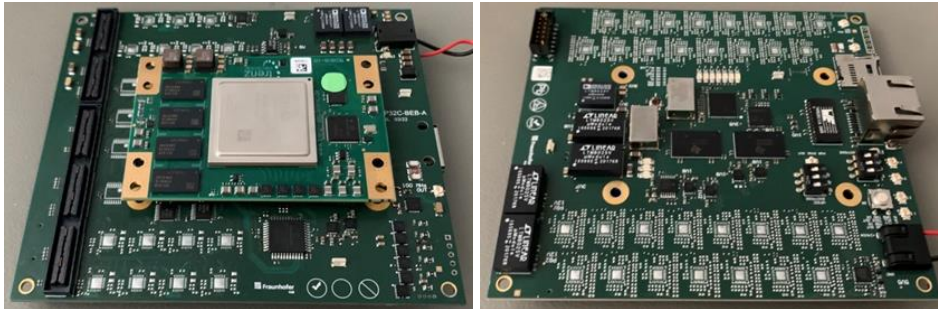


Abbildung 44: Backend-Design Bottom-Seite (links) und Top-Seite (rechts).

Das finale Backend-Design ist in Abbildung 44 dargestellt. Auf der Bottom-Seite befindet sich das aufgesteckte FPGA-Modul. Auf Grund der Kompaktheit der Platine bzw. des finalen Sensors ergibt sich eine hohe Packungsdichte auf der Platine. Dies macht eine effiziente Abfuhr der aufkommenden Wärme notwendig. Dies wird durch diverse Kühlkörperstrukturen im Gehäuse selbst realisiert.

Vom Fraunhofer IMS wurde in Zusammenarbeit mit dem ITWM ergänzend zur Reduktion der Datenrate vom Kameramodul zur Steuereinheit eine Einheit zur Signalreferenzierung, Kalibration sowie einer FFT in das FPGA im Kameramodul eingebracht.

Zentrale Steuereinheit der Hochfrequenzzeilenkamera ist eine FPGA-basierte Plattform, welche die Ansteuerung der Sender, die Messdatenaufnahme sowie eine Datenvorverarbeitung zur Datenbandbreitenreduktion implementiert. Die Ansteuerung der Sender erfolgt über eine Switching Matrix, über die zunächst ein Zeitmultiplex der Sender realisiert wird und die eine spätere Erweiterung auf Frequenz- und Codemultiplexansätze erlaubt. Bisherige Ansätze des FHR und des ITWM wurden hierbei zusammengeführt und entsprechend angepasst. Die Aufnahme der empfangenen Signale erfolgt pro ADC-Modul parallel für 16 Kanäle mit mindestens 12 Bit Auflösung und 50 Megasamples/s.

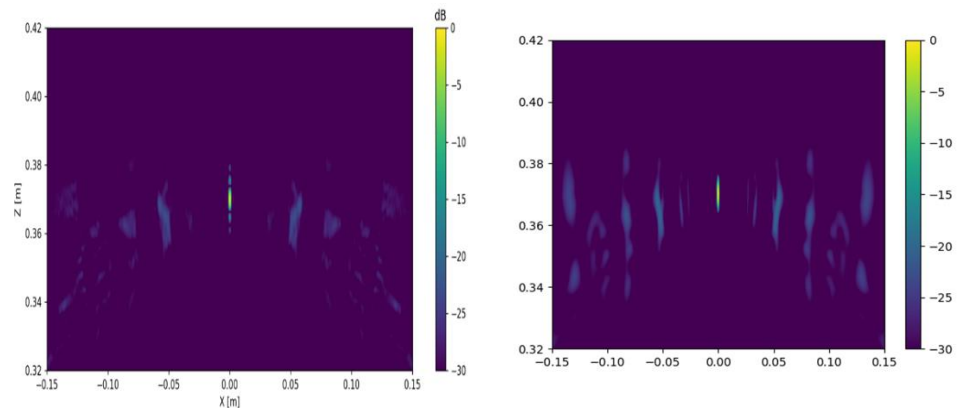
Innerhalb des Datenflusses ist dieser Einheit die erste Stufe eines Goertzel-Algorithmus vorangestellt, der für jeden Kanal ein Wertepaar liefert, aus dem die komplexen Amplituden für eine Frequenz bestimmen lassen. Diese Werte werden zunächst in einem Zwischenspeicher angelegt, bis die Daten für die gesamte Messreihe vorliegen. Danach werden die Daten in einer für die FFT optimalen Reihenfolge ausgelesen und der letzte Schritt des Goertzel-Algorithmus ausgeführt. Anschließend werden die Phasen der Ergebnisse auf die Phasen eines Referenzsignals bezogen („referenziert“). Die referenzierten Signale werden noch einem Kalibrationsschritt unterzogen. Für standardisierten offene und angepasste Betriebsfälle wurden die vorgenannten Berechnungen vorab durchgeführt, die dabei ermittelten Werte werden für den Kalibrationsschritt als Maßstab verwendet. Mit einer komplexen, linearen Transformation erfolgt die erforderliche Umrechnung, wobei die verwendeten Parameter über die verwendeten Sender, Empfänger und Frequenzen variieren. Den Abschluss bildet eine FFT über 16 Frequenzpunkte, die über 128 Kombinationen aus 16 Sendern und 8 Empfängern berechnet werden. Neben der eigentlichen Ausgabe der FFT-Ergebnisse wurden zusätzliche Ausgabekanäle für Zwischenergebnisse realisiert, sowohl für Debug-Zwecke als auch zur Aufnahme von Daten für die Kalibration.

Bei der Umsetzung des Konzepts wurde aus Performance-Gründen von der ursprünglichen Planung abgewichen. Laut Antrag war eine Implementierung auf einem RISC-V Microcontroller-Kern vorgesehen, die eine Datenreduktion per KI-Algorithmen beinhalten sollte. Die sehr hohen Datenraten und -mengen führten zur Implementierung des Goertzel-Algorithmus, einer hoch parallel arbeitenden Hardware, mit der die erforderliche Datenreduktion erreicht werden kann.

2.2.5 AP5 Signalverarbeitung

Für das Demonstrator-Arraydesign wurden die benötigten Rekonstruktionsalgorithmen auf einer **General Purpose Graphics Processing Unit (GPGPU)** am ITWM adaptiert und implementiert. Die beiden generellsten Algorithmen sind einmal der Matched-Filter (MF) Algorithmus und die Backprojektion (BP); die BP nutzt hierbei den linearen Frequenzabstand und ersetzt eine Summation durch eine schnelle Fouriertransformation. In Abbildung 45 sieht man einen Vergleich der rekonstruierten Point-Spread-Funktion beider implementierter Algorithmen.

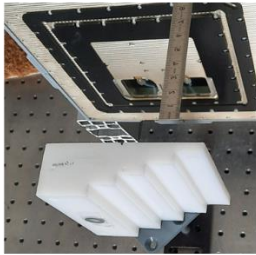
Abbildung 45: Matched Filter (links), Backprojektion (rechts), sichtbare Unterschiede durch die notwendige Verwendung eines Hamming-Fensters bei der Backprojektion um eine lineare Interpolation innerhalb des Algorithmus zu vereinfachen



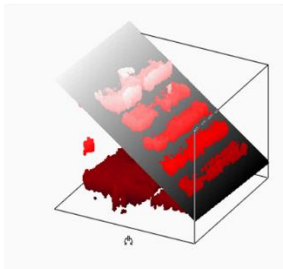
Beide Algorithmen können, wie in Abbildung 45 dargestellt mit einer Brechungsindexkompensation versehen werden, welche im Rahmen des Projekts in Zusammenarbeit von FHR und ITWM weiterentwickelt und um eine automatische Oberflächendetektion zur Automatisierung dieser Kompensation ergänzt wurde. Aufgrund des **Brechungsindex** kann die metallische Unterlegscheibe hinter dem dicken Kunststoff (siehe Foto links) nicht korrekt rekonstruiert werden. Die Berücksichtigung der Dielektrizität des Kunststoffs und die automatische Erkennung der Grenzflächen ermöglicht die korrekte Darstellung des betreffenden Tiefen-Schnittbildes (kompensierte Bildrekonstruktion).

Ein weiterer Teil dieses APs ist die Erforschung von Bildqualitätsverbesserung durch den Einsatz künstlicher Intelligenz. Da noch keine Daten vom Demonstrator verfügbar waren, wurde vom ITWM gemessene Datensätze verwendet, an denen schon Vorarbeiten vom ITWM in Bezug auf Machine Learning bestanden, um dann künstliche Intelligenzverfahren zu validieren. Die Datensätze sind von Messungen industrieller Pressmäntel mit einem 500 GHz Terahertz-Transceiver. Dieser fährt dabei horizontal mit einer Aufnahmezeit von 20 kHz entlang des sich drehenden Pressmantels. Der Pressmantel hat dabei eine Länge von circa 15 m und einen Durchmesser von circa 1,1 m. Durch die Rotation entsteht ein spiralförmiger Aufnahmepfad, der im Anschluss durch das ITWM weiterverarbeitet wird. Die entstehende Aufnahme diente dann dem IMS als Datengrundlage. Das Ziel war es, die Defekte (sogenannte Pinholes) mit einem Durchmesser von 1-2 mm automatisch zu detektieren. Als Störfaktor liegen hierbei der schachbrettartige Hintergrund und die nur geringe örtliche Auflösung der Defekte vor.

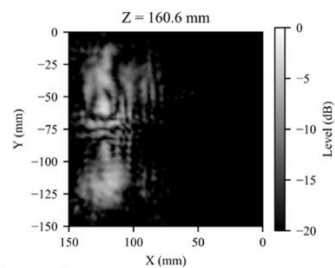
PE-Stufenkeil
mit Metallring



Automatische
Oberflächenerkennung



Bildrekonstruktion
ohne Kompensation



Kompensierte
Bildrekonstruktion

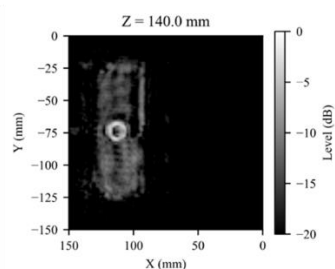


Abbildung 46: Automatisierte Brechungsindexkompensation am Beispiel eines Stufenkeils mit metallischer Unterlegscheibe, welcher mittels eines multistatischen Arrays im W-Band volumetrisch erfasst wurde.

Das Fraunhofer IMS entwickelte hierfür ein Modell zur **Klassifikation der Störungen** und übergab es zum Abschluss des APs an das Fraunhofer ITWM. Als erste Entwicklung testete das IMS den Einsatz von Bildverarbeitungsmethoden zur Entfernung des Hintergrunds. Dafür kamen Mittelwert- und Median-Filter zum Einsatz, die als Tiefpass wirkend die hochfrequenten Störungen des Hintergrunds eliminieren sollten. Eine anschließende automatische Detektion der verbleibenden Störungen erfolgte mithilfe des Canny-Edge-Operators zur Detektion der verbleibenden Kanten. Durch visuelle Inspektion wurden die ersten Versuche bewertet. Die Detektionen des Algorithmus beinhalteten viele Falsch-Positive, sodass weitere Entwicklungen in diese Richtung eingestellt wurden.

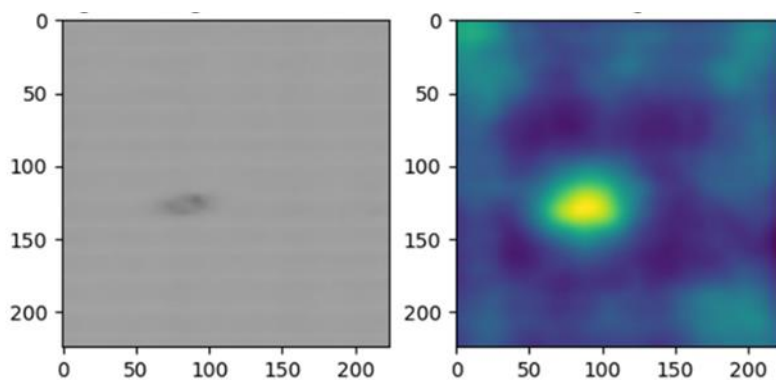
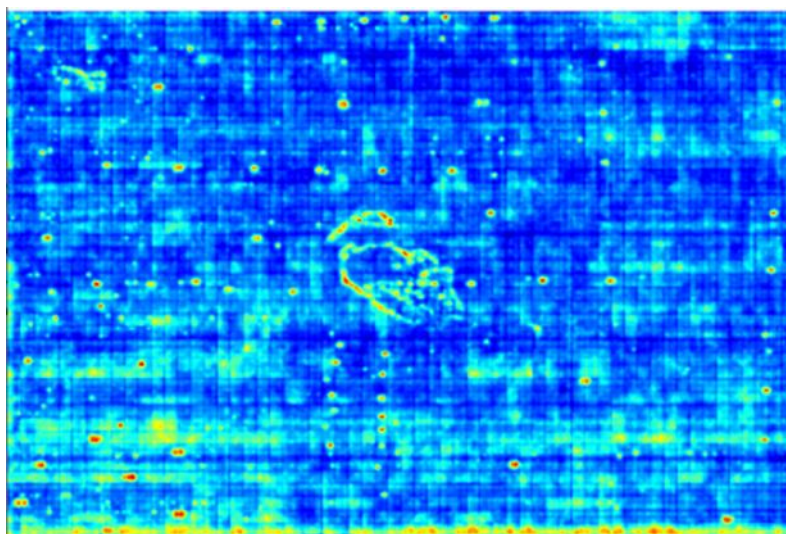


Abbildung 47: Terahertz Bild eines Defektes (links), Heat-map vom SPADE Algorithmus (rechts).

Als weiterer Ansatz wurde gezielt der Einsatz von **Maschine Learning verfolgt**. In dem gewählten Ansatz steht nicht die Detektion der Defekte im Vordergrund, sondern das Erlernen des ungestörten Bildes. Das Fraunhofer IMS setzt Semantic Pyramid Anomaly Detection (SPADE) ein, um die Defekte zu erkennen. Da sich die Schwellwerte in SPADE anpassen lassen, ist eine Einstellung möglich, ob der Algorithmus eher konservativ, oder liberal agieren soll. Im Rahmen des APs wurde der die Schwellwerte automatisch gewählt. Die Ergebnisse wurden für verschiedene, durch das ITWM bereitgestellten, Datensätze ermittelt. Mit der Verbesserung der Erkennungsrate (F1-Scores) zur Klassifikationsgenauigkeit von 0,91 auf 0,96 wurde das Ziel erreicht. Die Abbildung 47 zeigt hier

wie von einem einzelnen Defekt die Klassifizierung in einer Heatmap dargestellt werden kann. Abbildung 48 zeigt die Heatmap der Anomalie Erkennung von einem Pressmantelausschnitt.

Abbildung 48: Heatmap des SPADE Klassifizierung eines Pressmantelausschnittes



Als weiterer wichtiger Anwendungsfall wurde die **Verunreinigung von Lebensmitteln** am IPMS untersucht. Der Nachweis von Verunreinigungen in Lebensmitteln ist ein wichtiges Anliegen der Lebensmittelindustrie. Ziel dieses Projekts war die Entwicklung eines effizienten und effektiven Werkzeugs zur Erkennung von Verunreinigungen in Schokoladenproben mithilfe der Terahertz-Bildgebung. Um die Leistung zu erhöhen und die Einsatzfähigkeit zu verbessern, wurde eine IMC-Architektur (In-Memory-Computing) entwickelt und prototypisch umgesetzt. Das System verwendet eine maßgeschneiderte Architektur für neuronale Netze, die von VGG-16 inspiriert ist, und den EMSA5 RISC-V Processing Core für komplexe Berechnungen und Kommunikation. Die Firmware wurde auf einem Virtex Ultrascale+ Xilinx FPGA entwickelt und prototypisiert, was effiziente Berechnungen mit geringer Latenzzeit ermöglicht. Das daraus resultierende System hat das Potenzial, die Lebensmittelsicherheit und die Qualitätskontrollmaßnahmen in der Lebensmittelindustrie in einem Fließbandszenario zu verbessern.

Das THz-Bildgebungssystem nimmt Bilder von Schokoladenproben in Form von 3D-Würfeln mit drei Dimensionen auf: x, y und z. Die Dimensionen der Datenpunkte sind wie folgt: $\text{dim}_x = 301$, $\text{dim}_y = 401$ und $\text{dim}_z = 80$. Jedes Voxel innerhalb des 3D-Würfels stellt einen Datenpunkt mit zwei Merkmalen dar: Amplitude und Phase. Die Amplitudenwerte repräsentieren die Dämpfung der elektromagnetischen Welle innerhalb der Probe, während die Phasenwerte die Laufzeit der elektromagnetischen Welle innerhalb der Probe darstellen. Die Voxel werden in Dezibel für die Amplitude und im Bogenmaß für die Phase dargestellt. Die resultierenden Datenpunkte können verwendet werden, um eine visuelle Darstellung der inneren Struktur der Schokoladenprobe zu erstellen, die Verunreinigungen wie Luftschlüsse, Einschlüsse oder Fremdkörper aufzeigen kann. Abbildung 49 zeigt ein 2D-Schnittbild der Amplitudendaten aus verschiedenen Achsen.

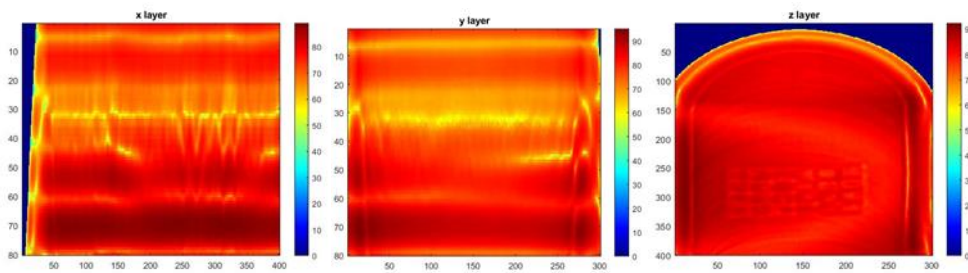


Abbildung 49: drei 2D-Schnittbilder der Amplitudendaten aus verschiedenen Achsen der Testproben

Neuronale Netze werden häufig für Bildverarbeitungsaufgaben wie Bildklassifizierung, Objekterkennung und Segmentierung eingesetzt. Aufgrund ihrer Fähigkeit, repräsentative Muster in den Daten zu erfassen, haben sie Spitzenleistungen erzielt. In diesem Projekt wird ein speziell entwickeltes neuronales Netz, das von der VGG-16-Architektur abgeleitet ist, zur Erkennung von Verunreinigungen in Schokoladenproben mittels THz-Bildgebung eingesetzt. Die Architektur des neuronalen Netzes ist auf eine niedrige Latenzzeit und effiziente Berechnungen ausgelegt, wodurch es sich gut für den Einsatz in Echtzeitanwendungen eignet. Da jedoch nur eine begrenzte Menge an Daten zur Verfügung stand, ist das Netzwerk anfällig für eine Überanpassung, was zu einer schlechten Generalisierungsleistung bei neuen Daten führen kann. Um die Überanpassung abzuschwächen, wurden während des Trainings Datenanreicherungstechniken wie Datenerweiterung und Dropout-Regularisierung eingesetzt. Um die Leistung und Generalisierungsfähigkeit des Netzwerks zu verbessern, ist es jedoch entscheidend, mehr Daten zu sammeln.

Das neuronale Netz wird mittels Backpropagation und stochastischem Gradientenabstieg trainiert, um die Kreuzentropie-Verlustfunktion zu minimieren. Während des Trainings lernt das Netzwerk, Merkmale aus den Datenpunkten zu extrahieren und auf der Grundlage dieser Merkmale Vorhersagen zu treffen. Das resultierende neuronale Netzwerk erreicht eine Genauigkeit von 95,6 % bei der Erkennung von Verunreinigungen in Schokoladenproben, was das Potenzial des Einsatzes neuronaler Netzwerke in der THz-Bildgebung für Qualitätskontroll- und Inspektionszwecke verdeutlicht.

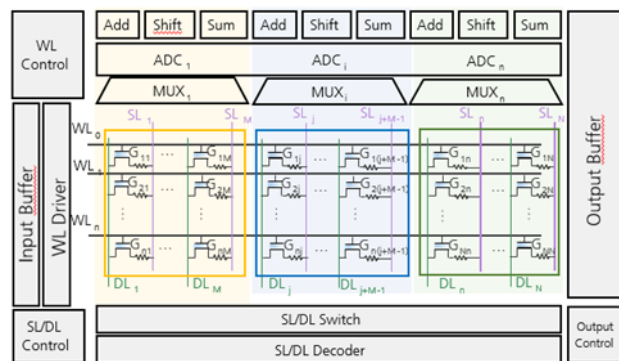
Die Rechenanforderungen von CNNs machen Echtzeitanwendungen unpraktisch, und die Bandbreite des Netzes wird zum Engpass. Edge Computing, das die Entscheidungsfindungsmechanismen neuronaler Netze mit Sensoren und Aktoren für schnelle automatische Reaktionen integriert, ist eine Lösung für dieses Problem. Edge Computing bringt jedoch seine eigenen Herausforderungen mit sich, z. B. Energieverbrauch, Formfaktor und Leistung. Die in diesem Projekt verwendete In-Memory-Computing (IMC)-Architektur wurde entwickelt, um diesen Herausforderungen zu begegnen, indem sie eine hoch programmierbare und effiziente Plattform für hardwarebeschleunigte Berechnungen bietet. Der IMC nutzt den geringen Stromverbrauch von ferroelektrischen Feldeffekttransistoren (FeFETs) und die Vorteile der Bandbreite und Latenzzeit des nichtflüchtigen In-Memory-Computings, um Berechnungen mit geringer Latenzzeit für Fließbandszenarien aber auch mit hoher Energieeffizienz ermöglichen.

Der im Projekt verwendete Beschleuniger basiert auf der vom Fraunhofer IPMS entwickelten Analog Compute-in-Memory (ACIM) Architektur. Der Beschleuniger ist für die Verarbeitung von Daten aus THz-Sensoren ausgelegt und kann für die Arbeit mit verschiedenen Arten von Faltungsneuronalen Netzen (CNNs) konfiguriert werden. Der Beschleuniger umfasst CMOS-Multiplexer zur Steuerung der Speichermakros, ADCs zur Umwandlung des Stroms in digitale Werte und eine Router-Scheduler-Einheit für die lokale Kommunikation. Der ADC wird verwendet, um die Ergebnisse der digitalen Berechnungen zu finalisieren. Die Architektur des Beschleunigers ist zur Leistungsoptimierung zerlegt und ermöglicht effiziente parallele Operationen und Pipelining. Python-basierte Mapping-Tools werden verwendet, um die Gewichte auf die Crossbar abzubilden. Beim

Lesen werden mehrere Wortleitungen aktiviert, was zu Strömen führt, die auf der Leitung akkumuliert und von einem ADC in digitale Werte umgewandelt werden. Ein spezieller Addiererbaum innerhalb des Verarbeitungselements (PE) akkumuliert diese Werte. Der Ausgang des PE wird dann an die aus acht PE bestehenden Verarbeitungskacheln übertragen. Die Werte von acht verschiedenen Kreuzschienen werden verschoben, addiert und gespeichert, bis alle Eingangsbits verarbeitet sind.

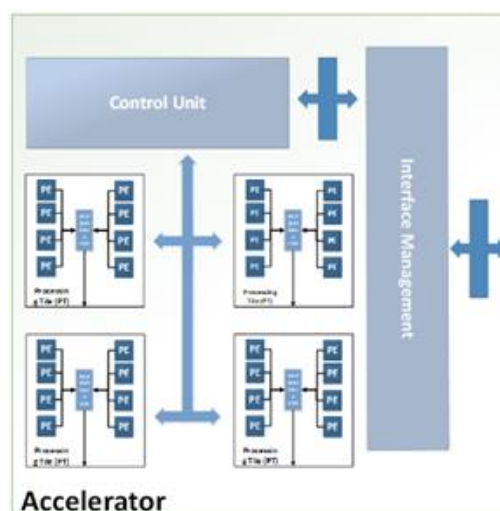
Der Beschleuniger enthält einen 3-Bit-Thermometer-Code-Analog-Digital-Wandler (ADC), der als Strom-Spannungs-Wandler fungiert. Der ADC misst den Ausgangsstrom der Bit-Leitung des FeFET, und wenn der Strom ansteigt, sinkt die Spannung an diesem Zweig, bis er den ersten NMOS aktiviert. Der Strom wird dann auf die übrigen Zweige aufgeteilt, und der Prozess wird fortgesetzt, bis der Strom nicht mehr ausreicht, um sie zu aktivieren. An diesem Punkt können die Spannungen an den verschiedenen Zweigen des Wandlers ermittelt werden, was eine präzise und effiziente Umwandlung von analogen Signalen in digitale Werte ermöglicht, um das Endergebnis zu erhalten.

Abbildung 50: Aufbau eines Verarbeitungselements



Ein einzelnes PE besteht aus einer Kreuzschiene, die von Wort- und Bitleitungstreibern gesteuert wird, wie in Abbildung 50 zu sehen ist. Die Sequenz wird über einen Puffer in einem kodierten Schema übertragen. Die Sequenz ist so angeordnet, dass jedes Segment jeweils einen aktiven FeFET erhält, was einem Decoder pro Segment und Zeile entspricht. Aus Gründen der Skalierbarkeit wird dann eine Verarbeitungsplatte (Processing Tile, PT) aus 8 PEs gebildet, wie in Abbildung 51 zu sehen ist.

Abbildung 51: Cluster der Verarbeitungselemente.



Um die Ein-/Ausgabeaufgaben zu bewältigen und den Betrieb des Beschleunigers zu koordinieren, wurde der Emsa-5 RISC-V Processing Core (siehe Abbildung 52), ein Hochfrequenzprozessor mit geringem Platzbedarf, in das System integriert. Die Emsa-5 MCU

führt komplexe Berechnungen und Kommunikationen durch und ermöglicht ein flexibles und effizientes Design. Insbesondere ist sie für die Datenverarbeitung der verschiedenen Schichten des neuronalen Netzes, die Kommunikation mit den Sensoren und den Aktoren und die Behandlung möglicher Unterbrechungen zuständig, so dass sich der Beschleuniger auf seine Hauptaufgabe, die Durchführung von Multiplikations- und Akkumulationsoperationen (MAC) für das neuronale Netz, konzentrieren kann. Darüber hinaus kann die MCU verschiedene Peripheriegeräte wie die JTAG-Schnittstelle für die Programmierung und die AHB-lite-Bus-Schnittstelle verarbeiten. Durch den Einsatz der Emsa-5 MCU profitiert das System von einer hoch programmierbaren MCU mit geringer Latenz, während der Beschleuniger die wichtigsten Rechenoperationen für das neuronale Netzwerk ausführen kann. Das kombinierte System ist in Abbildung 53 zu sehen.

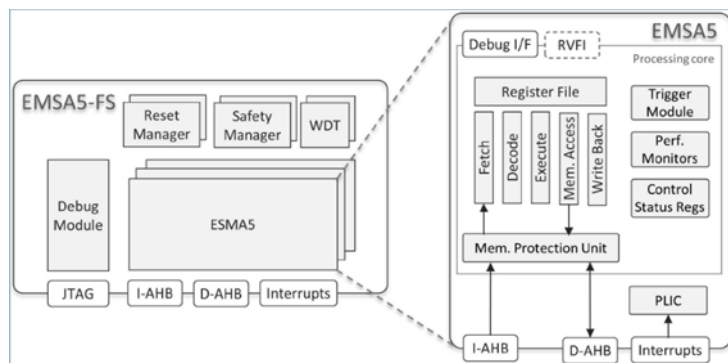


Abbildung 52: Emsa-V McU

Schließlich ermöglicht das FPGA-Prototyping das Testen und die Verifizierung des Systems, bevor ein kundenspezifisch entwickelter Chip eingesetzt wird. In diesem Projekt wurde die Firmware auf einem Xilinx Virtex Ultrascale+ HBM VCU128 FPGA entwickelt und prototypisiert, der eine flexible und effiziente Plattform für Hardware-beschleunigte Berechnungen bietet. Die FPGA-Implementierung ermöglichte den Einsatz von High-Level-Synthese-Tools, was eine kürzere Entwicklungszeit und eine einfachere Integration der Hardware- und Softwarekomponenten ermöglichte. Das FPGA bot auch eine programmierbare Umgebung, die das Testen verschiedener Konfigurationen und Optimierungen ermöglichte, um die beste Leistung zu erzielen. Insgesamt bot das FPGA-Prototyping einen effektiven und risikoarmen Ansatz für die Entwicklung und das Testen des Systems vor dem Übergang zum ASIC-Design.

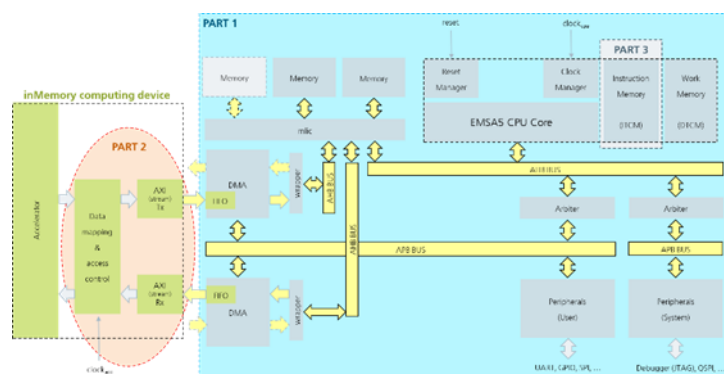


Abbildung 53: Kombiniertes System

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass das Projekt das Potenzial von THz-Imaging und IMC als Werkzeug für die Erkennung von Verunreinigungen in Lebensmitteln mit besonderem Schwerpunkt auf der Schokoladenindustrie demonstrierte. Die Kombination von THz-Bildgebung und IMC mit einer maßgeschneiderten neuronalen Netzwerkarchitektur und der EMSA5 RISC-V McU lieferte ein effizientes und effektives Werkzeug zur Erkennung von Verunreinigungen in Schokoladenproben. Die Firmware, die auf einem Virtex

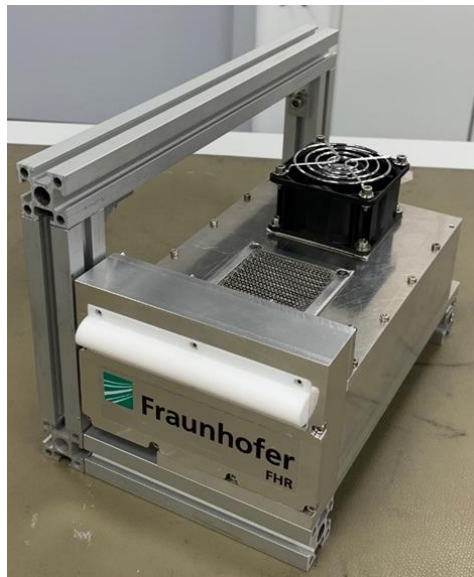


Abbildung 55: D-Band Backup Sensor (140 GHz)

Auf Basis der vom IHP entwickelten einkanaligen 240 GHz Chips aus AP 2 wurde vom FHR ein Zeilenkamera-Frontend Board konzeptioniert und designt. Dieses umfasst insgesamt acht Sende- sowie 16 Empfangskanäle. Das Modul hat insgesamt eine Größe von 310mm x 248mm. Auf dem Board befinden sich neben den HF-Chips mehrere Baugruppen zur Erzeugung der Versorgungsspannungen der einzelnen Chips sowie zwei Konnektoren zum Anschluss an die nachgeschaltete Backend-Struktur vom ITWM. Über diese Schnittstelle werden die ZF-Daten der einzelnen Empfangskanäle sowie die Steuerungsspannungen für den Multiplexbetrieb der Sendekanäle bereitgestellt. Somit können die Leistungsstufen der einzelnen Transmitterchips aktiv geschaltet werden, um entsprechende MIMO-Anregungsmuster zu realisieren. Auf Grund von Lieferschwierigkeiten ist das Design noch nicht vom Leiterplattenhersteller bereitgestellt werden und kann hier nur als CAD-Modell gezeigt werden. Neben der Spannungsversorgung für das Modul von 24V befinden sich zwei Eingänge zur Speisung der Transmitter und Receiver Chips mit dem Grundsignal von 30 GHz. Auf Basis dieser Signale werden über die jeweiligen Vervielfacher- sowie Leistungsstufen die entsprechenden Signale im J-Band (250 GHz) realisiert. Durch die verwendete daisy-chain Struktur können die LO-Signale (30 GHz) vom einen Chip zum nächsten Chip hin durchgeschleift werden. Die entsprechenden Leistungsverluste im Netzwerk, werden durch eine entsprechende Verstärkerstufe pro Chip minimiert. Somit ergibt sich in der Integration auf dem Frontend ein schlankes Systemdesign.

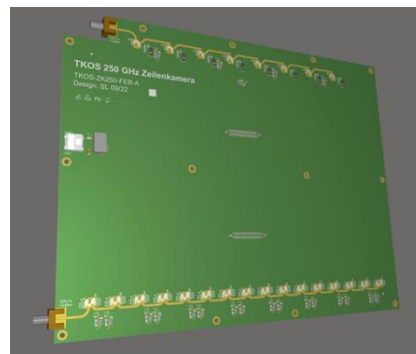
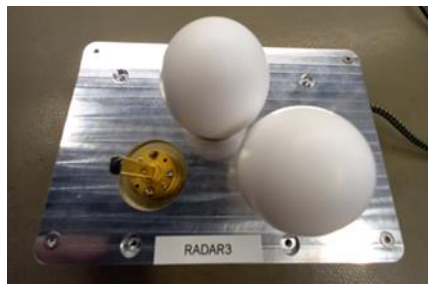


Abbildung 56: 250 GHz Zeilenkamera Frontend

Zusätzlich wurden in diesem Arbeitspaket umfangreiche Funktions- und Performance-Prüfungen in Kombination mit Zuverlässigkeitsbelastungstests beim Fraunhofer ENAS

durchgeführt, die Radarmodule (Abbildung 57 a)) wurden vom Fraunhofer FHR zur Verfügung gestellt und entsprechen bezüglich der Bauform und den verwendeten Technologien den neu entwickelten 140 GHz Systemen. Die Zuverlässigkeitsbelastungstests umfassten verschiedene Umwelttests, bei denen die Radarmodule im Betrieb in einem Klima-Temperaturschrank (Abbildung 57 b)) mit konstanter Temperatur, Temperaturwechsel und Feuchtigkeit konfrontiert wurden, um somit deren Einsatz- und Funktionsfähigkeit im praktischen Umfeld zu demonstrieren.

Abbildung 57: Eingesetzte Geräte und Technik für Funktions- und Performance-Prüfung: a) Radarmodul vom FHR, b) Klima-Temperaturschrank



a)



b)

Für jedes Radarmodul wurde ein **spezifischer Umwelttest** gefahren, wobei sich an den entsprechenden Industrie-/Automotiv Normen (siehe nachfolgende Tabelle) orientiert wurde. Während der Laufzeit der Umwelttests wurden die Betriebsparameter (Temperatur, Signalamplitude) der Radarmodule aufgezeichnet und im Nachgang in Kooperation mit dem FHR ausgewertet. In Verbindung mit den Umwelttests erfolgte eine optische Begutachtung an den geöffneten Radarmodulen vor und nach den Tests, um optische Veränderungen an den Materialien oder Beschädigungen an der Elektronik aufgrund der Einwirkung von Temperatur und Feuchte zu identifizieren und zu dokumentieren. Des Weiteren wurden einfache Hochfrequenzleitungsstrukturen auf Leiterplatte (Rogers3003 u. Rogers4003C) realisiert, um die Auswirkung der Umwelttests auf die Leiterplattenmaterialien und auf das Hochfrequenzverhalten zu untersuchen. Hierzu erfolgten Designs und numerische Simulationen, sowie Messungen der Scattering-Parameter an den realisierten Proben vor und nach den Umwelttests.

Ausgewählte Umwelttests für die Funktions- und Performancetests

Test	Angepasste Parameter	Normen	Modul
Temperatur und Feuchte	Dauer: 96 h, 85°C/85% RH	JEDEC-JESD 22-A110-C DIN 60068-2-67	Radar 3
Temperaturwechsel	1000 Temperaturzyklen - 40°C/85°C, 30 min/30min	DIN EN 60068-2-14	Radar 2
Konstante Temperatur	1000 h, 85°C	JESD-22-A103E DIN EN 60749-23	Radar 1

Für die Messreihen wurde einerseits mit **Hochtemperaturbelastungstests** bei 85°C, Temperatur- und Feuchtetests, sowie Temperaturwechseltests gearbeitet. Die Tests wurden jeweils über eine Messdauer von 800 Stunden durchgeführt, um ein aussagekräftiges Langzeitverhalten bestimmen zu können. Um die Gehäusetechnik zu testen wurde dabei zuerst auf einen bestehenden Radarsensor bei 94 GHz zurückgegriffen, der über denselben Aufbau wie die zukünftigen 140 GHz Radarsensoren verfügt. Die HF-Signalgenerierung basiert wie bei der avisierten 140 GHz Zeilenkamera auf SiGe-Technologie, sodass die Ergebnisse als repräsentativ angesehen werden können.

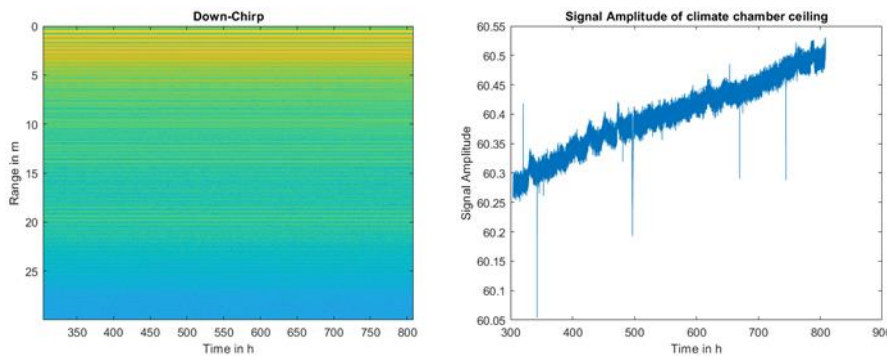


Abbildung 58: Entfernungsspektren (links) und Signalamplitude (rechts) eines Festziels bei Hochtemperaturlagerung (85°C)

Abbildung 58 zeigt die Ergebnisse der **Hochtemperaturlagerungstests**. Es sind keinerlei negative Effekte an der Systemperformance in den aufgezeichneten Messdaten zu erkennen. Die weiteren Tests bzgl. Temperatur und Feuchtevariation zeigten ebenfalls keine nennenswerten Abweichungen. Allumfassend konnten bei den durchgeführten Umwelttests keine Alterungseffekte oder grundlegenden Einschränkungen der Systemperformance durch hohe Temperaturen, Temperaturwechsel oder Luftfeuchtigkeit aufgezeigt werden. Die Auswertung der Umwelttests an den Radarmodulen und an den realisierten HF-Teststrukturen zeigten zusammenfassend keine signifikanten Änderungen im Hochfrequenzverhalten bzw. in der Funktion- oder Performance. Somit lässt sich schlussfolgern, dass ein zuverlässiger Betrieb der Radarmodule im Rahmen der betrachteten Umweltparameter gegeben ist.

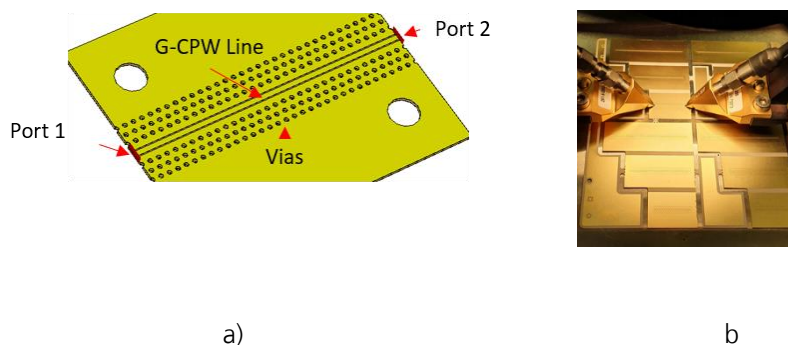


Abbildung 59: Design, numerische Simulation und Charakterisierung der HF-Leitungsstrukturen auf Rogers4003C u. Rogers3003: a) Exemplarisch erstelltes CST Modell einer Grounded CPW Leitung, b) Messung der S-Parameter an den realisierten Proben mittels der HF-Probation PM8 (Cascade)

Das Ableiten von Strategien, um mögliche **Drift- und Schädigungseffekte** zu verzögern bzw. zu vermeiden erfolgte am ENAS auf theoretischer, experimenteller und simulatorischer Basis. In theoretischer Hinsicht wurde im Vorfeld überlegt, welche möglichen Schädigungseffekte aufgrund der Einwirkung diverser Umwelteinflüsse (Feuchte, Temperatur) an den Radarmodulen auftreten und somit Einfluss auf die Funktion- und Performance haben könnten. Eine Auflistung potentieller Schädigungseffekte und deren mögliche Wirkung auf das Funktions- und Performanceverhalten zeigt nachfolgende Tabelle.

Mögliche Schädigungseffekte und deren Wirkung

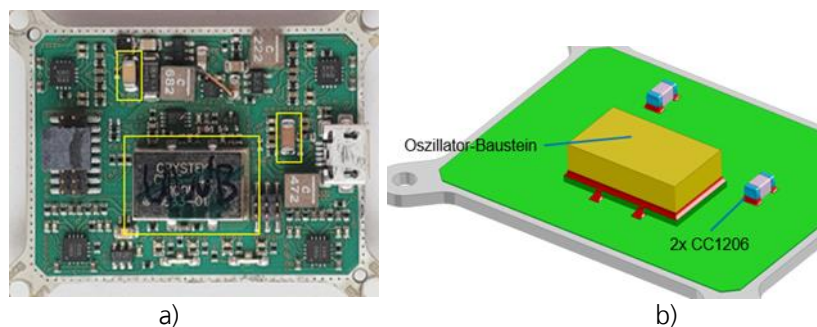
Nr.	Schädigung	Auswirkung
1	Feuchtigkeit im Substrat	Dämpfung, Verluste, Verstimmung der Antenne
2	Ablösen der Leitungen vom Substrat	Änderung der Leitungsimpedanz, Funktionsstörung,
3	Korrosion von Leitungen, Durchkontaktierungen	Änderung der Leitfähigkeit, Leitungsimpedanz, Zunahme der Verluste, höherer Energieverbrauch
4	Delamination	Zerstörung des Laminats, Änderung der HF-Eigenschaften mit Auswirkung auf das HF-Verhalten, Funktionsausfall

5	Abreisen von Bonddrähten	Funktionsbeeinträchtigung der Hardware, Ausfall der Hardware
6	Abreisen von Durchkontaktierungen	Funktionsbeeinträchtigung der Hardware/Modulausfall
7	Zerstörung von Lötstellen	Lötverbindungen können durch thermomechanische Belastungen aufbrechen und zur Funktionsbeeinträchtigung/Modulausfall führen

Begleitet wurde das Arbeitspaket durch experimentelle Versuche sowie numerische Simulationen. Die durchgeführten experimentellen Versuche (vgl. hierzu AP: „Funktions- und Performance Prüfungen in Kombination mit Zuverlässigkeitsbelastungstests“) zeigten lediglich leichte Materialverfärbungen und geringfügige Ablagerungen aufgrund von Kondenswasser, die jedoch keinen signifikanten Einfluss auf die Funktion und das Performance-Verhalten der getesteten Radarmodule sowie der getesteten HF-Teststrukturen hatte. Daher konnten aus den experimentellen Versuchen keine definierten Vermeidungsstrategien abgeleitet werden.

Die durchgeführten **numerischen Simulationen** adressierten die **thermomechanische Untersuchung**, wobei konkret die thermisch induzierte Fehldehnung zwischen Substrat und Bauelement, die durch Lötstellen aufgefangen werden muss, konkret an einem Oszillatorbaustein und Kondensator (Abbildung 60 a)) betrachtet wurde. Ziel der numerischen Betrachtung war es herauszufinden, nach welcher Anzahl an Temperaturzyklen ein Lötstellenversagen eintritt. Hierzu wurde ein entsprechendes FEM-Modell generiert (Abbildung 60 b)), sowie die Lötstellen entsprechend modelliert und die beiden IMS-Substrat Berquist- und Rogers in einer harten und weichen Variante betrachtet. Die Simulation der thermisch induzierten Fehldehnung erfolgte für den Temperaturwechsel im Bereich zwischen -40 und 85°C sowie zwischen -40 und 125°C. Die Simulation sagt für beide Substrattypen und Varianten voraus, dass ein Lötstellenversagen bei den betrachteten elektronischen Bauteilen bereits unterhalb von 1000 Temperaturzyklen auftritt und somit Ursache für ein Funktionsversagen sein kann. Eine höhere Lebensdauer der Lötstelle bzw. die Reduktion der induzierten thermischen Fehldehnung lässt sich erreichen, indem man kleinere Bauelemente verwendet, steifere Substratmaterial und thermisch angepasste Substrate nutzt, sowie eine ausreichende Lotmenge, um den Abstand zwischen Bauteil und Substrat zu vergrößern.

Abbildung 60: Numerische Simulation zur Standfestigkeit der Lötstellenkontaktierung am Beispiel konkreter SMD-Komponenten: a) Platine des Radarmoduls, b) Generiertes FEM-Modell der Platine



Um die Vorteile der hohen Bandbreite zu demonstrieren wurde am **390 GHz Radar** Messungen anhand eines Mehrlagen-Systems durchgeführt, bei dem der entwickelte Radarsensor an einem Industrieroboterarm befestigt wurde (siehe Abbildung 61 (a)). Dieser wurde in Position gebracht, um drei gestapelte Harzplatten (siehe Abbildung 61 (b)) abzutasten und die jeweiligen Schichtdicken zu erkennen. Wie aus dem Ergebnisplot hervorgeht, sind die verschiedenen Schichten für das Radar bei einer Betriebsbandbreite von 25, 45 und 65 GHz nicht sichtbar. Erst bei einer Bandbreite von 85 GHz sind sie zu erkennen. Die dritte Schicht ist aufgrund von Substratverlusten nicht mehr sichtbar. Unter Berücksichtigung der jeweiligen Dielektrizitätskonstante ist eine minimale Schichtdicke

von 1,8 mm zu erkennen, was eine exzellente Tiefenauflösung für einen Radarsensor darstellt.

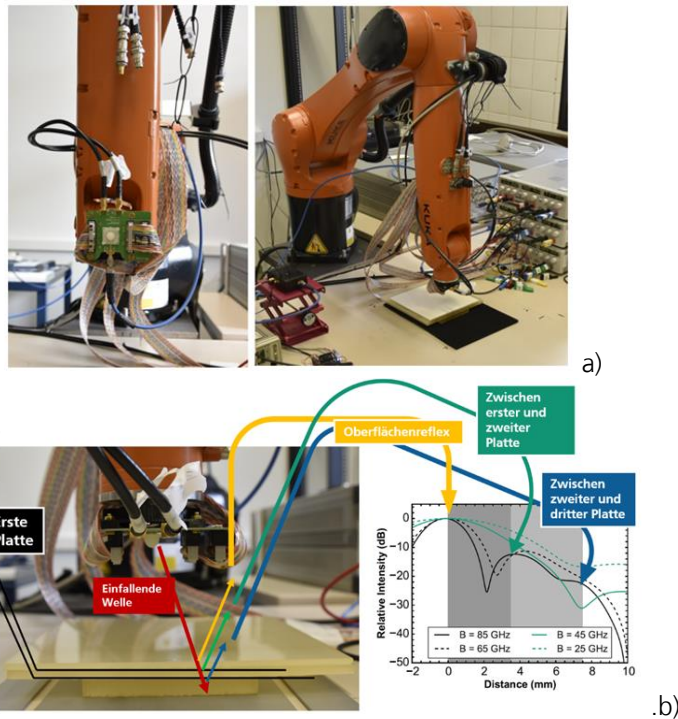


Abbildung 61: Foto eines Industrieroboterarms, mit montiertem 390-GHz-Radarsensors zur Durchführung Raster-scans (a). Drei gestapelte Harzplatten mit minimalen Luftspalten inkl. Der Auswertung der sehr dünnen Schichtdicken durch Nutzung der vollen Betriebsbandbreite (b).

Von Vorteil ist hierbei nicht nur die Bandbreite, sondern auch die hohe Arbeitsfrequenz. Diese bedingte eine sehr kleine Wellenlänge und führt damit zu einer sehr hohen lateralen Auflösung. Diese Demonstration wurde durch den Einsatz von zwei quasi-optischen Off-Axis-Parabolspiegeln erreicht, wie in Abbildung 67, links dargestellt.

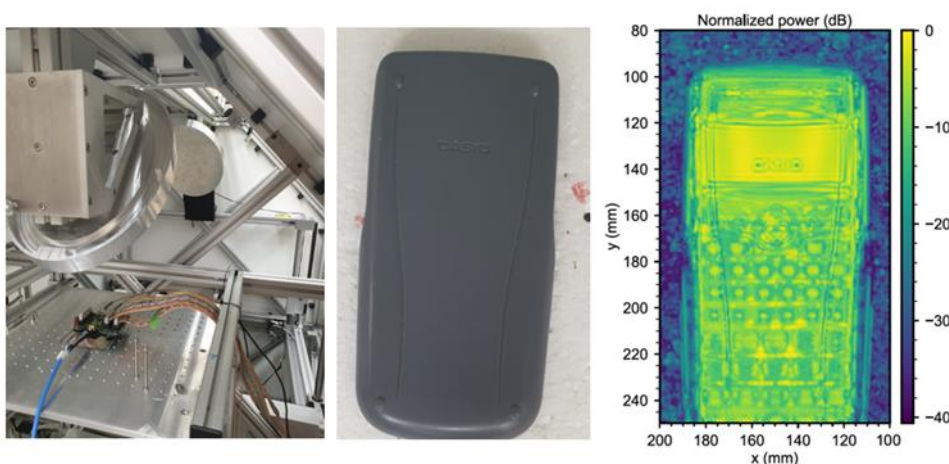


Abbildung 62: Radar-De-monstrator mit Lateralscan und quasi-optischem Fokussierungssystem unter Verwendung von Parabolspiegeln (links). Taschenrechner als Zielobjekt für den Radarscan (Bildmitte) und normierte Empfangsleistung des 390-GHz-Radarsensors (rechts).

In Abbildung 67 ist der Radarsensor mit einem quasi-optischen Fokussiersystem gekoppelt, dass die Rasterung bestimmter Zielobjekte ermöglicht. In diesem Fall wurde ein Taschenrechner mit einer Einzelschrittweite von 200 μm abgetastet. Die Abdeckung des Taschenrechners war zum Zeitpunkt der Durchführung des Lateralscans in Position. Wie im Radarbild zu sehen ist, wurde ein Dynamikbereich von 40 dB erzielt. Im Vergleich zu den tatsächlichen Abmessungen des Taschenrechners ist davon auszugehen, dass Größen von < 1 mm erfasst wurden und im Radarbild sehr deutlich zu erkennen sind, wie z.B. das Herstellerlogo "Casio". Die laterale Auflösung ist teilweise begrenzt durch die

Beleuchtungseffizienz der Parabolspiegel und damit durch den optimalen Abstand zum Radarsensor - was den effektiven Antennengewinn der Spiegel beeinflusst - und auch durch die Wellenlänge der maximal erreichbaren Betriebsfrequenz. In letzterem Punkt sind die Vorteile des entwickelten 390 GHz Radarsensors begründet.

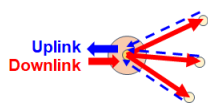
2.3 Entwicklungsstrang THz Kommunikation für hochbitartige Funklinks

Ziel dieses Entwicklungsstrangs waren Funkssysteme mit Trägerfrequenzen oberhalb von 150 GHz, mit denen sich erstmals eine Punkt-zu-Mehrpunkt Funknetztopologie für den Aufbau von hochbitratigen, engvermaschten Pico-Zellen Funknetzen bei hohen Datenraten implementieren lässt. Ziel war, eine bidirektionale Kommunikation zu mindestens zwei weiteren Terahertz-Sende und –Empfangseinheiten zu demonstrieren. Parallel dazu sollten Systeme für Over-the-Air (OTA) Testing und Channel Sounding für Frequenzen bis 500 GHz entwickelt werden, um die Komponenten für die Terahertz-Funksysteme zu charakterisieren und zeitvariante Funkkanäle für zukünftige Datenübertragungssysteme präzise zu vermessen. Für die Entwicklung sollte auf Komponenten des IAF im Bereich InP-basierter THz-Frontends aufgebaut werden. Im Folgenden werden die Arbeiten und erzielten Ergebnisse aus dem Entwicklungsstrang THz-Photonik nach Arbeitspaketen (AP) geordnet dargestellt.

2.3.1 AP1 Systemdesign

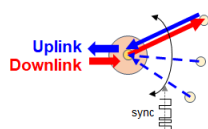
Im AP1 wurden vom IAF und HHI verschiedene P2MP Anwendungsszenarien für THz-Kommunikation betrachtet und Backend-Spezifikationen, insbesondere für kritische Komponenten wie ADC, DAC und DSP erstellt. Dabei wurden insbesondere die Anwendungsszenarien THz Broadcast und THz Unicast betrachtet, die in der Abbildung 63 beschrieben sind.

THz Broadcast



- Hohe Datenrate im Downlink / Niedrige Datenrate im Uplink
 - Derselbe Downlink-Datenstrom wird an mehrere Access Points (APs) verteilt
 - Uplink-Datenrate nur für Feedback, eventuell uni-direktional auf THz-Schicht
- Anwendungsbeispiel: Verteilung von Streaming-Inhalten an lokale Netzknoten

THz Unicast



- Pro Zeiteinheit wird jeweils nur ein Access Point (AP) ausgewählt
 - Hohe Datenrate im Downlink / Mittlere Datenrate im Uplink
 - Zeitmultiplex-Verfahren (TDMA, synchron / asynchron)
 - Bidirektionale THz-Links, obwohl asymmetrisch
- Anwendungsbeispiel: Dynamischer THz-Backhaul von Mobilfunk-Pico-Zellen

Um diese beiden Szenarien abzubilden, wurde ein Systemkonzept entworfen, in dem eine Central Site (AP0) eine bidirektionale THz-Verbindung zu zwei Remote Sites (AP1, AP2) betreibt. Je nach Anwendungsszenario handelt es sich dabei um eine fixe oder um eine schaltbare Verbindung.

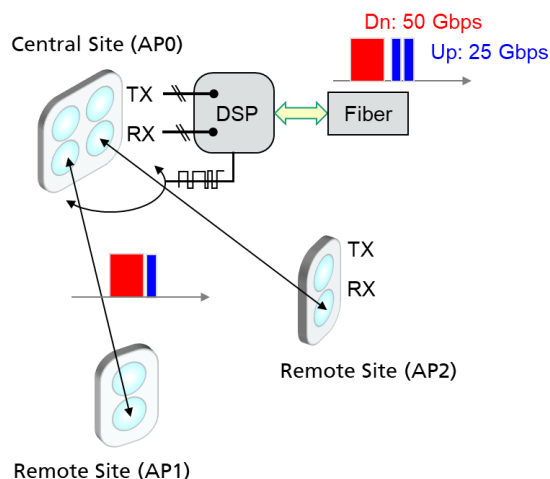


Abbildung 63: T-KOS Anwendungsszenarien für drahtlose Punkt-zu-Multipunkt THz-Kommunikation

Abbildung 64: Schematischer Aufbau des geplanten bi-direktionalen Punkt-zu-Multipunkt-Übertragungssystems im Frequenzbereich 250 – 290 GHz.

Für beide Szenarien wurden die Betrachtungen zum Link-Budget bei verschiedenen Entfernungen durchgeführt, die in Abbildung 65 zusammengefasst sind. Die Link-Budgets basieren auf typischen Leistungsdaten der im Projekt geplanten Hardware-Komponenten orientieren.

Abbildung 65: Link-Budgets des geplanten bi-direktionalen Punkt-zu-Multipunkt-Übertragungssystems im Frequenzbereich 250 – 290 GHz.

Link Scenario I: 25 -100 m

Band (GHz)	250-290
Calculation Frequency (GHz)	300.0
Distance (m)	50
Modulation Format	16-QAM
Symbol Rate (Gbaud)	32.0
Brutto Data Rate (Gbps)	128.0
RF bandwidth (GHz)	40.0
SNR (dB)	19.2
P1dB (dBm)	2.9
NF,rec (dB)	9.0
Receiver sensitivity (dBm)	-39.7
Antenna Gain (dB)	42.0
Aperture diameter (mm)	68
Antenna Efficiency (%)	35
HPBW (deg)	3.0
3-dB Spot Size (m)	2.6
FSPL (dB)	116.0
Atm. Attenuation (dB/km)	13.0
Alignment/ Fade Margin (dB)	3

Link Scenario II: 25 m

Band (GHz)	250-290
Calculation Frequency (GHz)	300.0
Distance (m)	25
Modulation Format	16-QAM
Symbol Rate (Gbaud)	32.0
Brutto Data Rate (Gbps)	128.0
RF bandwidth (GHz)	40.0
SNR (dB)	19.2
P1dB (dBm)	2.9
NF,rec (dB)	9.0
Receiver sensitivity (dBm)	-39.7
Antenna Gain (dBi)	38.8
Aperture diameter (mm)	47
Antenna Efficiency (%)	35
HPBW (deg)	4.3
3-dB Spot Size (m)	1.9
FSPL (dB)	109.9
Atm. Attenuation (dB/km)	13.0
Alignment/ Fade Margin (dB)	3

Im Rahmen des Projektes wurden auch Betrachtungen bezüglich des Link-Budgets und der erzielbaren Dynamik für das Channel-Sounding bei den Zielfrequenzen von 170, 300 und 500 GHz durchgeführt. Dabei wurden sowohl bereits verfügbare als auch im Projekt geplante Hardware-Komponenten und Antennenkonfigurationen berücksichtigt. In Abbildung 66 sind die Ergebnisse dieser Betrachtungen dargestellt.

Abbildung 66: Ergebnisse der Link-Budget und Dynamikbetrachtungen

Link Budget for Channel Sounding		170 GHz	300 GHz	500 GHz	
		CS Setup (TX OE-WG, RX omni VCA)	CS Setup (TX OE-WG, RX horn)	CS Setup (TX OE-WG, RX horn)	
f, BW	Frequency	GHz	170	300	500
	Sounding bandwidth	MHz	2000	2000	2000
TX	TX antenna gain	dBi	6,0	6,0	6,0
	TX power	dBm	13,0	3,0	-1,0
	TX EIRP	dBm	19,0	9,0	5,0
Channel	Reference distance	m	1,0	1,0	1,0
	Path loss @ ref. distance	dB	77,1	82,0	86,4
	Path loss exponent (free space)	-	2,0	2,0	2,0
RX	RX antenna gain	dBi	0,0	20,0	20,0
Noise and gains	Thermal noise power	dBm	-81,0	-81,0	-81,0
	RX noise figure and effective losses	dB	22	25	28
	Processing gain	dB	60	60	80
	Effective noise level in CIR	dB	-132,0	-119,0	-132,0
Results, range	LOS path gain in CIR @ ref. distance	dB	-71,1	-56,0	-60,4
	Desired instantaneous dynamic range	dB	30,0	30,0	30,0
	Maximum path loss	dB	108,0	115,0	128,0
	Achievable range for LOS scenario	m	35,2	44,7	119,8

Bei allen drei Frequenzen wurde mit einer Messbandbreite von 2 GHz und einem Gewinn der Sendeantenne von 6 dBi gerechnet. Dieser Antennengewinn entspricht dem eines offenen Hohlleiters. Auf Empfängerseite wurde bei 170 GHz mit einem Antennengewinn von 0 dBi, also mit einem isotropen Rundstrahler, und bei 300 und 500 GHz mit Richtantennen mit 20 dBi Gewinn. Somit lassen sich Reichweiten von ca. 35 Meter bei 170 GHz, 45 Meter bei 300 GHz sowie 120 Meter bei 500 GHz mit einer instantanen Dynamik von 30 dB erreichen, was ausreichend für mittelgroße Indoor-Umgebungen ist. Die höheren Reichweiten bei den höheren Frequenzen sind mit Hilfe eines höheren Prozessgewinns durch eine längere Messdauer erreichbar.

Für alle drei Zielfrequenzen wurden zu Beginn des Projekts die Architekturen für das Channel Sounding definiert. Die Definition umfasst besonders LO- und IF-Frequenzen und Pegel, sowie notwendige Versorgungsspannungen und geplante Antennen, Messgeräte und spezifische Komponenten. Die Schnittstellendefinition für 300 GHz ist beispielhaft in Abbildung 67 dargestellt.

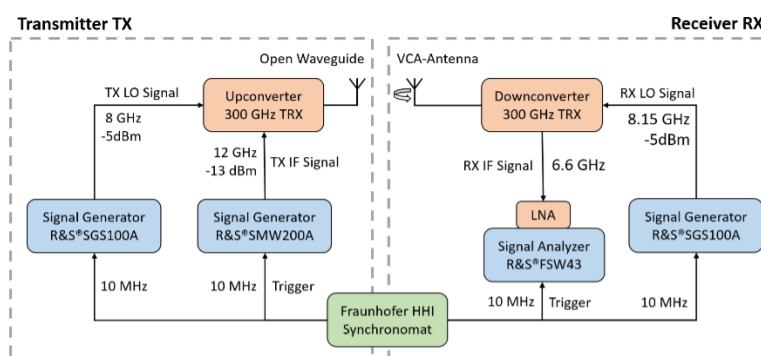


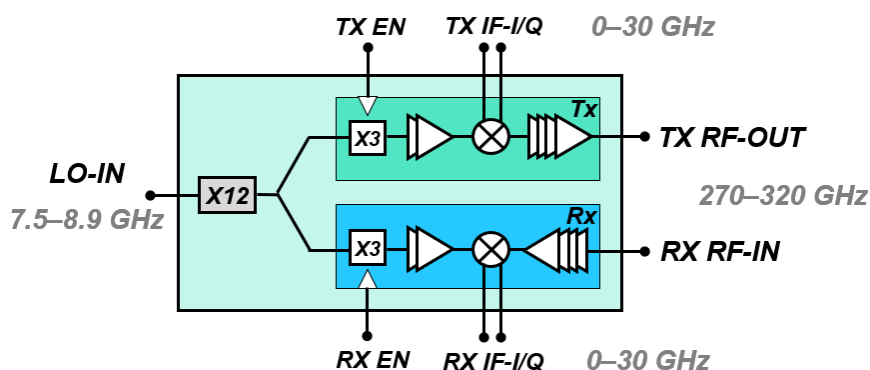
Abbildung 67: Beispielhafte Schnittstellendefinition.

2.3.2 AP2 Chip Design

Design von Schaltungsfunktionen für rekonfigurierbare P2MP Konfigurationen 250-320 GHz

Aufgrund der erzielten Bandbreite von mehr als 50 GHz, wurde die 35-nm metamorphe HEMT (mHEMT) Technologie für den Entwurf der Front-End Komponenten ausgewählt. Diese Technologie ist aufgrund der hervorragenden HF-Performance mit einem f_{max} von etwa 1 THz sowie einer extrem niedrigen Rauschzahl für die erzielte Anwendung ideal geeignet. Das Front-End basiert auf drei MMICs: Ein Sender, ein Empfänger und ein Frequenzvervielfacher mit einem Multiplikation Faktor von 12. Abbildung 68 stellt das Blockschaltbild des gesamten Transceiver Front-End dar. Die Frequenzvervielfacherkette ist notwendig, um einen externen lokalen Oszillator verwenden zu können, da das Phasenrauschen der verwendeten Technologie nicht ausreicht, um die angestrebte Systemleistung zu erreichen.

Abbildung 68: Blockschaltbild
des breitbandigen 250-320
GHz RF Front-End.



Die Sende- und Empfang MMICs enthalten einen Frequenzvervielfacher mit einem Multiplikationsfaktor von drei um die erzielte LO Frequenz zu erreichen. Um eine ausreichende LO Leistung über die gesamte angestrebte Bandbreite zu erreichen wurde eine zusätzliche Treiberverstärkerkette dazu eingefügt zwischen dem Frequenzvervielfacher und dem LO-Eingang der Mischer. Der Quadratur Aufwärts- (für den Sender) bzw. Rückwärtsmischer (Für den Empfänger) basieren auf einer passiven Topologie. Dieser Ansatz ermöglicht eine wesentlich höhere Linearität gegenüber aktiven Topologien. Am HF-Tor der Aufwärts- bzw. Rückwärtsmischer wurden ein Medium Power Amplifier (MPA) bzw. rauscharmer Verstärker (LNA) eingefügt.

Die drei MMICs wurde im Rahmen eines Multi-Projekt Wafer Run prozessiert und sind in Abbildung 69, Abbildung 70 und Abbildung 71.

Abbildung 69: Chip Foto des
breitbandigen 250-320 GHz
Sender Front-End.



Abbildung 70: Chip Foto des
breitbandigen 250-320 GHz
Empfänger Front-End.

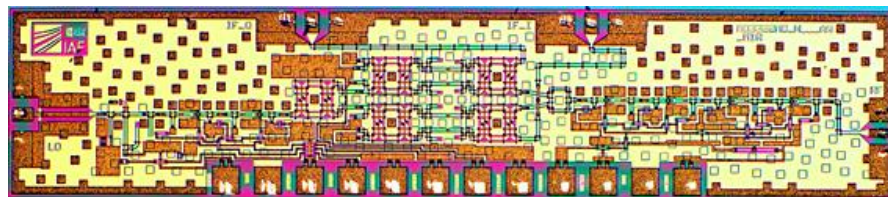
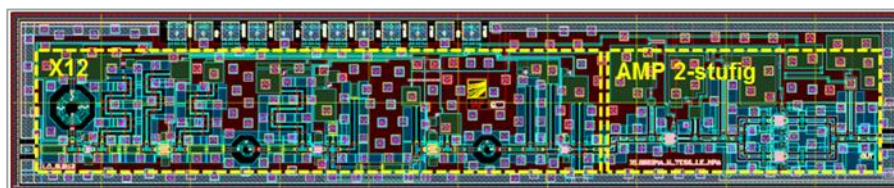


Abbildung 71: Layout Bild des
breitbandigen 250-320 GHz
Frequenzvervielfacher MMIC



Architektur- und Schnittstellendefinition für Channel-Sounding(HHI/IAF): Design analoger Frontend Komponenten für 450-520 GHz Schaltungsbibliothek

Um die erreichbare Datenrate bei gleichbleibender relativer Bandbreite weiter zu erhöhen, besteht ein möglicher Ansatz darin, höhere Frequenzen zu erreichen. Dies führt zusätzlich zu einer höheren Richtwirkung bei festem Antennendurchmesser. Allerdings müssen die Kanalmodelle bei Frequenzen über 300 GHz deutlich verbessert werden. Daher wurde die nächste Generation von Chipsätzen für Frequenzen in den Wellenleiterbändern WR 2.2 und WR2 für Channel-Sounding-Anwendungen untersucht. Identisch mit den 250–320 GHz Front-End MMICs basiert diese Untersuchung auf der 35-nm-HEMT-Technologie von IAF. Die kritischsten Komponenten für die Entwicklung von Channel-Sounding-Systemen bei diesen extremen Frequenzen sind der rauscharme Verstärker sowie der Leistungsverstärker.

Der rauscharme Verstärker basiert auf einer 4-stufigen Kaskode Topologie (Kombination von Common-Source und Common-Gate Transistoren). Um die Miniaturisierung des MMIC weiter zu optimieren wurde eine Dünnschicht Mikrostreifenleitung (thin-film microstrip line – TFMSL) verwendet mit der tiefsten Metallebene des Back-end-of-line (BEOL) als künstliche Massefläche und der obersten Metallebene als Signalleitung. Die Verbesserung der Integration des MMIC ist nicht nur für das Yield des MMIC vorteilhaft, sondern, da die MMICs idealerweise in einem Hohlleiter-basierten Modul aufgebaut werden sollte, wird die Wahrscheinlichkeit einer parasitären Resonanz der Kavität wo der MMIC eingeklebt werden innerhalb der Betriebsfrequenz deutlich reduziert. Die Leistungsaufnahme des rauscharmen Verstärkers beträgt 41 mW mit einer Gesamtgateweite von 64 μm . Die Abbildung 72 stellt ein Chip Foto des gefertigten 450-520 GHz rauscharmen Verstärkers dar. Die Chipgröße beträgt 0.13 x 1 mm².

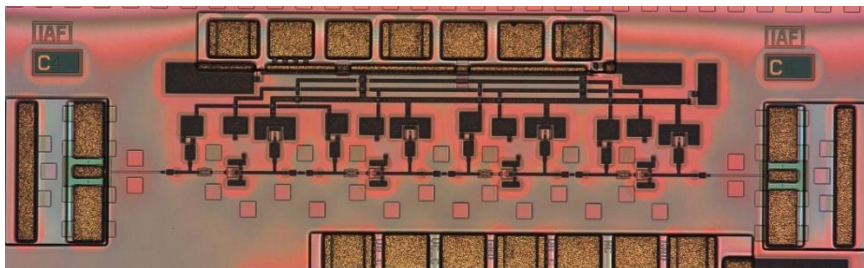
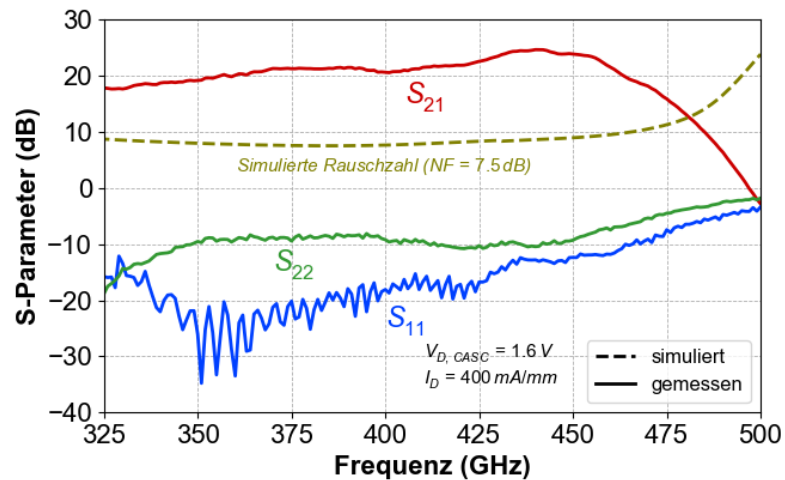


Abbildung 72: Chip Foto des 450-520 GHz rauscharmen Verstärkers.

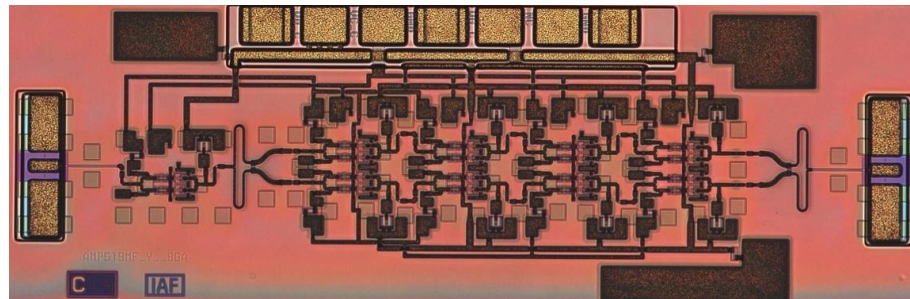
Nach Prozessierung des LNA MMIC wurden die Kleinsignaleigenschaften des Chip On-Wafer bewertet. Aufgrund einer moderaten Ungenauigkeit der Transistormodellen wurde eine leichte Verschiebung zur unteren Bandgrenze bemerkt. Die Eingang- bzw. Ausgangsanpassung ist sehr gut über die gesamte Bandbreite von 325 bis 475 GHz. Der Gewinn des Verstärkers ist weiter über 15 dB über die erwähnte Bandbreite.

Abbildung 73: Kleinsignalmes-
sung des LNA



Der Leistungsverstärker basiert auf einer 5-stufigen Kaskode Topologie (Kombination von Common-Source und Common-Gate Transistoren) mit TFMSL als Anpassungsnetzwerk Elemente. Die Leistungsaufnahme des Verstärkers beträgt 317 mW (mit einer Drainstromdichte von 1300 mA/mm) mit einer Gesamtgateweite von 288 μm . Die Abbildung 74 stellt ein Chip Foto des gefertigten 450-520 GHz Leistungsverstärkers dar. Die Chipgröße beträgt 0.3 x 1 mm².

Abbildung 74: Chip Foto des
450-520 GHz Leistungsverstär-
kers



Nach Prozessierung des PA MMIC wurden die Klein- und Großsignaleigenschaften des Chip On-Wafer gemessen. Der Verstärker hat einen Gewinn von über 15 dB über eine Bandbreite von 325 GHz bis 465 GHz. Im Großsignalbetrieb beträgt der 1-dB Kompressionspunkt 3 dBm. Aus identischen Gründen im Vergleich zum rauscharmen Verstärker wurde eine leichte Verschiebung zur unteren Bandgrenze bemerkt. Die Klein- und Großsignalmessungen des Leistungsverstärkers werden in Abbildung 75 und Abbildung 76 gezeigt.

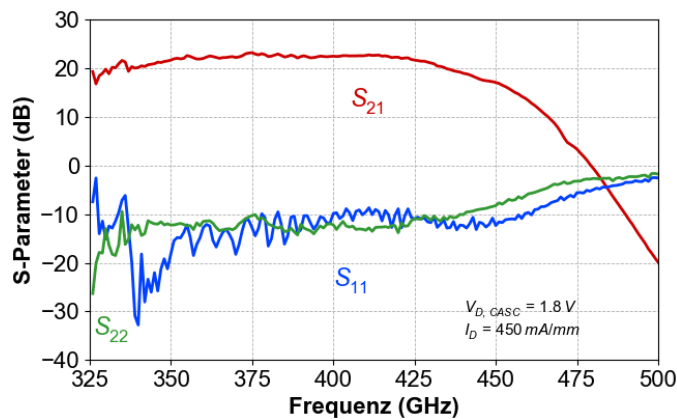


Abbildung 75: Kleinsignalmes-
sung des PA

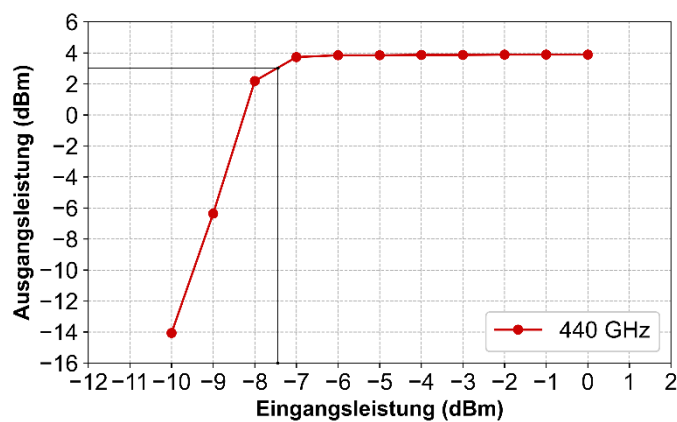


Abbildung 76: Großsignalmes-
sung des PA

2.3.3 AP3 Frontend-Packaging und Antennenintegration

Gehäusekonzept Frontend für P2MP System

Um ein Aufbau der MMICs durchzuführen, der bei solch hohen Frequenzen die bestmögliche Leistung bietet, wurde ein Hohlleitermodul-Ansatz gewählt. Da die MMICs über 300 GHz hinaus arbeiten, kann die Auswirkung des Bonddrähte sehr kritisch werden. Daher ist es zwingend erforderlich, die Schnittstelle zwischen Chip und Hohlleiter stark zu optimieren. Daher werden die MMICs in einer Tasche angeordnet, um die MMIC und den Übergang vom HF-Pad der MMIC zum Hohlleiter auf genau der gleichen Ebene in der z-Richtung anzuordnen.

Die Chip-zu-Hohlleiter-Schnittstelle besteht aus einem quarzbasierten Übergang mit einer sogenannten E-Plane-Probe, die ihre Energie in den Hohlleiter einstrahlt. Das verwendete Quarzmaterial bietet selbst bei so hohen Frequenzen eine hervorragende HF-Leistung mit extrem geringen Verlusten. Der gesamte Übergang wurde sorgfältig mit einem dreidimensionalen elektromagnetischen Solver simuliert, um mögliche parasitäre Resonanzen im Nutzband zu vermeiden. Die analoge Elektronik, die nicht monolithisch in die MMICs integriert werden kann, wurde zusammen mit einer Reihe von Bypass-Kondensatoren zur optimalen Filterung auf einer kompakten Leiterplatte in Nähe der Chips platziert. Ein Foto eines Breitband TRx Moduls wird in Abbildung 77 dargestellt.

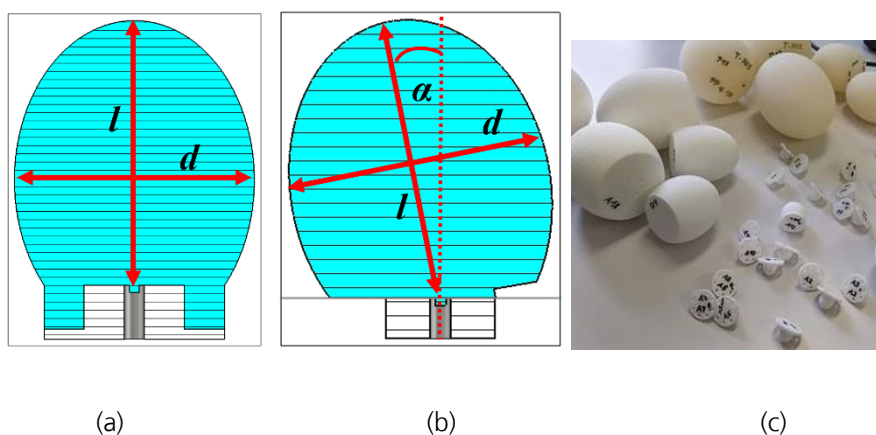
**Abbildung 77: Foto eines
Breitband TRx Moduls**



Antennenentwurf für 25-100 m Szenario

Zur Realisierung hoher Antennengewinne für Funkstrecken mit mittlerer bis großer Entfernung haben sich, wie in der Literatur zu finden, dielektrische Linsenantennen (DLA) als Alternative zu klassischen Hornantennen oder reflektorbasierten Antennen als geeignet herausgestellt. Insbesondere elliptische Linsen weisen einen hohen Gewinn bzw. ein gutes Verhältnis zwischen Formfaktor und effektiver Aperturgröße auf. Das Linsenmaterial wurde aufgrund voriger Untersuchungen am IAF sowie aus Literaturrecherche auf ein mit selektiver Lasersinterung (SLS) 3D-druckbares Polyamid-12 (PA12) sowie auf ein High-Density Polyethylen (HDPE) festgelegt. PA12 und HDPE weisen bei Frequenzen um 300 GHz zwar eine ähnliche Permittivitätszahl von ca. 2,3 auf, die dielektrischen Verluste von PA12 sind jedoch ggü. HDPE um den Faktor 80 größer, was den Einsatz von PA12-Material einzig auf einen schnellen Funktionsprototypen zur Verifikation von Antennenparametern (z.B. Öffnungswinkel) beschränkt. Für den Einsatz im Demonstrator wird verlustarmes HDPE eingesetzt, um einen hohen realen Antennengewinn zu gewährleisten. Die DLA wird durch eine Direktspeisung im unteren Fokuspunkt der Ellipse aus einem Rundhohlleiter mit einem Durchmesser von 0,99 mm realisiert, wie Abbildung 78 (a) darstellt. Dabei wird der Zusammenhang der Exzentrizität aus Filipovic et al.¹ eingesetzt, während der Parameter d die Aperturgröße – und damit den Antennengewinn vorgibt. Es wurden DLA für 30, 35, 39 und 42 dBi entwickelt und untersucht. Des Weiteren wurden um den unteren Fokuspunkt verkippte DLA mit unterschiedlichen Verkipfungswinkeln α bis zu $+30^\circ$ hinsichtlich P2MP-Strecken entwickelt und untersucht, dargestellt in Abbildung 78 (b). Einige gefertigte Linsen sind in Abbildung 78 (c) zu sehen.

Abbildung 78: Design-Parameter der DLA. (a): Gerade Abstrahlung, (b): Verkippte Abstrahlung.



¹ D. F. Filipovic, S. S. Gearhart, and G. M. Rebeiz, "Double-slot antennas on extended hemispherical and elliptical silicon dielectric lenses," *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. 41, no. 10, pp. 1738–1749, 1993, doi: 10.1109/22.247919.

Mithilfe von CST Microwave Studio wurden die unterschiedlichen DLA-Aperturgrößen simuliert und optimiert. Dabei wurde der Zeitbereichslöser eingesetzt, welcher das gesamte Frequenzband von 220 GHz bis 330 GHz in einer Simulationsiteration abbildet. Es wurden perfekt absorbierende Randbedingungen mit örtlichem Offset für die Nahfeld-zu-Fernfeld-Konversion, sowie zwei Symmetrieebenen eingesetzt, um die nötige Simulationsdomäne auf $\frac{1}{4}$ der ursprünglichen Größe zu verkleinern. Um die Krümmung der Linsenoberfläche sinnvoll zu diskretisieren, wurden mindestens 13 Mesh-Zellen pro Wellenlänge bereitgestellt, was bei den großen Aperturen zu mehreren Hunderten von Millionen Mesh-Zellen führte. Die maximale Simulationszeit der größten Apertur (68 mm, bzw. 42 dBi) betrug 14 Stunden, bis der Löser konvergierte.

Zur Erhöhung der Antennen-Anpassung (Return loss, bzw. S_{11}) besitzen die entwickelten DLA einen zylinderförmigen dielektrischen Fortsatz, der sich 350 μm tief in den Rundhohlleiter erstreckt und als Transformator für die einfallende Hohlleitermode fungiert. Der Vergleich der Anpassung ohne / mit Anpass-Fortsatz ist in Abbildung 79 dargestellt. Dabei zeigt die orangene Linie die Anpassung ohne, die anderen Linien die Anpassung mit Anpass-Fortsatz bei unterschiedlichen Aperturgrößen.

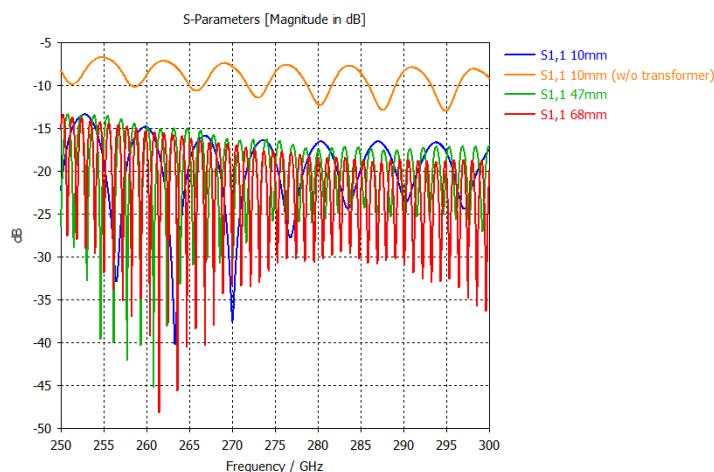
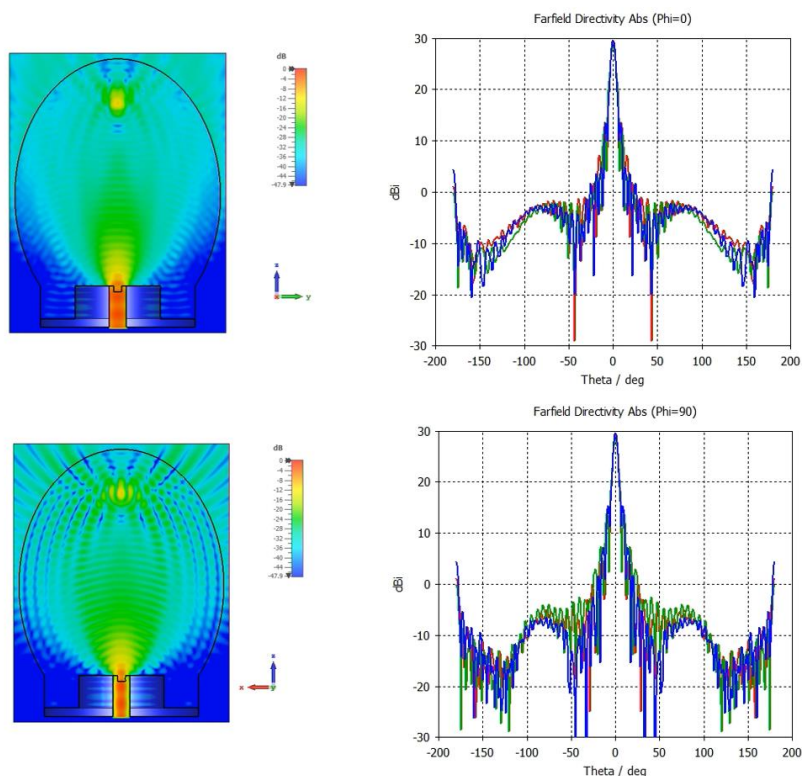


Abbildung 79: Vergleich der Antennenanpassung verschiedener Aperturgrößen mit / ohne Transformations-Fortsatz.

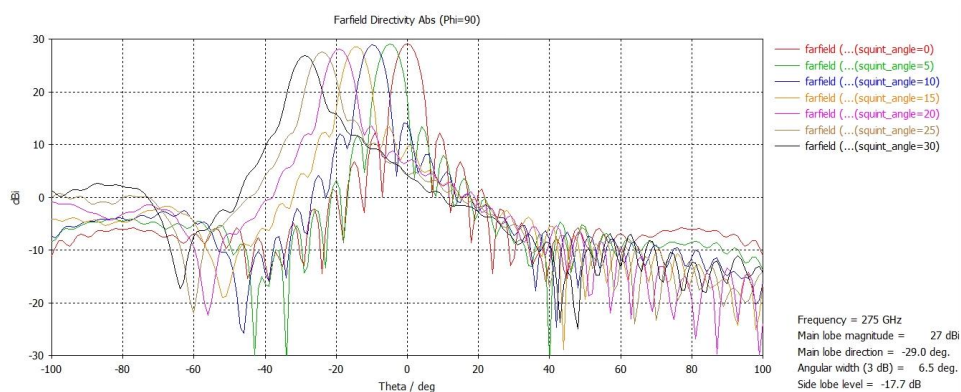
Der Anpass-Fortsatz zeigt das gleiche gute Verhalten auch für die verkippten DLA-Designs. Am Beispiel einer gerade abstrahlenden DLA mit einem Gewinn von 30 dBi sind in Abbildung 80 beispielhaft die resultierende elektrische Feldverteilung bei 275 GHz (links), sowie die Fernfelder (rechts) für den gesamten simulierten Frequenzbereich, jeweils für beide Raumebenen, d.h. H- (oben) und E-Ebene (unten) dargestellt. Der obere resultierende, für die Funktion der Linsen notwendige, Fokuspunkt der Ellipse ist in der Feldverteilung deutlich zu sehen. Das Fernfeld zeigt erst für sehr hohe Frequenzen (330 GHz, grüne Kurven) eine jedoch stark abgeschwächte Bildung von Nebenkeulen mit einer Unterdrückung von besser als 25 dB.

Abbildung 80: Feldverteilung des elektrischen Feldes (links) sowie Fernfeld (rechts) für jeweils beide Raumebenen einer entwickelten DLA mit 30 dBi Antennengewinn und gerader Abstrahlung.



Die Simulationsergebnisse der verkippeten DLA sind, ebenfalls beispielhaft für den 30 dBi-Fall in einer reinen Fernfeld-Betrachtung bei 275 GHz in Abbildung 81 verdeutlicht. Es ist der direkte Zusammenhang der Hauptabstrahlrichtung in Kombination mit dem Verkippungswinkel α zu sehen.

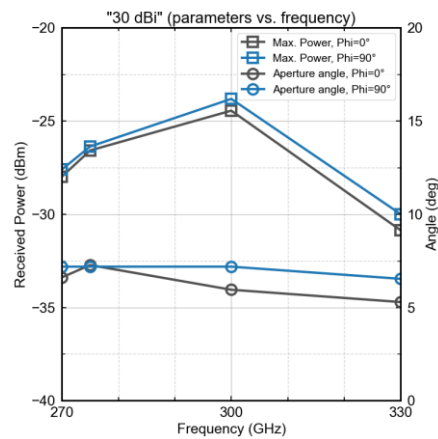
Abbildung 81: Fernfeld-Simulationsergebnisse der verkippeten DLA mit einem Antennengewinn von 30 dBi.



Des Weiteren ergibt sich über größere Verkippungswinkel eine Reduktion des zu erwartenden Antennengewinns um ca. -3 dB bei einer Verkippung von 30°, was auf die sinkende Effizienz der ellipsoiden verkippeten Form zurückzuführen ist.

Ein bestehender Antennenmessplatz, dessen Blockschaltbild links in Abbildung 82 dargestellt ist, beinhaltet einen KUKA KR 10 R1100 sixx 6-Achsen Knickarmroboter, der über eine entwickelte Aufnahme eine Empfangsantenne mit verbundener Signalkette zur Abwärtswandlung eines hochfrequenten Signals (RX-Antenne & RX-Signalkette) bewegen kann. Die über die TX-Signalkette erzeugte Leistung wird schließlich über die gefertigte zu testende DLA (TX-Antenne) in den Raum abgestrahlt. Die Signale werden an der RX-Antenne aufgenommen und mithilfe des Mixers in der RX-Signalkette ins Basisband

Abbildung 84: Gemessene Antennenparameter der DLA mit 30 dBi über die Frequenz.



In Abbildung 83 und Abbildung 84 sind einige Ergebnisse der Antennenmessung einer aus HDPE gefertigten DLA mit einer Aperturgröße von 30 dBi dargestellt. Abbildung 83 (a) zeigt eine gute Übereinstimmung von Messung und Simulation. Ebenfalls zeigt Abbildung 83 (b) die vorhergesagte Verkippung der Hauptabstrahlrichtung durch Veränderung von α . In Abbildung 84 sind extrahierte Antennenparameter über den gemessenen Frequenzbereich von 270 GHz bis 330 GHz aufgetragen (untere Grenze limitiert durch eingesetzte Hardware). Es ist zu bemerken, dass die Einbezugnahme der Kabelverluste, des Konversionsergebnisses des Mischers, der tatsächlich erzeugten Leistung des Sendemoduls, sowie die Betrachtung der Verluste durch Freiraumausbreitung und beider Antennengewinne (TX (DLA): 30 dBi, RX: 21,8 dBi) bei 300 GHz eine Leistung von -24,7 dBm am Spektrumanalysator erwartet wird. Wie aus Abbildung 84 abzulesen, wird ungefähr ebendiese Leistung auch tatsächlich gemessen. Dieses Ergebnis spricht dafür, dass die vorliegenden HDPE DLAs eine hohe Effizienz bzw. niedrige Verluste und genaue Abmessungen aufweisen und sich somit für den Einsatz in einem Demonstrator bestens eignen.

Aufbau und Test Hohlleitermodul

Um eine genaue und detaillierte Charakterisierung durchführen zu können, wurde die TRx-Kette mit einer Hohlleiterschnittstelle charakterisiert. Da die Aufwärts- und Abwärtsmischer auf einer Quadraturarchitektur basieren, wurden die I- und Q-Kanäle separat gemessen, um mögliche Abweichungen zwischen den beiden Kanälen zu beurteilen. Abbildung 85 und Abbildung 86 zeigen den Konversionsgewinn über Frequenz der I- und Q-Kanäle des Breitband TRx Moduls mit einer externen LO Leistung von -6 dBm und einer HF-Eingangleistung von -30 dBm. Der spektrale Abstand zwischen LO-Frequenz und HF-Frequenz wurde festgelegt, um eine Zwischenfrequenz von 100 MHz zu generieren und die HF-Frequenz wurde zwischen 270 GHz und 320 GHz geschoben. Eine sehr gute Übereinstimmung zwischen den zwei Kanälen ist sehr gut sichtbar.

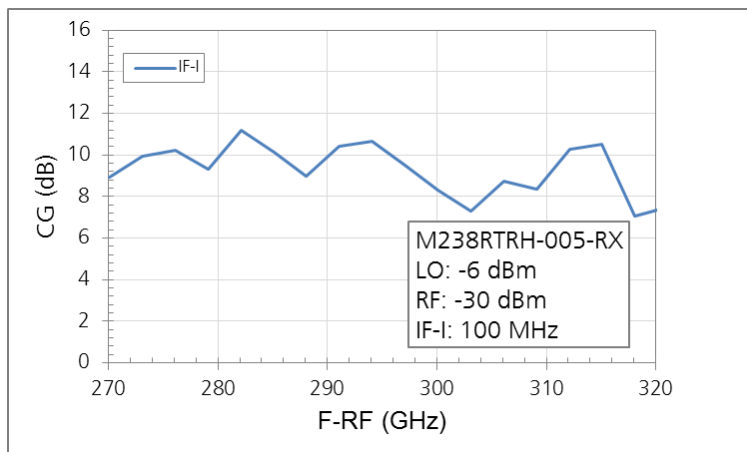


Abbildung 85: Konversionsgewinn des I-Kanals des Empfängers des Breitband TRx Moduls.

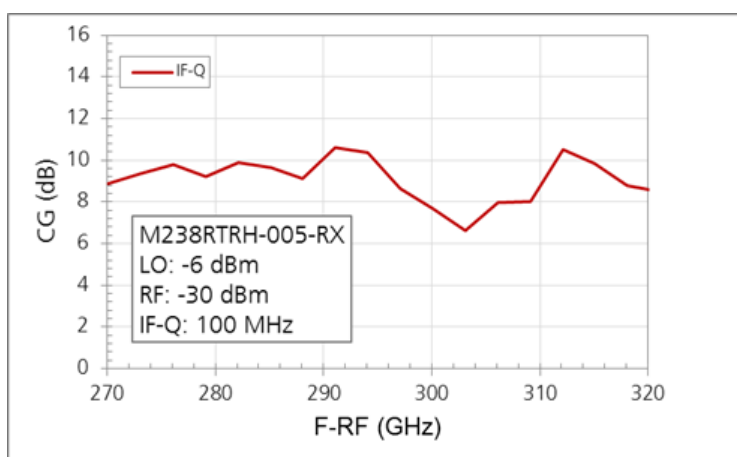
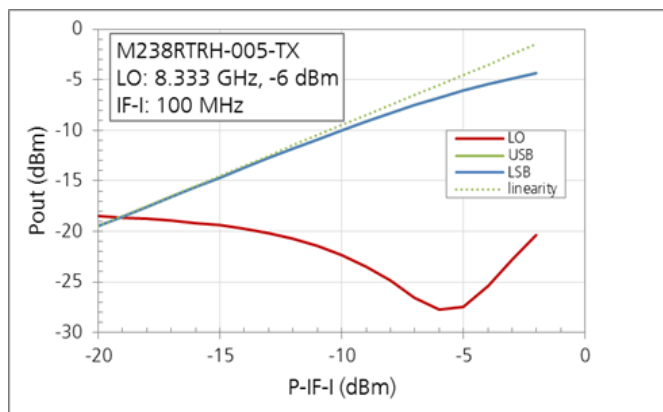


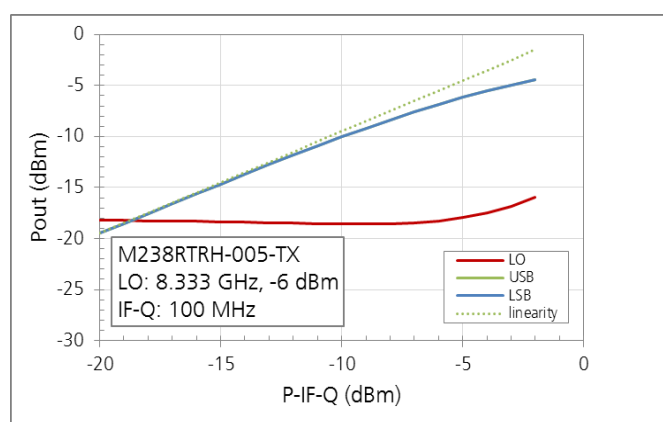
Abbildung 86: Konversionsgewinn des Q-Kanals des Empfängers des Breitband TRx Moduls.

Zusätzlich zur Charakterisierung des Empfänger Pfads wurden die Großsignaleigenschaften des Senders gemessen. Beide I- und Q-Kanäle zeigen eine sehr ähnliche Performance, was die Ausgangsleistung und die Linearität angeht. Das LO-Leakage liegt unter -15dBm mit einer Eingangsleistung von -20dBm bis -2dBm (siehe Abbildung 87 und Abbildung 88)

**Abbildung 87: Großsignalmes-
sung des I-Kanals des Senders
des Breitband TRx Moduls.**

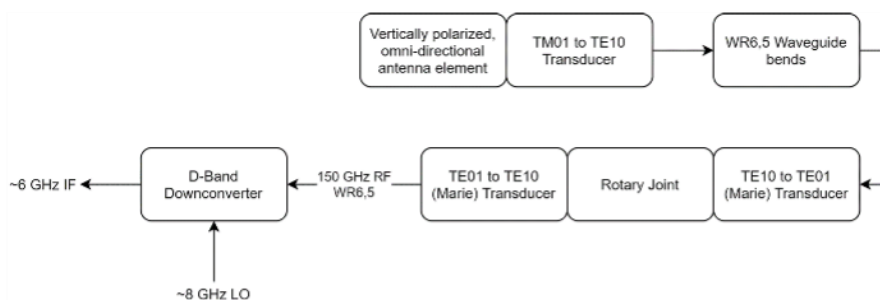


**Abbildung 88: Großsignalmes-
sung des Q-Kanals des Senders
des Breitband TRx Moduls.**



Für das richtungsaufgelöste Channel Sounding bei 170 GHz wurde eine Messantenne basierend auf einem bei Frequenzen zwischen 3.7 und 67 GHz erprobtem Konzept entworfen. Bei dieser so genannten virtuellen uniformen zirkularen Array-Antenne wird ein omnidirektionales Antennenelement auf einer Kreisbahn bewegt, wobei an einer Vielzahl an Antennenpositionen Kanalimpulsantworten aufgenommen werden. Das Konzept dieser Drehantenne ist in Abbildung 89 dargestellt. Die Drehkupplung in diesem Aufbau besteht aus zwei TE01-zu-TE10 Transducern, welche die TE01-Hohlleitermode im Rechteckhohlleiter in die rotationssymmetrische TE10-Rundhohlleitermode wandeln, bei der keine Wandströme fließen. Diese Drehkupplung wurde additiv im selektiven Laser-Sinter-Verfahren in Ti6AL4V gefertigt und ist zwischen 158 und 175 GHz nutzbar. In Abbildung 90 ist die gefertigte 170 GHz Messantenne gezeigt, welche mit einer Drehgeschwindigkeit von bis zu 120 Umdrehungen pro Minute richtungsaufgelöste Messungen innerhalb von 500 ms pro Messpunkt ermöglicht.

**Abbildung 89: Konzept der
170 GHz Drehantenne.**



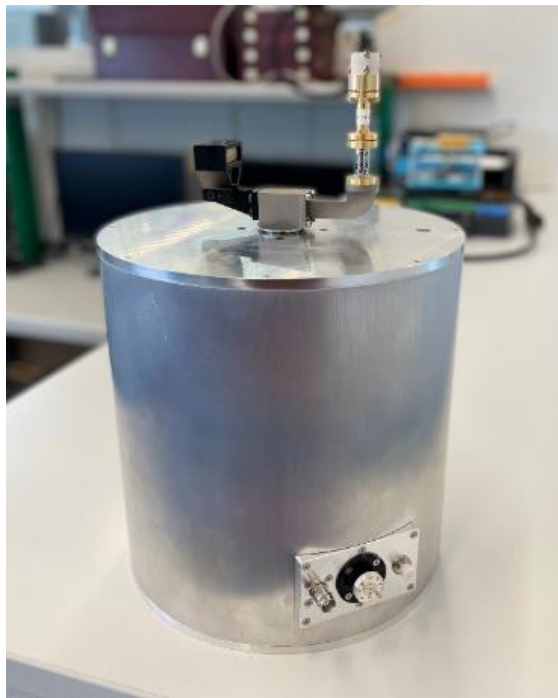


Abbildung 90: Gefertigte 170 GHz Messantenne.

Da bei 300 GHz keine omni-direktionalen Antennen verfügbar sind und eine Fertigung der Drehkupplung auf Grund der nötigen Toleranzen nicht praktikabel ist wurde hier auf ein anderes Konzept für die richtungsaufgelöste Kanalmessung gesetzt. Statt den Funkkanal mit einem omni-direktionalen Antennenelement entlang einer zirkularen Apertur aufzunehmen wird eine gerichtete Hornantenne verwendet, mit der der Raum in der horizontalen Ebene abgetastet wird.

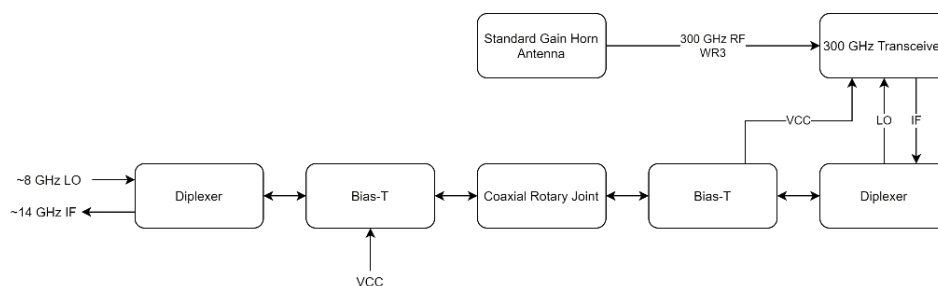
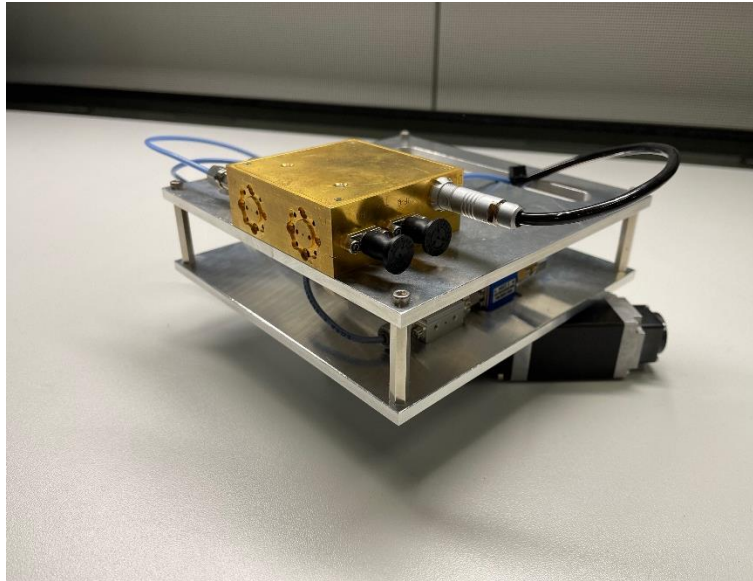


Abbildung 91: Konzept der 300 GHz Drehantenne.

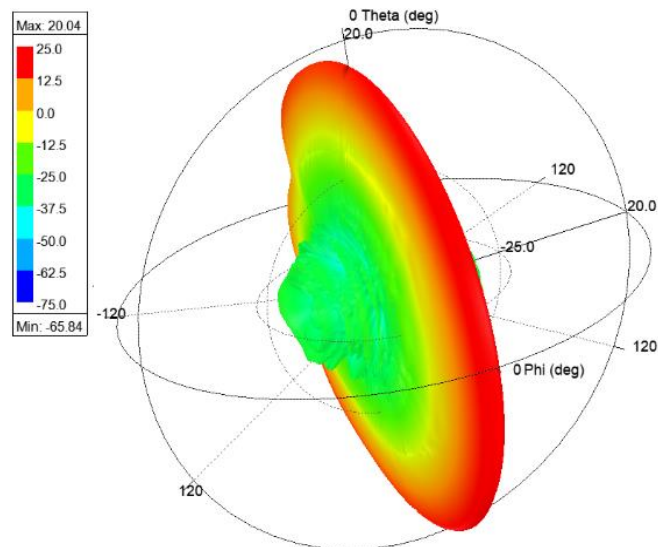
Wie im Konzept in Abbildung 91 dargestellt wird bei dieser Messantenne der komplette Empfänger gedreht, so dass keine Drehkupplung für den Zielfrequenzbereich benötigt wird. Durch geeignete Wahl der Lokaloszillatoren und Zwischenfrequenzen ist es möglich, sowohl die Spannungsversorgung als auch das LO und IF-Signal über eine einkanalige, koaxiale Drehkupplung zu übertragen. Der Aufbau, welcher in Abbildung 92 gezeigt ist, erlaubt richtungsaufgelöste Messungen mit einer Drehgeschwindigkeit von bis zu 60 Umdrehungen pro Minute, so dass eine vollständige Messung in 1 Sekunde pro Messpunkt möglich ist. Das Konzept zur richtungsaufgelösten Kanalmessung bei 500 GHz ähnelt dem Konzept bei 300 GHz. Auch hier wird der komplette Empfänger bzw. Downconverter gedreht, da omni-direktionale Antennen oder Drehkupplungen nicht verfügbar sind und die Verluste im Hohlleiter zu groß sind. Der Empfänger für diesen Frequenzbereich basiert auf einem Rohde & Schwarz ZRX 500 Frequenzextender, welcher auf einer Rotation Stage montiert ist und so den Raum in der horizontalen Ebene abtasten kann.

Abbildung 92: Gefertigte 300 GHz Messantenne.



Mit diesem Messaufbau sind richtungsaufgelöste Messungen mit einer Messdauer von einigen Sekunden pro Messpunkt möglich. Im Rahmen des Projekts wurde weiterhin ein H-Ebenen-Sektorhorn entworfen und gefertigt.

Abbildung 93: Richtdiagramm des 500 GHz Sektorhorns.



Als Zielwerte wurden hierfür ein Antennengewinn von 20 dBi und eine Nutzbarkeit von 330 bis 500 GHz definiert. Besonderes Augenmerk bei der Optimierung wurde auf die Reduktion der Seitenkeulen gelegt, wie auch im Richtdiagramm in Abbildung 93 ersichtlich ist. In Abbildung 94 ist das gefertigte 500 GHz H-Sektorhorn dargestellt.

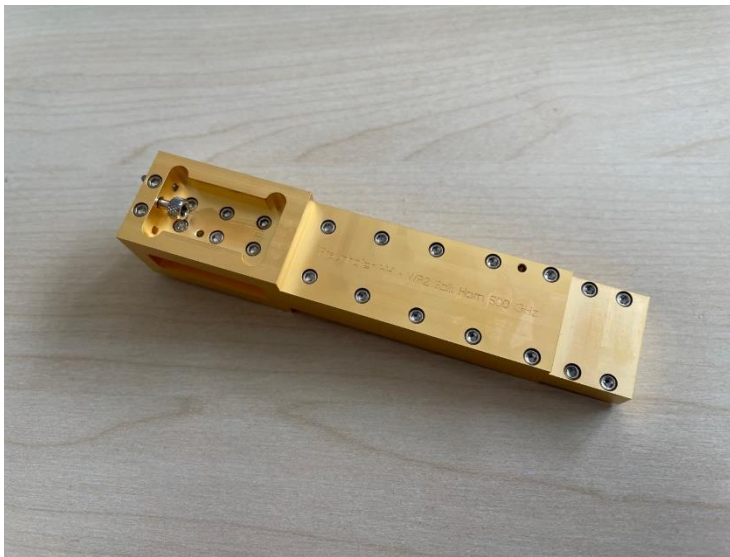


Abbildung 94: Gefertigtes 500 GHz Sektorhorn.

2.3.4 AP4 Backend

Im Rahmen von AP4 wurde eine energie-effiziente Einzelträger-DSP für eine drahtlose Punkt-zu-Multipunkt-Übertragung implementiert. Um die Anforderungen der Systemspezifikation in AP1 zu erfüllen, wird eine Burst-Mode DSP für m-QAM Modulation und schneller und robuster Kanalschätzung benötigt, da die schaltbare Verbindung für das Anwendungsszenario „THz Unicast“ im Zeitmultiplexverfahren (TDMA) betrieben werden soll (Abbildung 95). Dazu konnte auf Erfahrungen mit hochbitratigen Burst-Mode-Systemen in der faser-optischen Übertragungstechnik zurückgegriffen werden.

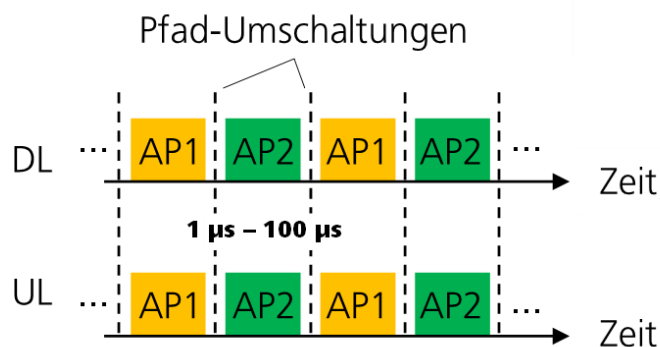
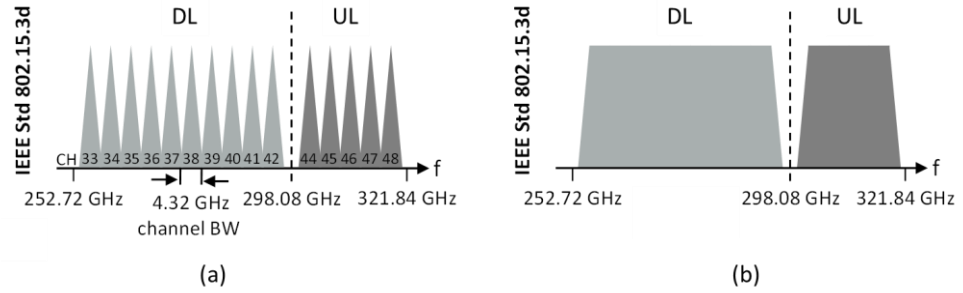


Abbildung 95: Beschreibung des Zeitmultiplexverfahren im Up- und Downlink für das Anwendungsszenario „THz Unicast“

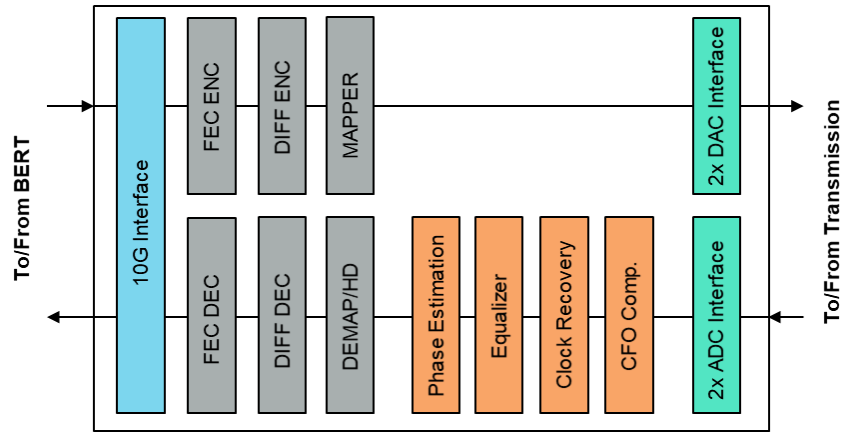
Die Spezifikation der Frequenzpläne für die Zuweisung des Uplink und Downlink (UL und DL) im Frequenzduplex erfolgte nach IEEE Standard 802.15.3d, der P2P Sub-Kanäle mit Bandbreiten zwischen 4.32 GHz und 43.2 GHz definiert. Zwei mögliche Frequenzpläne unter Berücksichtigung der geplanten Bandbreiten der THz-Frontends sind in Abbildung 96 dargestellt, die sich in den Symbolraten der einzelnen Sub-Träger unterscheiden. Die Gesamtdatenrate ist in beiden Fällen gleich und entspricht 50 Gb/s (DL) und 25 Gb/s (UL) unter Verwendung von einer Einzelpolarisation und 4-QAM Modulation. Bei der Verwendung einer 16-QAM Modulation verdoppelt sich Datenrate.

Abbildung 96: Varianten des Frequenzplans für Up- und Downstream für die Anwendungsszenarien „THz Unicast“ und „THz Broadcast“



Für die VHDL-Umsetzung der Basisband-DSP wurde der Frequenzplan nach Abbildung 96 (a) ausgewählt und im Hinblick auf die spätere FPGA-Implementierung auf einem kommerziell erhältlichen Board eine Subträgerbandbreite von 2.8125 GHz ausgewählt, so dass die Datenrate für eine 4-QAM-Modulation 5 Gb/s und für eine 16-QAM Modulation 10 Gb/s beträgt. Die VHDL-Umsetzung wird in Abbildung 97 als Blockschaltbild gezeigt. Neben der eigentlichen DSP (orange) enthält sie auch Blöcke zum Interfacing der DACs und ADCs (grün), einen einfachen Coding-Layer (grau) und ein Interface zu einem externen Fehlerratenmessplatz (blau).

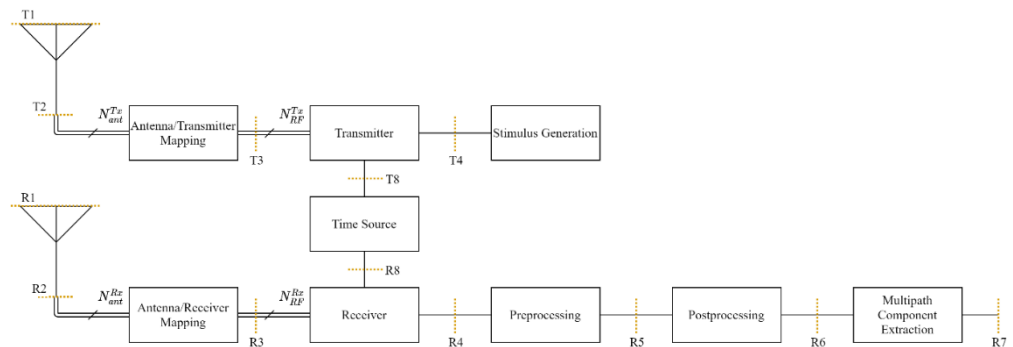
Abbildung 97: Blockschaltbild der VHDL-Implementierung



2.3.5 AP5 Signalverarbeitung

Im Rahmen von AP5 wurden Untersuchungen zur Parameteroptimierung und zu Fehlereinflüssen im Channel-Sounder-Setup in einem niedrigen Referenzfrequenzbereich durchgeführt, sowie Güteparameter und Qualitätskriterien definiert. Für die Definition von vergleichbaren Gütekriterien zwischen den Channelsounderrealisierungen und – systemarchitekturen, die für die verschiedenen untersuchten Frequenzbereiche zum Einsatz kommen, wurde zunächst ein abstraktes Referenzebenenmodell wie in Abbildung 98 dargestellt definiert.

Abbildung 98: Channelsounder Referenzebenenmodell.



Auf diesem Referenzebenenmodell wurden eine Reihe von Messgrößen und Metriken nebst den entsprechenden Messprozeduren definiert, die für die systematische Anpassung der Parametrierung an konkrete Messszenarien relevant sind.

Eine Metrik von besonderem Interesse ist der erfassbare Dynamikbereich der Pfadverluste in einer gemessenen Kanalantwort. Neben dem durch das Zeit-Bandbreite-Produkt des Anregungssignals erzielbaren Gewinn wird er am Messempfänger wesentlich bestimmt durch das thermische Rauschen und Phasenrauschen, welche die obere Schranke des Messbereichs festlegen, sowie nichtlineare Verzerrungen, welche die untere Schranke festlegen.

Anhand eines Digitalkorrelator-Zeitbereichschannelsounders bei 25 GHz wurden die Auswirkungen dieser Nichtidealitäten auf das Messergebnis sowohl simulativ als auch experimentell untersucht. Im Einzelnen wurden betrachtet: thermisches Rauschen, Quantisierung, Nichtlinearitäten dritter Ordnung sowie Phasenrauschen. In einer typischen Parametrierung des betrachteten Referenzchannelsounders konnte ein Dynamikbereich von 83.2 dB, bei 60 dB minimal und 143.2 dB maximal messbarem Pfadverlust erzielt werden.

Für die weitere Auslegung und Bewertung der Channelsounder bei THz-Frequenzen ist vor allem das Phasenrauschen relevant. Es wurde deshalb ein Phasenrausch-Simulationsmodell untersucht, implementiert und anhand des Referenzsystems parametrierung, welches auch auf die THz-Channelsounder angewendet werden kann.

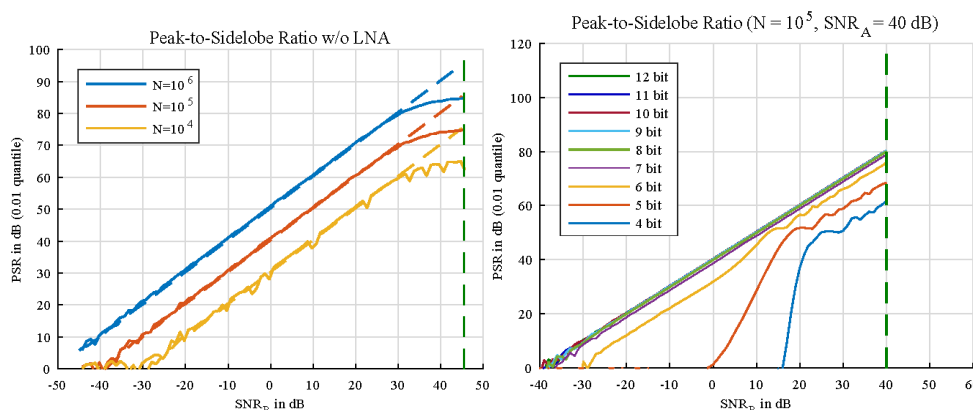


Abbildung 99: Links - Simulation: Auswirkung der Quantisierung auf den Dynamikbereich. Rechts - Messung: Erzielbarer Dynamikbereich bei verschiedenen Messsignal-längen.

Weiterhin wurde im Rahmen des Projektes zahlreiche Erweiterungen an der Signalverarbeitungskette und Messablaufsteuerung des Channel Sounder Systems vorgenommen, um die richtungsaufgelösten Messungen in den Zielfrequenzbereichen mit den entwickelten Messantennen zu ermöglichen. Zunächst wurde in der Messablaufsteuerung die automatische Fernbedienung der bei 300 und 500 GHz verwendeten "Rotation Stages" implementiert. Besonderes Augenmerk in der Signalverarbeitungskette für die Messdatenaufbereitung und -auswertung wurde auf die Korrektur von systematischen Phasendriffs, welche bei den hohen Trägerfrequenzen verstärkt auftreten, gelegt, um so die Messdynamik zu maximieren. Schließlich wurde die Auswertekette um Algorithmen erweitert, die aus den Messungen mit gerichteten Antennen so genannte Pseudo-Omnidirektionale Kanalimpulsantworten errechnen.

2.3.6 AP6 Testverfahren, Integration und Systemdemonstration

Im Rahmen von AP6 wurde der Systemdemonstrator für das Punkt-zu-Multipunkt-THz-Übertragungssystem nach Abbildung 64 aufgebaut und evaluiert.

Abbildung 100 zeigt dazu den Aufbau der FPGA-Hardware, während der gesamte Systemdemonstrator in Abbildung 101 dargestellt ist.

Abbildung 100: Aufbau der FPGA-Hardware für den P2MP-Systemdemonstrator



Abbildung 101: Aufbau des P2MP-Systemdemonstrators



Für die Evaluierung des Systemdemonstrators wurden Frequenzpläne nach Abbildung 96 (b) ausgewählt, um eine energie-effiziente Nutzung der hohen Komponentenbandbreiten (20 GHz) durch Einzelträger mit großen Symbolraten (bis zu 32 GBd) zu gewährleisten. Abbildung 102 zeigt Messergebnisse mit der Offline-DSP für das Anwendungsszenario „THz Broadcast“ (vgl. Abbildung 63) für eine 4-QAM Modulation bei drei verschiedenen Symbolraten von 8 GBd (12,5 Gb/s netto), 16 GBd (25 Gb/s netto) und 32 GBd (50 Gb/s netto). Gezeigt wird das EVM in Abhängigkeit der Sendeleistung im Basisband für beide Downlinks (AP0 zu AP1, AP0 zu AP2) sowie die korrespondierenden Signalspektren. Für die größte Sendeleistungen wurden Bitfehlerverhältnisse von 10^{-5} und $7 \cdot 10^{-3}$ für 16 GBd und 32 GBd gemessen. Die Messung bei 8 GBd zeigte keine Fehler innerhalb des Messzeitraums. Unter Berücksichtigung einer Vorwärtsfehlerkorrektur konnten damit also fehlerfreie Nettodatenraten von bis zu 50 Gbps im Downstream pro Access Point gezeigt werden.

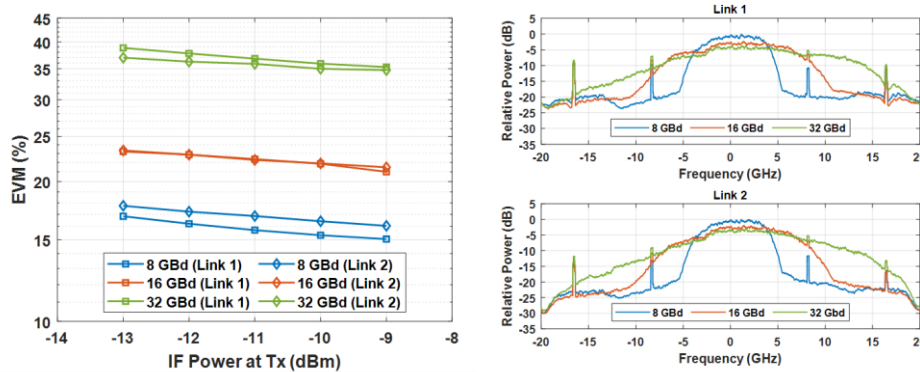


Abbildung 102: Downlink-Messergebnisse mit der Offline-DSP für das Anwendungsszenario „THz Broadcast“

Abbildung 102 zeigt analog dazu vergleichbare Messergebnisse mit der Offline-DSP für das Anwendungsszenario „THz Unicast“ (vgl. Abbildung 63) für eine 4-QAM Modulation bei drei verschiedenen Symbolraten von 8 GBd (12,5 Gb/s netto), 16 GBd (25 Gb/s netto) und 32 GBd (50 Gb/s netto). Statt der Spektren ist das Zeitbereichssignal an der ersten Remote-Site (AP1) dargestellt, um das genutzte Zeitmultiplex zu zeigen (vgl. Abbildung 95). Auch in diesem Anwendungsszenario konnten also fehlerfreie Nettodatenraten von bis zu 50 Gbps im Downstream pro Access Point gezeigt werden.

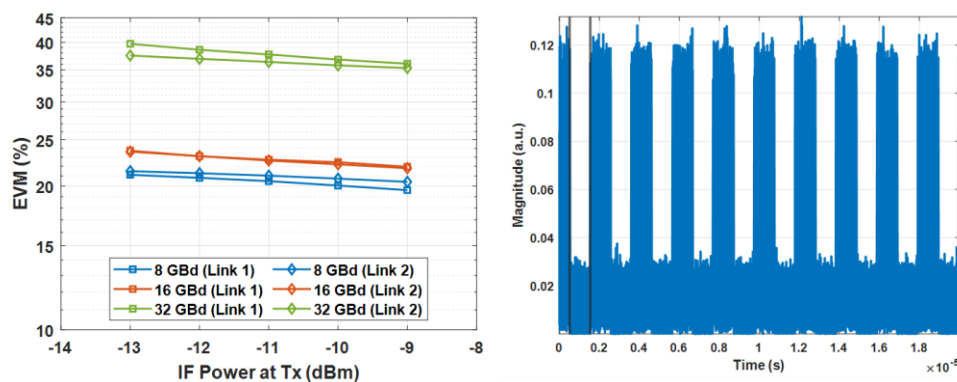


Abbildung 103: Downlink-Messergebnisse mit der Offline-DSP für das Anwendungsszenario „THz Unicast“

Abbildung 104 zeigt zum Abschluss die Echtzeit-Messergebnisse für das Anwendungsszenario „THz-Unicast“ mit der FPGA-Implementierung. In einer Langzeitmessung über 18 Stunden mit BPSK-Modulation konnte eine Übertragung mit einem Bitfehlerverhältnis von $6,4 \cdot 10^{-9}$ gezeigt werden. Dies entspricht einer fehlerfreien Nettodatenrate von 2.5 Gb/s über den THz-Link.

Echtzeitmessergebnisse	
Messdauer	18 Stunden
Total Bits	186 876 769 065 344
Total Bitfehler	1 189 933
Total BER	6,4E-9

Abbildung 104: Uplink-Messergebnisse mit der Echtzeit-DSP für das Anwendungsszenario „THz Unicast“

Neben dem Systemdemonstrator für die THz-Kommunikations wurden auch die Messantennen für das Channel Sounding in den Zielfrequenzen 170, 300 und 500 GHz gefertigt und erfolgreich in das bestehende Setup integriert. Nach der Erweiterung der Ablaufsteuerung und Signalverarbeitungskette zur Integration der Rotation Stages und THz-Frontends wurden erfolgreiche Verifikationsmessungen in einer Laborumgebung durchgeführt. Bei 170 und 300 GHz sind richtungsaufgelöste Kanalmessungen mit einer Messdauer unter 1 Sekunde pro Messpunkt möglich

3 Projektziele

Für die Laufzeit des Projekts inklusive der Laufzeitverlängerung vom 01.05.2021 bis 31.08.2022 liegen keine inhaltlichen Änderungen der Projektziele zum Stand der Beantragung vor. Die in Abschnitt 3.1 dargestellten Risiken zur Erfüllung der Projektziele konnten durch die kostenneutralen Laufzeitverlängerung um vier Monate gemindert und somit entstandene Verzögerungen wieder aufgeholt werden.

Ziel

Aufbau einer deutschen Wertschöpfungskette zu Terahertz-Funklinks, z.B. für die hochbitratige Kommunikation in der industriellen Produktion

Inline-Überwachung von Produktionsprozessen mit KI-basierter, bildgebender Echtzeitverarbeitung für ressourceneffiziente Produktion (z.B: Null-Fehler-Strategie)

Erstmalige industrietaugliche Terahertz-Kommunikation und -Sensorik durch die Kombination skalierbarer elektronischer und photonischer Konzepte.

3.1 Abweichungen zum Projektantrag

Für die Projektlaufzeit vom 01.05.2021 bis 30.04.2022 des T-KOS Projekts liegen keine inhaltlichen Abweichungen zum Stand der Beantragung vor. Allerdings war zum Ende des Jahres 2021 bereits absehbar, dass eine kostenneutrale Projektverlängerung notwendig wird, um die Ziele des Projekts erreichen zu können. Hauptgründe dafür sind personelle Engpässe in Folge der SARS-CoV-2-Pandemie sowie Lieferengpässe, die vor allem Halbleiterbasierte Produkte betreffen. Es wurde eine kostenneutrale Laufzeitverlängerung um vier Monate bis zum 31.08.2022 durch den Projektträger genehmigt.

Innerhalb des T-KOS-Projektes sind folgende Gründe aufgetreten, die eine Projektverlängerung nötig gemacht haben, damit die Projektziele nicht gefährdet wurden. Die Projektverlängerung wurde im Februar 2022 beantragt, die Begründungen sind in enger Abstimmung mit dem Projektträger konkretisiert und verifiziert worden. Dem Antrag wurde durch den Projektträger zugestimmt. Der Projektzeitraum wurde bis zum 31.08.2022 kostenneutral verlängert. Folgende Ursachen machte die Verlängerung notwendig:

- Ausfall einer Schlüsselanlage am Fraunhofer IZM für den Entwicklungsstrang THz-Zeilenkamera (siehe ES2, AP 3 Abschnitt 2.2.3). Durch den Ausfall konnte der Demonstrator für die 140 GHz-Technologie nicht fristgerecht realisiert werden. Diese Verzögerung betraf die Institute im Entwicklungsstrang THz-Zeilenkamera, hauptsächlich das IZM und FHR (beide FhG). Die Reparatur konnte fristgerecht erfolgen und die Arbeit durchgeführt werden.
- Lieferengpässe (I): Das IHP war konkret durch Lieferverzögerungen eines externen Auftragnehmers betroffen, der einen wichtigen Zwischenschritt (Wafer Rückseitenmetallisierung) im Hetero-Integrationskonzept von IHP und FBH im Entwicklungsstrang THz-Zeilenkamera zuliefern sollte. Die Bereitstellung der zu bearbeitenden Wafer erfolgte deutlich verspätet Anfang März 2022. Der nachfolgende

Assembly Prozess der InP-Chips und die entsprechende elektrische HF Charakterisierung am FBH konnten somit erst mit einem entsprechenden Zeitverzug durchgeführt werden. Diese Verzögerung betraf die Institute im Entwicklungsstrang THz-Zeilenkamera, hauptsächlich das IHP und FBH (beide Leibniz Gemeinschaft).

- Lieferengpässe (II): Infolge der Corona Pandemie bestanden bei wichtigen elektronischen Komponenten Lieferverzögerungen von 3-4 Monaten, ohne dass es eine Möglichkeit gab, auf Alternativen auszuweichen. Durch die Lieferengpässe war insbesondere der Entwicklungsstrang THz-Imaging betroffen, da am HHI Liefertermine für benötigtes Equipment und Komponenten auf April/Mai 2022 verschoben worden waren. Lieferengpässe betrafen auch die Entwicklungsstränge THz-Zeilenkamera und THz-Kommunikation. Zusätzlich hat sich die Lieferfähigkeit zum Teil durch den bestehenden Chipmangel in der Halbleiterfertigung stark verschärft.
- Es kam zu krankheitsbedingten Ausfällen infolge der pandemiebedingte hohen Infektionszahlen mit dem SARS-CoV-2. Die Personalplanung an den beteiligten Instituten im Allgemeinen war gerade für das T-KOS-Projekt mit der ursprünglich vergleichsweise kurzen Laufzeit von 12 Monaten durch krankheitsausfälle, Quarantäne und Home-Office-Gebot in den Wintermonaten seit Beginn der Omikron-Welle massiv erschwert. Eine Besserung der Situation erfolgte erst durch die fallenden Infektionszahlen. Diese Situation betraf alle beteiligten Institute, und somit auch alle drei Entwicklungsstränge des Projekts. Beispielhaft ist hier der Entwicklungsstrang THz-Kommunikation zu nennen, bei dem am Fraunhofer IAF die Fertigung und der Test der Wafer-Runs für die MMICs verzögert wurde. Dadurch war der Aufbau des Demonstrators innerhalb der Projektlaufzeit von 12 Monaten nicht realisierbar.

Innerhalb der Arbeiten in AP 3 sind die vom FHR bereits entwickelten mehrkanaligen MMICs am IZM in ein neu entwickeltes Packagemodul integriert worden, siehe Darstellung in Kapitel 2.1.3. Wegen der Verzögerung durch den Anlagenausfall und Einschränkungen in der Nutzbarkeit von Laboren während der Corona-Pandemie konnten die Fertigung der Package-Module nicht wie vorgesehen in der Projektlaufzeit abgeschlossen werden. Die Ergebnisse der ersten Experimente zur Einbettung wurden jedoch durchgeführt, zeigten jedoch noch keine zufriedenstellende Performance. Die Projektziele sind allerdings dadurch nicht gefährdet gewesen, da bereits in der Projektkonzeption eine Rückfallvariante basierend auf bestehenden Forschungsergebnissen eingeplant worden war. Beide beteiligten Instituten arbeiten auch nach dem Ende der Projektlaufzeit an der Thematik der Integrationstechnologien von HF Komponenten im THz-Frequenzbereich weiter. Dieser Forschungsbereich wird mit Kenntnis der Projektergebnisse ein Schwerpunkt nachfolgender Arbeiten und bedarf dezidierter Förderung, da es sich um einen wichtigen „bottleneck“ für die weitere Kommerzialisierung der THz Technologien handelt.

3.2 Fortschritt auf dem Gebiet des Vorhabens

Der Verbund konnte in allen adressierten Forschungsfeldern deutliche Fortschritte zum Stand der Technik erreichen. Zwei Aspekte sind hierbei besonders herauszuheben. Durch die starke Vernetzung der Technologieentwicklung zwischen den drei Entwicklungssträngen konnte in Teilen eine gemeinsame Komponentenbasis für die unterschiedlichen

Anwendungsbereiche aufgebaut werden. Als Beispiel hierfür dienen die InP Entwicklungen am IAF, die im Bereich des Entwicklungsstrangs THz-Kommunikation sowie bei der Entwicklung zum Aufbau abbildender Radarsysteme für die industrielle Messtechnik im Entwicklungsstrang THz-Zeilenkamera zur Anwendungen kamen. Ziel ist es, dass kleinere aber national wichtige Marktsegmente wie die industrielle Messtechnik von Entwicklungen im Kommunikationsbereich stärker profitieren können. Auch im Bereich der Signalverarbeitung konnte eine gemeinsame Basis von Algorithmen geschaffen werden, die sowohl bei den optischen MIMO THz-Systemen sowie den MIMO Zeilenkameras verwendet wurden. Ein weiterer Aspekt ist die starke Beschleunigung durch die hohe Parallelisierung der Arbeiten in den einzelnen Arbeitspaketen. Typischerweise würde die Projektlaufzeit eines Projektes wie T-KOS auf 48 Monate ausgelegt werden. Durch den Zugriff auf die bereits bestehenden Systeme und Technologien bei den beteiligten Instituten konnten die Arbeiten parallel stattfinden und die Gesamtprojektzeit deutlich verkürzt werden. Diese Aspekte steigern die Leistungsfähigkeit der einzelnen Institute und des Verbundes insgesamt in dem schnelllebigen Markt der Mikroelektronik. Die gestärkte Leistungsfähigkeit der Institute im THz-Bereich zeigt sich in neu initialisierten Industriekooperationen sowie in öffentlich geförderten Projekten und den daraus entstehenden Publikationen in Fachzeitschriften oder im Zusammenhang mit Konferenzbeiträgen. Auch wenn die volle Wirksamkeit der neu entwickelten Technologien aufgrund der kurzen Projektlaufzeit sich erst in aktuell laufenden bzw. künftigen Projekten entfalten wird, lässt sich zum Ende des Berichtszeitraums bereits die Wichtigkeit und Notwendigkeit der Forschungsarbeiten belegen. Eine Auswahl solcher Beispiele sind z. B. die THz Aktivitäten in den 6G-Hubs 1 oder die Förderung eines THz Netzwerkes (THz-NRW2) durch das Land NRW.

Weitere Beispiele sind:

- Aufbau eines industrietauglichen, multistatischen Terahertz-Bildgebungssystems für die zerstörungsfreie Echtzeitüberwachung von Produktionsprozessen bis 440 GHz.
- Die skalierbare Heterointegration von Siliziumgermanium- (SiGe-) und Indiumphosphid- (InP-) Chips bei 240 GHz.
- Die Implementierung echtzeitfähiger, KI-basierter Signalverarbeitungsverfahren für ein Hochgeschwindigkeits-Inline-Messsystem bei gleichzeitig hoher Bildqualität.
- Die volumetrische Bildgebung mit Bildverarbeitungsschritten wie Brechungs- und Beugungskompensation sowie eine hochgenaue Oberflächenberechnung.
- Aufbau eines Punkt-zu-Multipunkt Funksystems im Terahertz-Band mit Datenraten ≥ 100 Gbit/s pro Verbindung zur Echtzeit-Demonstration von Raummultiplexzugriffsverfahren zum Aufbau von Pico-Funkzellen mit Tbit/s Kapazitäten.
- Aufbau eines Over-the-Air (OTA) Testing und Channel Sounding Systems für Frequenzen bis 500 GHz, um adaptive Strahlformungsantennen und zeitvariante Funkkanäle für zukünftige Datenübertragungssysteme präzise charakterisieren zu können.
- Aufbau eines modularen, photonischen integrierten Terahertz-Sende- und Empfangsarrays für 300 GHz – 2,5 THz auf Basis von InP kombiniert mit einem optischen Phased-Array auf Siliziumnitrid-Technologie.

¹ <https://www.bmbf.de/bmbf/shareddocs/pressemitteilungen/de/karliczek-wir-wollen-bei-6g-an-der-spitze-sein.html>, abgerufen am 26.02.2023, 12:00 Uhr

² <https://www.terahertz.nrw/>, abgerufen am 26.02.2023, 12:00 Uhr

3.3 Publikationen

Nachfolgend sind die wichtigsten Publikationen, die aufgrund der Projektergebnisse bereits veröffentlicht worden sind, aufgeführt. Es ist zu beachten, dass aufgrund der vergleichsweise kurzen Projektlaufzeit von 12 + 4 Monaten die Ergebnisse aktuell weiterhin Gegenstand von geplanten Publikationen und Konferenzbeiträgen im Jahr 2023 und darüber hinaus sein werden. Exemplarisch ist hierfür die Publikation [FBH1] aufgeführt.

- [FBH1] M. Rausch, M. Wietstruck, C. Stölmacker, R. Doerner, G. Fischer, S. Knigge, H. Yacoub, W. Heinrich, „Broadband Hetero-Integration of InP Chiplets on SiGe BiCMOS for mm-wave MMICs up to 325 GHz“, accepted for presentation at 2023 Intern. Microwave Symposium
- [FBH2] M. Rausch, T. Flisgen, C. Stölmacker, A. Stranz, A. Thies, R. Doerner, H. Yacoub, W. Heinrich, „Technology for the Heterointegration of InP DHBT Chiplets on a SiGe BiCMOS Chip for mm-Wave MMICs“ in Proc. European Microw. Conf. (EuMC), 2022 doi: 10.23919/EuMC54642.2022.9924451
- [FHR1] D. Nüßler and F. Friederich, “Terahertz Imaging Arrays for Industrial In-line Measurements” in Proc. European Microw. Conf. (EuMC), 2022, doi: 10.23919/EuMC54642.2022.9924307
- [IHP1] M. H. Eissa, H. Rücker, T. Mausolf, A. Malignaggi, G. Kahmen, " A 220-320 GHz 4-Way Power Amplifier in Advanced 130 nm SiGe:BiCMOS Technology," in IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2022, doi: 10.1109/LMWC.2022.3181407.
- [IHP2] R. Hasan, M. H. Eissa, W. A. Ahmad, H. J. Ng and D. Kissinger, "Wideband and Efficient 256-GHz Subharmonic-Based FMCW Radar Transceiver in 130-nm SiGe BiCMOS Technology," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2022, doi: 10.1109/TMTT.2022.3207995.
- [IHP3] M. Uhlmann, R. Hussung, M. H. Eissa, A. Keil et al., “Energy Efficient ADC for Low Fan-Out MIMO Sub-THz Imaging System in SiGe: BiCMOS Technology,” in Proc. European Microw. Conf. (EuMC), 2022, pp. 44–47, doi: 10.23919/EuMC54642.2022.9924402
- [IHP4] B. Sedighi, A. Huynh, E. Skafidas, and D. Micusik, “Design of hybrid resistive-capacitive DAC for SAR A/D converters,” in Proc. IEEE Int. Conf. on Electronics, Circuits and Syst. (ICECS), 2012, pp. 508–511.
- [ITWM1] M. Bauer, K. Fukunaga, A. Keil 1, F. Aramini, M. Palazzo, L. Dall’Aglio, F. Friederich, “Structural Investigations on Leonardo da Vinci’s Mural Painting “The Last Supper” with Terahertz FMCW and TDS Techniques”, in Proc. European Microw. Conf. (EuMC), 2022, doi: 10.23919/EuMC54642.2022.9924441
- [HHI1] L. Schwenson, S. Nellen, S. Lauck, M. Deumer, K. Wenzel, R. B. Kohlhass, L. Liebermeister, S. Breuer, M. Schell, B. Globisch, „Miniaturized Photonic Terahertz Receivers for Imaging and Sensing“ in Proc. European Microw. Conf. (EuMC), 2022, doi: 10.23919/EuMC54642.2022.9924423
- [HHI2]: O. Stiewe, R. Elschner, A. Maaßen, S. Weide, C. Schubert, R. Freund, “Towards High-Capacity THz-Wireless P2MP Communication Systems for 6G”, in Proc. European Microw. Conf. (EuMC), 2022, doi: 10.23919/EuMC54642.2022.9924314

4 Status – Verwertungsplan

Eine Aktualisierung des Verwertungsplans ist verglichen mit dem Stand der Beantragung nicht notwendig. Aufgrund der Einschränkungen durch die COVID19-Pandemie ist der Großteil der Arbeit rund um den Verwertungsplan erst während der finalen Fertigstellung der Systemdemonstratoren in 2022 sowie nach Projektende durchgeführt worden. Erste Gespräche mit Industrieunternehmen sind allerdings schon geführt worden, die insbesondere eine hohe Relevanz für Hardwarehersteller aus dem Bereich der Telekommunikation im Heben der Synergien zwischen THz-Technologien für Kommunikation und THz-Technologien für Messtechnik (Imaging und Inline) hinweisen. Ziel ist hierbei, dass kleinere aber national wichtige Marktsegmente wie die industrielle Messtechnik von Entwicklungen im Kommunikationsbereich stärker profitieren können. Innerhalb des T-KOS Projektes sind bisher keine Erfindungsmeldungen wegen der kurzen Projektlaufzeit erfolgt. Aktuell laufen an den beteiligten Instituten die Bewertung der Patentierbarkeit der erreichten Forschungsergebnisse. Die beteiligten Institute stellen ein Angebotsspektrum im THz-Bereich bereit, das sowohl auf industrielle Partner als auch auf solche aus der Wissenschaft ausgerichtet ist. Ein wesentliches Ziel war es, durch die durchgeführten Forschungsarbeiten eine internationale wettbewerbsfähig herzustellen und damit weiterhin ein attraktiver Partner der Industrie zu bleiben. Die erreichten Ergebnisse werden dabei durch die einzelnen Institute aber insbesondere als Verbund durch die FMD weiter verwertet und entsprechend weiterverfolgt.

Nachfolgend werden Tätigkeiten im Rahmen des AP7 während und nach der Projektlaufzeit, bis zur Vorlage dieses Berichtes zum 28.02.2023 dargestellt.

- Die institutsübergreifende Zusammenarbeit in dem T-KOS-Konsortium hat bereits zur **weiteren Vernetzung** der beteiligten Partner untereinander und Folgeaktivitäten in der Projektakquisition geführt. So ist die Arbeit rund um die Antragsstellung des 6G-Forschungshubs 6GEM¹ durch die Zusammenarbeit der Partner im T-KOS-Konsortium maßgeblich unterstützt worden. In dem **6G Forschungshub** für offene, effiziente und sichere Mobilfunksysteme (6GEM), das durch die RWTH Aachen koordiniert wird, sind das Fraunhofer FHR und das Fraunhofer IMS beteiligt. Gleiches gilt für das durch die Koordination von FHR und IMS **entstandene Netzwerk terahertz.NRW**², welches durch das Land NRW gefördert wird.
- Die Arbeit in AP7 - *Projektmanagement und Anforderungsanalyse* mit Auswirkungen auf den Verwertungsplan ist durch die COVID19-Pandemie im Berichtszeitraum eingeschränkt worden. Trotz vieler virtueller Veranstaltungen wie Messen, Konferenzen und Workshops ist das Niveau an Kontakten vor Beginn der Pandemie erst zum Ende der Projektlaufzeit im Sommer 2022 wieder erreicht worden. Insbesondere viele ausgefallene Konferenzen während der COVID19-Pandemie schränken die Anforderungsanalyse und Darstellung erster Projektergebnisse ein. Durch den Wegfall oder die Verschiebung vieler Konferenzen sind Veröffentlichungen, die im Rahmen von Vorträgen, Postern oder Conference Proceedings entstanden wären, ausgefallen oder auf einen späteren Zeitpunkt verschoben worden. Eine geplante Teilnahme des T-KOS-Konsortiums mit ersten Projektergebnissen auf der European Microwave Week (EUMW) 2021 in London ist wegen Absage und anschließender Terminverschiebung sowie Reiserestriktion nicht weiterverfolgt worden. Dafür hat das T-KOS-Konsortium auf der EUMW 2022 in Mailand (25. - 30. September), nach Ende der Projektlaufzeit, eine Focussed Session zum Thema „**Advances in Terahertz technologies for**

¹ <https://www.6gem.de/de/>, abgerufen am 26.02.2023, 12:45 Uhr

² <https://www.terahertz.nrw/>, abgerufen am 26.02.2023, 12:00 Uhr

communication and sensor applications“ angeboten. In dieser sind die vorliegenden Ergebnisse über die Entwicklungsstränge hinweg gebündelt präsentiert worden, sodass die Synergien im Bereich der THz-Technologien deutlich hervorgehoben werden konnten. Diese Veranstaltung ist durch entsprechende Publikationen zur EUMW 2022 begleitet worden, siehe Abschnitt 3.3. Die Focussed Session umfasste nachfolgend aufgeführte Vorträge. Ein weiterer Beitrag ist im Rahmen des Konferenzprogramms von A. Keil et al. zum Thema „Synthetic Aperture Terahertz Imaging with an Optoelectronic FMCW System“ vorgestellt worden.

- (1) M. Rausch et al: Technology for the Heterointegration of InP DHBT Chipllets on a SiGe BiCMOS Chip for mm-wave MMICs
- (2) L. Schwenson et al.: Miniaturized photonic terahertz receivers for imaging and sensing
- (3) F. Friederich & D. Nüßler: Terahertz imaging arrays for industrial inline measurements
- (4) O. Stiewe et al.: THz-Wireless P2MP Communication Systems for 6G
- (5) M. Uhlmann et al.: Energy Efficient ADC for Low Fan-Out MIMO Sub-THz Imaging System in SiGe:BiCMOS Technology

Abbildung 105: Vortragende der Focussed Session “Advances in Terahertz technologies for communication and sensor applications“ auf der EUMW 2022 in Mailand, 27.09.2022. Bild: Andreas Grimm.



- Das T-KOS-Projekt wird im Rahmen des Angebots der Forschungsfabrik Mikroelektronik Deutschland dargestellt. Im Zuge der fortschreitenden Projektlaufzeit werden die Arbeitsergebnisse dort (siehe Screenshot in Abbildung 106) vorgestellt. Bereits jetzt können interessierte Partner aus Forschung und Industrie über die Webseite mit den T-KOS-Partnern in Kontakt treten, vermittelt durch die Geschäftsstelle der FMD (Aufgaben im Rahmen von AP7). In diesem Kontext ist nach Ende der Projektlaufzeit am 26. Januar 2023 ein **öffentliches digitales Live-Event »Terahertz für Kommunikation und Sensorik – wie die Technologie in die Anwendung**

kommt« mit über 100 Teilnehmenden veranstaltet worden, das den Abschluss des Projekts »T-KOS« flankierte. In diesem haben Prof. Wolfgang Heinrich, FBH und Dr. Dirk Nüßler, FHR das Projekt und die Terahertz-Technologien als Grundlage der Spitzenforschung für industrielle Anwendungen der Zukunft vorgestellt. Die Demonstratoren sind je Entwicklungsstrang vorgestellt worden - die THz-Photonik: Bildgebung mit einem ultra-breitbandigen THz-Radar durch Dr. Robert Kohlhaas, HHI; die THz-Inline Messtechnik: Automatisierte bildgebende Prüfung mittels Terahertz-Zeilenkamera durch Dr. Fabian Friederich, ITWM und die THz-Kommunikation: Breitbandige Punkt-zu-Multipunkt Datenübertragung für 6G durch Dr. Robert Elschner, HHI. Zu jedem der Entwicklungsstränge ist begleitend zum Vortrag ein Video produziert worden, die auf den Internetseiten der FMD^{1,2} veröffentlicht worden sind, siehe Abbildung 107.

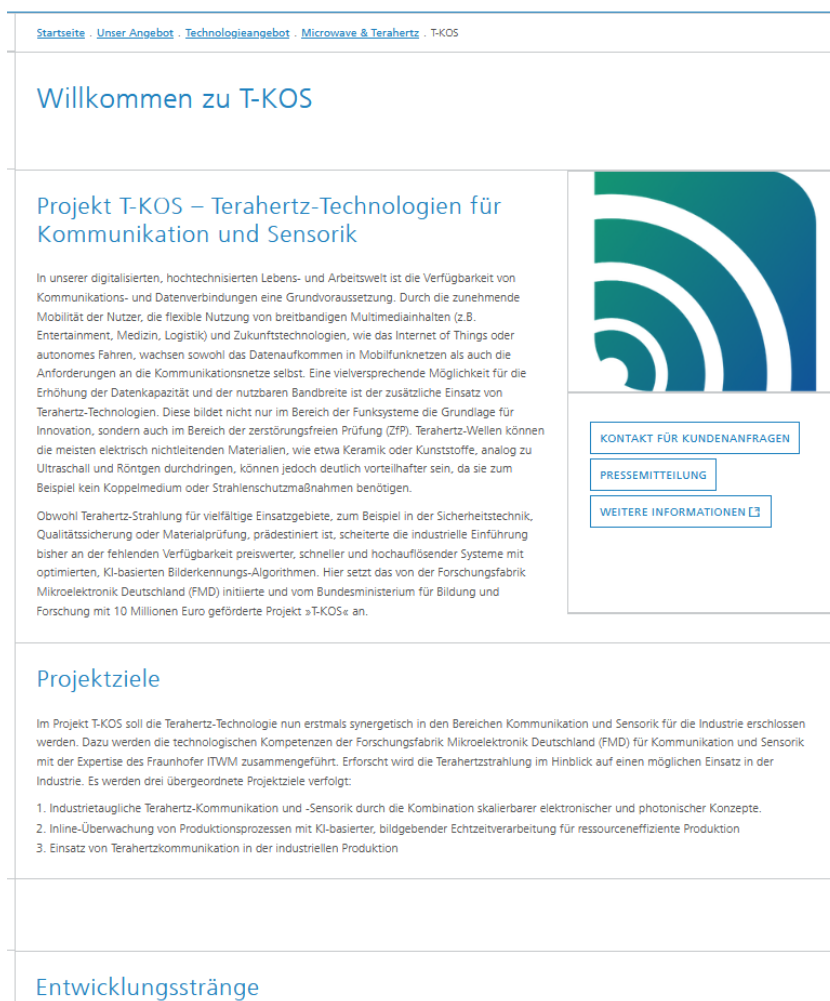


Abbildung 106: Screenshot der Projektwebseite im Rahmen der Darstellung des Angebots der Forschungsfabrik Mikroelektronik Deutschland unter: https://www.forschungsfabrik-mikroelektronik.de/de/unser-angebot/Technologieplattformen/Microwave_and_Terahertz/T-KOS.html

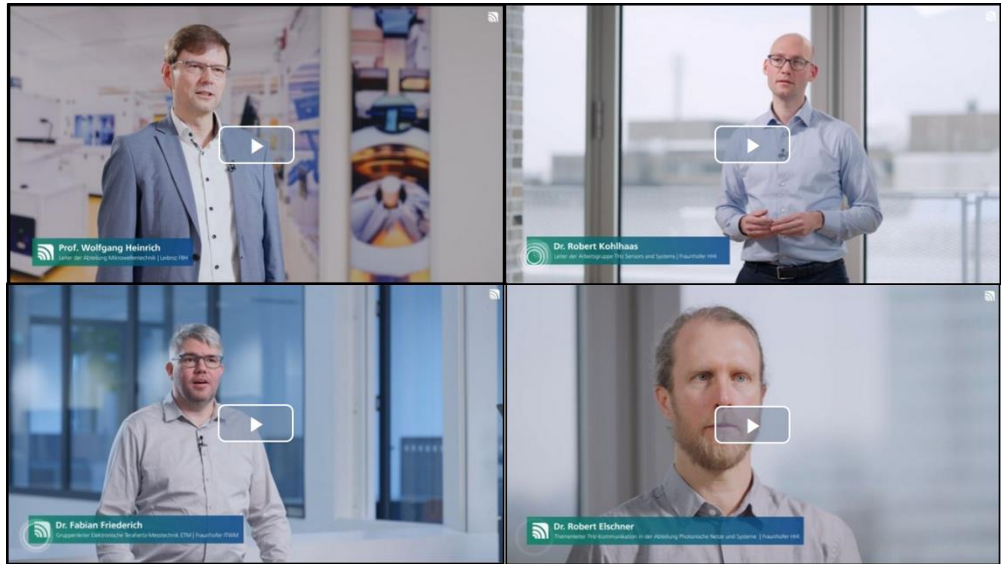
Ergänzt werden die Inhalte durch einen Blick in die Zukunft, wie die unmittelbar folgenden Forschungsfragen aussehen und welche Schwerpunkte gesetzt werden. Unter anderem umfassen diese die institutsübergreifende Weiterentwicklung der verschiedenen Ergebnisse der Entwicklungsstränge, sowohl auf Ebene der Bauelemente, als auch auf Systemebene. Hier ist exemplarisch das Thema Heterointegration für hohe Frequenzen zu nennen, welches aus den Arbeiten in

¹ <https://www.forschungsfabrik-mikroelektronik.de/de/presse--und-medien/Presse/t-kos-rueckblick.html#1403926100>, abgerufen am 26.02.23, 13:20 Uhr.

² FM3D: Showroom der Forschungsfabrik Mikroelektronik Deutschland, <https://fmd-insight.de/showroom/>, abgerufen am 26.02.23, 13:20 Uhr.

AP2 rund um das Chip Design (Abschnitt 2.2.2) entwachsen ist. Der technologische Fokus aus Sicht der der Arbeit zur THz-Zeilenkamera liegt auf der Weiterentwicklung der skalierbaren InP-BiCMOS-Integration und der Packaging-Technologie für Frequenzen im THz-Bereich, konkret oberhalb 100 GHz. Darüber hinaus wird durch die Geschäftsstelle der FMD in Zusammenarbeit mit den beteiligten Instituten die Erstellung von weiteren Themen-Videos (u.a. ein weiterer Technologiedemonstrator zum Thema der InP-BiCMOS-Integration, Kooperation FBH und IHP) und weiteren Projektportraits erfolgen.

Abbildung 107: Bilder der produzierten Videos zu den Systemdemonstratoren des T-KOS-Projektes, die im Rahmen des digitalen Live-Events am 26.01.2023 öffentlich vorgestellt worden sind. <https://www.forschungsfabrik-mikroelektronik.de/de/presse--und-medien/Presse/t-kos-rueckblick.html#1403926100>



Der niederschwellige Zugang zu den Instituten und deren Forschungsergebnissen durch die FMD Geschäftsstelle ermöglicht Industrie und Wissenschaft einen einfachen hochqualitativen Zugang zu diesen. Die geschaffenen und verbesserten Kooperationsstrukturen innerhalb der FMD verstärken diesen Effekt durch das Heben von Synergien durch die Kombination der Expertise im THz Bereich der einzelnen Institute. Dieses zeigt sich insbesondere durch die Entwicklung gemeinsamer Technologieplattformen im THz-Bereich, wodurch auch wichtige nationale Nischenmärkte wie die industrielle Messtechnik Zugriff auf THz-Entwicklungen aus dem Kommunikationsbereich erhalten. Mit T-KOS liefern die beteiligten Institute einen wichtigen Beitrag zum Wissens- und Technologietransfer aus der THz-Forschung in die Anwendung und tragen dadurch maßgeblich zur Sicherung und Weiterentwicklung des FuE-Standorts Deutschland in einem der wichtigsten Zukunftsfelder der Mikroelektronik bei. Der hohe zeitliche Druck, der sich durch die kurze Projektlaufzeit ergab, zwang die Institute dabei zu einer neuen, effizienteren, kooperativen Arbeitsteilung. Auf Basis der im Rahmen des Projekts erreichten Forschungsergebnisse bestehen hervorragende wissenschaftliche und technische Erfolgsaussichten nach Projektende.

Abbildungen

Abbildung 1: Projektstruktur - drei parallele Entwicklungsstränge, die an Schlüsselstellen untereinander vernetzt sind	2
Abbildung 2: Zeitplan und Meilensteine.	3
Abbildung 3: Details zum ausgedünnten, multistatischen, photonischen Array, welches erstmals in T-KOS realisiert wurde.....	6
Abbildung 4: Photonisch integrierte Antenne für 300 GHz – 2,5 THz: CAD-Design a) und Mikroskopaufnahme b) der integrierten THz-Gruppenantenne. Gezeigt ist ein Design für vier THz-Sendern.....	7
Abbildung 5: CAD-Design und Mikroskopaufnahmen der hergestellten Optical Phased Arrays, die für die phasenkohärente Ansteuerung der einzelnen Sendeelemente der integrierten THz-Gruppenantenne benötigt wird. Gezeigt ist ein Design für vier THz-Sender sowie eines für acht.	7
Abbildung 6: Hybrid integrierte THz-Gruppenantenne mit Optical Phase Array hergestellt in der PolyBoard-Plattform des HHI.	8
Abbildung 7: Photonischer THz-Emitter mit WR3-Hohlleiter-Schnittstelle. a) Feldverteilung im Querschnitt des Hohlleiterübergangs. b) Anteil des S_{21} -Parameters in den Komponenten. c) S_{21} -Parameter im Vergleich von Messung und Simulation	9
Abbildung 8: Erweiterung des FMCW-THz-Systems auf den Betrieb von 8 Paaren aus Sendern und Empfängern. a) Schematische Darstellung. b) Das Erweiterungsmodul im offenen Gehäuse. c) Array aus jeweils 8 Sendern und Empfängern über einem Fließband	10
Abbildung 9: Modensprünge und gemessene Frequenzpunkte in Bezug zum Systemtrigger....	11
Abbildung 10: Messung der verschiedenen Dicken zur Validierung der Modensprungkompensation nach Hinterlegung der Frequenzkurven aus einem Fabry-Perot Interferenzaufbaus.....	11
Abbildung 11: Schematische Darstellung des MiMo-Verfahrens zur Abschätzung der Ausdehnung eines Objekts. Der blaue Kreis stellt einen runden Streuer dar, der im Vergleich zur Wellenlänge eine endliche Ausdehnung hat. Die Weglängen entsprechen nicht mehr denen eines reinen Punktstreuers.....	12
Abbildung 12: Referenzmessung des Bildgebungssystems an einer Metallplatte. Auf der Abszisse sind alle Kombinationen der 8 Sender und 8 Empfänger linear von 0 bis 64 aufgetragen. Die Ordinate zeigt die Tiefe, bzw. Signallaufzeit in Pixel. Die Farbe zeigt den Absolutbetrag der Fouriertransformation der Daten mit Zero-Padding. Die obere Abbildung verwendet einen Frequenzbereich von 81,6 GHz bis 201,6 GHz, die untere Abbildung einen Frequenzbereich von 41,6 GHz bis 1,002 THz bei jeweils einer Integrationszeit von 2 s pro Empfänger.	13
Abbildung 13: a) Die Metallstange mit 5 mm im Durchmesser ist im Hintergrund zu erkennen, im Vordergrund im Abstand von ca. 33 cm ist das Array aus 8 Sendern und 8 Empfängern zu sehen. b) Rekonstruiertes, gemessenes Signal einer Metallstange mit 5 mm Durchmesser in einem Abstand von 33 cm. Die Messbandbreite beträgt 300 GHz und die Messung startet bei 41,6 GHz	14
Abbildung 14: Rekonstruiertes, gemessenes Signal einer Metallstange mit 5 mm Durchmesser in einem Abstand von 33 cm. Dabei wurde Frequenzen von 521,6 GHz bis 921,6 THz mit einer Integrationszeit von 2 s pro Empfänger aufgenommen. Im Bild ist ein vergrößerter Ausschnitt zu sehen. Die Punktgröße von unter 0,3 mm in der Breite und Tiefe kann erreicht werden, jedoch hat die gesamte Szene außerhalb sehr viel Clutter. Der Algorithmus kompensiert dabei für eine endliche Dicke der Stange (hier 5 mm), da diese für diesen Frequenzbereich nicht mehr als dünner Linienstreuer angenommen werden kann.	14
Abbildung 15: Demonstrator 140 GHz (und Farbdefinition der Blöcke)	15
Abbildung 16: Demonstrator 250 GHz	15

Abbildung 17: Demonstrator 250 GHz.....	15
Abbildung 18: Demonstrator 390 GHz.....	16
Abbildung 19: Die linke Grafik zeigt die geplante Arrayanordnung über dem Fließband in der Laufrichtung (Y) für das spätere Demonstratorsystem bei 240 GHz bestehend aus 8 Tx- und 16 Rx-Kanälen. Die rechte Grafik stellt die 2D-PSF dar und zeigt eine hinreichende Unterdrückung der Aliasing-Artefakte von mehr als 25 dB. Die zu erwartende Auflösung entlang des Zeilenarrays (X) beträgt etwa 1 mm.....	16
Abbildung 20: Umsetzungskonzept Radarzeile mit TX- und RX-Modulen.....	18
Abbildung 21: Blockdiagramm der simulierten PLL-Schleife.....	18
Abbildung 22: 1-Kanal-IC (Tx und Rx).....	19
Abbildung 23: links Rx: Pout-vs-frequency / rechts Tx: Pout-vs-frequency.....	20
Abbildung 24: 4-Kanal-IC (Rx).....	20
Abbildung 26: Aufnahme der BiCMOS-BEOL-Chips des IHP für die Integration mit den InP-Chips des FBH und Detailaufnahme der GSG-Pads für den HF-Übergang.....	21
Abbildung 27: Flip-Chip Verbindung: Querschnitt eines gebondeten Chiplets. Die Rasterelektronenmikroskop-Bilder zeigen jeweils das Chip- und Trägerpad einer gelösten Bondverbindung.....	21
Abbildung 28: Demonstrator-Aufbau für die Hochfrequenzcharakterisierung der Übergänge (links); Hochfrequenzeigenschaften von 6 gebondeten InP-Chiplets auf 3 BiCMOS-Trägerchips mit jeweils zwei Testfeldern.....	22
Abbildung 29: Demonstrator-Aufbau mit Leistungsverstärker (Links) und zugehörige Hochfrequenz-Messergebnisse im W-Band (87 GHz) auf Waferenebene (rechts).....	22
Abbildung 30: Anordnung von 4 MIMO-Empfängern mit je 4 Kanälen und den entsprechenden ADC-Interfaces.....	23
Abbildung 31: Foto des prozessierten 390-GHz-Radarchips (1,5 x 2,75 mm ²) mit Sende- und Empfangspfad, einschließlich On-Chip-Antennen.....	24
Abbildung 32: links: Ausgangsleistung über die Frequenz / Rechts: Konversionsgewinn.....	25
Abbildung 33: Seitenansicht der fertigen On-Chip-Antennen.....	25
Abbildung 34: Reflexionskoeffizient der Antenne (a) und Abstrahlcharakteristik/Fernfehlmuster bei 390 GHz ohne (links) bzw. mit (rechts) dielektrischer Linse (b).....	26
Abbildung 35: FHR30G01 (oben links), FHR120T4 (oben rechts) und FHR120R4 (unten).....	26
Abbildung 36: Gefertigte Teststrukturen (links) und Schaubild zur Chip-Integration (rechts).....	27
Abbildung 37: Embedding-Package Teststruktur mit IZM Test-IC, Draufsicht (links), Schliffbild (rechts).....	27
Abbildung 38: Simulationsmodell der Package-integrierten Antennen für die TX-/ bzw. RX-Module, (links): 4-Kanal Package, (rechts): einzelnes Antennenelement.....	28
Abbildung 39: Simulationsergebnisse von Anpassung (links) und Übersprechen (rechts) der integrierten Antennen.....	28
Abbildung 40: Simulationsergebnisse der Strahlungsdiagramme der integrierten Antennen: Obere Reihe: Außenliegende Antennenelemente, untere Reihe: innenliegende Antennenelemente, rechte Spalte: XZ-Ebene, linke Spalte: YZ-Ebene.....	29
Abbildung 41: Simulation des Übergangs RFIC-Pads zu Antennen-Speiseleitung, (links): Simulationsmodell, (rechts): Einfügedämpfung.....	29
Abbildung 42: Layout TX- / RX-Modul, (links): 3D-Ansicht Modul, (rechts): Innenlage mit Anschlüssen zu eingebettetem RFIC.....	30
Abbildung 43: Links: Frequenzverzwölfacher MMIC, aufgeklebt auf eine 4-Lagen-Standard-Leiterplatte, dessen Ausgang über einen Bonddraht mit dem Eingang des 390-GHz-Radarchips verbunden ist. Der komplette Radarsensor mit den entsprechenden Hochfrequenz- und DC-Anschlüssen ist rechts dargestellt.....	30
Abbildung 44: Backend-Design Bottom-Seite (links) und Top-Seite (rechts).....	31
Abbildung 45: Matched Filter (links), Backprojektion (rechts), sichtbare Unterschiede durch die notwendige Verwendung eines Hamming-Fensters bei der Backprojektion um eine lineare Interpolation innerhalb des Algorithmus zu vereinfachen.....	32

Abbildung 46: Automatisierte Brechungsindexkompensation am Beispiel eines Stufenkeils mit metallischer Unterlegscheibe, welcher mittels eines multistatischen Arrays im W-Band volumetrisch erfasst wurde.	33
Abbildung 47: Terahertz Bild eines Defektes (links), Heatmap vom SPADE Algorithmus (rechts).....	33
Abbildung 48: Heatmap des SPADE Klassifizierung eines Pressmantelausschnittes.....	34
Abbildung 49: drei 2D-Schnittbilder der Amplitudendaten aus verschiedenen Achsen der Testproben.....	35
Abbildung 50: Aufbau eines Verarbeitungselements.....	36
Abbildung 51: Cluster der Verarbeitungselemente.....	36
Abbildung 52: Emsa-V McU	37
Abbildung 53: Kombiniertes System	37
Abbildung 54: 32 Kanal D-Band Frontend	38
Abbildung 55: D-Band Backup Sensor (140 GHz).....	39
Abbildung 56: 250 GHz Zeilenkamera Frontend	39
Abbildung 57: Eingesetzte Geräte und Technik für Funktions- und Performance-Prüfung: a) Radarmodul vom FHR, b) Klima-Temperaturschrank.....	40
Ausgewählte Umwelttests für die Funktions- und Performancetests.....	40
Abbildung 58: Entfernungsspektren (links) und Signalamplitude (rechts) eines Festziels bei Hochtemperaturlagerung (85°C)	41
Abbildung 59: Design, numerische Simulation und Charakterisierung der HF-Leitungsstrukturen auf Rogers4003C u. Rogers3003: a) Exemplarisch erstelltes CST Modell einer Grounded CPW Leitung, b) Messung der S-Parameter an den realisierten Proben mittels der HF-Probestation PM8 (Cascade).....	41
Mögliche Schädigungseffekte und deren Wirkung	41
Abbildung 60: Numerische Simulation zur Standfestigkeit der Lötstellenkontaktierung am Beispiel konkreter SMD-Komponenten: a) Platine des Radarmoduls, b) Generiertes FEM-Modell der Platine	42
Abbildung 61: Foto eines Industrieroboterarms, mit montiertem 390-GHz-Radarsensors zur Durchführung Rasterscans (a). Drei gestapelte Harzplatten mit minimalen Luftspalten inkl. Der Auswertung der sehr dünnen Schichtdicken durch Nutzung der vollen Betriebsbandbreite (b).	43
Abbildung 62: Radar-Demonstrator mit Lateralscan und quasi-optischem Fokussierungssystem unter Verwendung von Parabolspiegeln (links). Taschenrechner als Zielobjekt für den Radarscan (Bildmitte) und normierte Empfangsleistung des 390-GHz-Radarsensors (recht).	43
Abbildung 63: T-KOS Anwendungsszenarien für drahtlose Punkt-zu-Multipunkt THz-Kommunikation	45
Abbildung 64: Schematischer Aufbau des geplanten bi-direktionalen Punkt-zu-Multipunkt-Übertragungssystems im Frequenzbereich 250 – 290 GHz.	45
Abbildung 65: Link-Budgets des geplanten bi-direktionalen Punkt-zu-Multipunkt-Übertragungssystems im Frequenzbereich 250 – 290 GHz.	46
Abbildung 66: Ergebnisse der Link-Budget und Dynamikbetrachtungen	46
Abbildung 67: Beispielhafte Schnittstellendefinition.....	47
Abbildung 68: Blockschaltbild des breitbandigen 250-320 GHz RF Front-End.....	48
Abbildung 69: Chip Foto des breitbandigen 250-320 GHz Sender Front-End.	48
Abbildung 70: Chip Foto des breitbandigen 250-320 GHz Empfänger Front-End.	48
Abbildung 71: Layout Bild des breitbandigen 250-320 GHz Frequenzvervielfacher MMIC.....	48
Abbildung 72: Chip Foto des 450-520 GHz rauscharmen Verstärkers.....	49
Abbildung 73: Kleinsignalmessung des LNA	50
Abbildung 74: Chip Foto des 450-520 GHz Leistungsverstärkers.....	50
Abbildung 75: Kleinsignalmessung des PA.....	51
Abbildung 76: Großsignalmessung des PA	51
Abbildung 77: Foto eines Breitband TRx Moduls	52
Abbildung 78: Design-Parameter der DLA. (a): Gerade Abstrahlung, (b): Verkippte Abstrahlung.	52

Abbildung 79: Vergleich der Antennenanpassung verschiedener Aperturgrößen mit / ohne Transformations-Fortsatz.....	53
Abbildung 80: Feldverteilung des elektrischen Feldes (links) sowie Fernfeld (rechts) für jeweils beide Raumebenen einer entwickelten DLA mit 30 dBi Antennengewinn und gerader Abstrahlung.....	54
Abbildung 81: Fernfeld-Simulationsergebnisse der verkippten DLA mit einem Antennengewinn von 30 dBi.....	54
Abbildung 82: Antennenmessplatz basierend auf einem sechs-Achs-Knickarmroboter mit (a) Blockdiagramm und (b) realer Aufnahme aus dem Labor.....	55
Abbildung 83: (a) Vergleich der gemessenen zur simulierten Antennenkeule in Hauptabstrahlrichtung bei der gerade abstrahlenden DLA mit 30 dBi. (b) Antennenkeule von drei unterschiedlich verkippten DLA. Grau: $\alpha = 10^\circ$, blau: $\alpha = 15^\circ$, grün: $\alpha = 20^\circ$	55
Abbildung 84: Gemessene Antennenparameter der DLA mit 30 dBi über die Frequenz.....	56
Abbildung 85: Konversionsgewinn des I-Kanals des Empfängers des Breitband TRx Moduls.....	57
Abbildung 86: Konversionsgewinn des Q-Kanals des Empfängers des Breitband TRx Moduls.....	57
Abbildung 87: Großsignalmessung des I-Kanals des Senders des Breitband TRx Moduls.....	58
Abbildung 88: Großsignalmessung des Q-Kanals des Senders des Breitband TRx Moduls.....	58
Abbildung 89: Konzept der 170 GHz Drehantenne.....	58
Abbildung 90: Gefertigte 170 GHz Messantenne.....	59
Abbildung 91: Konzept der 300 GHz Drehantenne.....	59
Abbildung 92: Gefertigte 300 GHz Messantenne.....	60
Abbildung 93: Richtdiagramm des 500 GHz Sektorhorns.....	60
Abbildung 94: Gefertigtes 500 GHz Sektorhorn.....	61
Abbildung 95: Beschreibung des Zeitmultiplexverfahren im Up- und Downlink für das Anwendungsszenario „THz Unicast“.....	61
Abbildung 96: Varianten des Frequenzplans für Up- und Downstream für die Anwendungsszenarien „THz Unicast“ und „THz Broadcast“.....	62
Abbildung 97: Blockschaltbild der VHDL-Implementierung.....	62
Abbildung 98: Channelsounder Referenzebenenmodell.....	62
Abbildung 99: Links - Simulation: Auswirkung der Quantisierung auf den Dynamikbereich. Rechts - Messung: Erzielbarer Dynamikbereich bei verschiedenen Messsignallängen.....	63
Abbildung 100: Aufbau der FPGA-Hardware für den P2MP-Systemdemonstrator.....	64
Abbildung 101: Aufbau des P2MP-Systemdemonstrators.....	64
Abbildung 102: Downlink-Messergebnisse mit der Offline-DSP für das Anwendungsszenario „THz Broadcast“.....	65
Abbildung 103: Downlink-Messergebnisse mit der Offline-DSP für das Anwendungsszenario „THz Unicast“.....	65
Abbildung 104: Uplink-Messergebnisse mit der Echtzeit-DSP für das Anwendungsszenario „THz Unicast“.....	65
Abbildung 105: Vortragende der Focussed Session "Advances in Terahertz technologies for communication and sensor applications" auf der EUMW 2022 in Mailand, 27.09.2022. Bild: Andreas Grimm.....	72
Abbildung 106: Screenshot der Projektwebseite im Rahmen der Darstellung des Angebots der Forschungsfabrik Mikroelektronik Deutschland unter: https://www.forschungsfabrik-mikroelektronik.de/de/unser-angebot/Technologieplattformen/Microwave_and_Terahertz/T-KOS.html	73
Abbildung 107: Bilder der produzierten Videos zu den Systemdemonstratoren des T-KOS-Projektes, die im Rahmen des digitalen Live-Events am 26.01.2023 öffentlich vorgestellt worden sind. https://www.forschungsfabrik-mikroelektronik.de/de/presse--und-medien/Presse/t-kos-rueckblick.html#1403926100	74