

# InDiThera

Schlussbericht des Teilvorhabens des Partners Infineon Technologies AG

## **„Innovative mmW-Systeme für bildgebende Diagnostik“**

im Rahmen des Verbundvorhabens

**„Integration bildgeführter Brustkrebsdiagnostik mit minimalinvasiver  
Lasertherapie“**

Förderkennzeichen:	13GW0361C
Laufzeit des Vorhabens:	01.11.2019 – 31.05.2023
Erstellungsdatum:	30.11.2023
Berichtsersteller:	Vadim Issakov, Tanja Seiderer
Berichtsersteller Firma:	 Infineon Technologies AG
Revision:	1.0

Projekt gefördert vom



Bundesministerium  
für Bildung  
und Forschung

Die Verantwortung für den Inhalt dieser Veröffentlichung liegt bei den Autoren.

## Inhalt

<b>I.</b>	<b>Kurzbericht.....</b>	<b>3</b>
I.1	Aufgabenstellung .....	3
I.2	Wissenschaftlicher und technischer Stand zu Projektbeginn .....	3
I.3	Planung und Ablauf des Vorhabens .....	5
I.4	Zusammenarbeit.....	5
I.5	Wesentliche Ergebnisse .....	5

## I. Kurzbericht

### I.1 Aufgabenstellung

Brustkrebs ist die häufigste Krebserkrankung bei Frauen. Nach offiziellen Angaben des RKI erkrankt jede achte Frau in ihrem Leben an Brustkrebs. Die Überlebenschancen sind umso höher, je früher die Krankheit erkannt wird. Die bisherigen Diagnosemethoden sind die Röntgenstahlmammographie, Ultraschall und Magnetresonanztomographie (MRT). Jedoch ist keine dieser Methoden für ein Screening-Programm geeignet. Röntgenstrahlen sind ionisierend, das Ergebnis einer Ultraschalluntersuchung hängt stark vom Anwender ab und die Generierung von MRT-Bildern ist aufwendig und teuer. Aus diesem Grund hat die Anwendbarkeit von elektromagnetischen Wellen zur Brustkrebsdetektion im Mikrowellen- und Millimeterwellenbereich in den letzten Jahren viel Aufmerksamkeit auf sich gezogen.

Das Teilvorhaben der Infineon Technologies AG hatte den Fokus auf der Radar-Technologie zur Diagnose, sowie dem Aufbau des Demonstratorsystems um den neuartigen Ansatz zu testen.

Die Hauptziele des Teilvorhabens waren:

- Chip-Design, Realisierung und Charakterisierung bei 24 GHz mit einer Bandbreite von 7 GHz
- Schnittstelle zwischen Chip und Antennen, um eine direkte Ansteuerbarkeit zu ermöglichen
- Kompatibilität zur EIT Messung, um Quereinflüsse zu vermeiden
- Definition einer Hardware/Software Schnittstelle zum Auslesen der Daten
- Das Bereitstellen der Messdaten über eine SPI-Schnittstelle in Echtzeit realisieren

### I.2 Wissenschaftlicher und technischer Stand zu Projektbeginn

#### Brustkrebsdiagnostik mit Mikrowellen

Eine Klassifikation der zu Beginn verfügbaren Prototypensysteme für die mikrowellenbasierte Diagnostik von Brustkrebs kann in Bezug auf die Antennenanordnung erfolgen, die entweder 3-dimensional oder 2-dimensional sein kann. In den meisten dieser 3-dimensionalen Mikrowellen-Bildgebungssysteme liegt die Patientin in Bauchlage auf einer Untersuchungsfläche, wobei die Brust in eine halbkugelförmige Aufnahme oder einen zylindrischen Tank eingetaucht ist. Ein Beispiel für ein 3-dimensionales multistatisches, radarbasiertes Prototypensystem arbeitet im Frequenzbereich von 3-8GHz und wurde in einer Patientenstudie validiert. Daneben wurden Antennenarrays auf flexiblen Substraten untersucht. Weitere multistatische Prototypensysteme wurden in Helbig et al.<sup>1</sup> und Yang et al.<sup>2</sup> beschrieben. In<sup>3</sup> wurde ein monostatisches Brustbildgebungssystem vorgeschlagen, das sich mittels eines Laserpositionierungssystems adaptiv an die Brustform anpasst. Neben den radarbasierten dreidimensionalen Bildgebungssystemen findet sich in der Literatur eine Reihe von tomographischen

---

<sup>1</sup> M. Helbig, K. Dahlke, I. Hilger, M. Kmec, and J. Sachs, "Design and Test of an Imaging System for UWB Breast Cancer Detection," *Frequenz*, vol. 66, no. 11–12, Jan. 2012.

<sup>2</sup> F. Yang et al., "A large-scale clinical trial of radar-based microwave breast imaging for Asian women: Phase I," 2017, pp. 781–783.

<sup>3</sup> E. C. Fear, J. Bourqui, C. Curtis, D. Mew, B. Docktor, and C. Romano, "Microwave Breast Imaging With a Monostatic Radar-Based System: A Study of Application to Patients," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 61, no. 5, pp. 2119–2128, May 2013. J. Bourqui, M. Kuhlmann, D. Kurrant, B. Lavoie, and E. Fear, "Adaptive Monostatic System for Measuring Microwave Reflections from the Breast," *Sensors*, vol. 18, no. 5, p. 1340, Apr. 2018.

Mikrowellen-Brustbildgebungssystemen, die beispielsweise von Zhurbenko et al.<sup>4</sup> und Rydholm et al.<sup>5</sup> vorgeschlagen wurden.

Es waren nur wenige 2-dimensionale Bildgebungssysteme zur Brustkrebserkennung bekannt. Tajik et al.<sup>6</sup> führten ein zweidimensionales Scannen eines komprimierten Brustphantoms durch und zeigten quantitative Mikrowellen-Holografie-Bildgebung in Echtzeit im Frequenzband von 3-8 GHz. Ein UWB-System zum Schätzen der dielektrischen Eigenschaften von Brustgewebe wurde für das Frequenzband von 1,5-10 GHz in<sup>7</sup> gezeigt. Das System besteht aus fünf Sende- und Empfangsantennen oberhalb und unterhalb der Brust. Obwohl letzteres System durch Brustkompression unterschiedliche Brustformen und -größen untersuchen kann, entstehen Einschränkungen durch die wenigen Messpositionen.

Herausforderungen bei bisherigen Systemen gehen auf die relativ niedrigen Frequenzen und den damit verbundenen großen Wellenlängen zurück. Dies schränkt die erzielbare Bildqualität ein. InDiThera untersuchte mit einer 2-dimensionalen Antennenanordnung erstmals ein mmW-Radarsystem bei 24GHz mit einer großen Bandbreite von mehreren GHz. Weiterhin wurde die Bildgebung beim InDiThera-System vereinfacht, weil die Auswertung von Transmissionssignalen keine Eliminationsverfahren für den Hautreflex benötigt, weder softwarebasiert noch durch die physikalische Drehung des Antennenarrays. Die Heterogenität spielt in klassischen 3-dimensionalen Systemen eine entscheidende Rolle, in denen die mittlere Permittivität abgeschätzt werden muss und die Bildqualität negativ beeinflusst. Auch Kontrastmittel z.B. in Form von Nanopartikeln, werden nicht, wie in anderen Prototypensystemen, benötigt.

#### Radarchips und eWLB Packaging

Die meisten Systeme, die in der Literatur zu diesem Thema berichtet wurden, erfordern Verwendung von großen Laborgeräten (z.B. Netzwerkanalysatoren) für die Implementierung der Bildgebung. Als Beispiel kann man die Veröffentlichung<sup>8</sup> nennen. In dieser Arbeit wurde ein elektro-mechanisches Schaltersystem verwendet, um 60-Elemente eines Antennenarrays anzusteuern und an einen 8-port Netzwerkanalysator anzuschließen und als Radar Transceiver zu verwenden. Diese Lösung ist sehr umständlich und unpraktisch. Das komplexe Schaltersystem verursacht hohe Verluste (hohe Einfügedämpfung) und limitiert die Anzahl der gleichzeitig durchführbaren Messungen und sehr lange Aquisitionsdauer der Daten. Wegen der sperrigen Komponentengröße und sehr kostspieligen Hochfrequenzkabeln ist die Anzahl der Antennenelemente limitiert. Außerdem muss das System auf einem hydraulischen Wagen angebracht werden, um transportabel zu sein.

Die Forschungsgruppe der Universität Pavia, Italien hatte eine erste Realisierung von integrierten Schaltungen für Stepped-Frequency Continuous Wave (SFCW) Radar bei niedrigen Frequenzen von 1-9 GHz für bildgebende Brustkrebs-Diagnostik entwickelt. Der Ansatz funktioniert über eine Transformation der Frequenz in Zeitbereich<sup>9</sup>. Allerdings ist der Hauptnachteil dieser Realisierung, dass die Schaltungen ein sehr hohes Flickerrauschen haben.

<sup>4</sup> V. Zhurbenko, T. Rubæk, V. Krozer, and P. Meincke, "Design and realisation of a microwave three-dimensional imaging system with application to breast-cancer detection," *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 4, no. 12, p. 2200, 2010.

<sup>5</sup> T. Rydholm, A. Fhager, M. Persson, and P. M. Meaney, "A First Evaluation of the Realistic Supélec-Breast Phantom," *IEEE J. Electromagn. RF Microw. Med. Biol.*, vol. 1, no. 2, pp. 59–65, Dec. 2017.

<sup>6</sup> D. Tajik, F. Foroutan, D. S. Shumakov, A. D. Pitcher, and N. K. Nikolova, "Real-time Microwave Imaging of a Compressed Breast Phantom with Planar Scanning," *IEEE J. Electromagn. RF Microw. Med. Biol.*, vol. 2, no. 3, pp. 154–162, 2018.

<sup>7</sup> J. Bourqui and E. C. Fear, "System for Bulk Dielectric Permittivity Estimation of Breast Tissues at Microwave Frequencies," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 64, no. 9, pp. 3001–3009, Sep. 2016.

<sup>8</sup> M. Klemm, D. Gibbins, J. Leendertz, T. Horseman, A. Preece, R. Benjamin, and I. Craddock, "Development and testing of a 60-element UWB conformal array for breast cancer imaging," in Proc. of the 5th European Conference on Antennas and Propagation, Apr. 2011, pp. 3077–3079.

<sup>9</sup> Bassi, Matteo, et al. "Integrated SFCW transceivers for UWB breast cancer imaging: Architectures and circuit constraints." *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers* 59.6 (2012): 1228-1241

InDiThera adressierte dagegen eine Realisierung von FMCW Transceivern in Infineon's BiCMOS SiGe HBT Technologie für die Brustkrebsdiagnostik. Die Bipolartechnologie bietet viele Vorteile von einer sehr kostengünstigen Realisierung, bis hin zu einem deutlich geringeren Flickerrauschen.

### **I.3 Planung und Ablauf des Vorhabens**

Die Arbeiten für InDiThera liefen zu Beginn des Jahres 2020 sehr gut an. Bedingt durch den Ausbruch des Corona-Virus und die damit verbundenen Auswirkungen erfolgten die Arbeiten und Kontierungen ab März schleppend. Dabei handelte es sich allerdings nur um eine geringe planerische Abweichung und im Laufe des Sommers konnte die Zusammenarbeit, zwar mit Verzögerungen, aber wie geplant verlaufen. Zudem wurde insbesondere Infineon intern die Realisierung der Bausteine durch die weltweite Chip-Shortage Situation beeinflusst. Fertigungskapazitäten wurden entsprechend umgestaltet um den Auswirkungen möglichst gut entgegenzusteuern. Dabei wurden Forschungsthemen mit niedrigerer Priorität behandelt, bzw. in langsameren Prozessabläufen durchgeschleust.

Um die vielversprechenden Zwischenergebnisse weiter zu verfolgen und somit das Projekt erfolgreich abzuschließen, stellte das gesamte Konsortium den Antrag auf kostenneutrale Verlängerung der Projektlaufzeit um neun Monate, bis zum 31.05.2023. Durch die Genehmigung dieser Verlängerung konnten alle Arbeiten abgeschlossen werden.

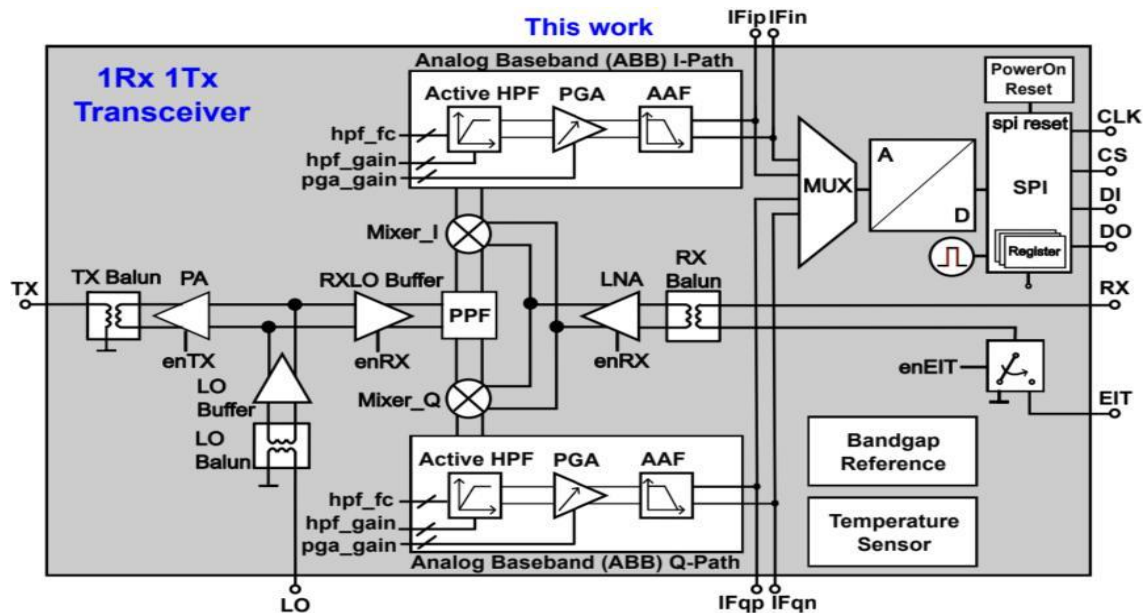
### **I.4 Zusammenarbeit**

Die Hauptkooperation in InDiThera verlief zwischen Infineon und der Goethe Universität Frankfurt. Zur Erforschung und Realisierung der hochinnovativen, integrierten und bildgebenden Radarsensorik standen wir in engem Austausch zum Design und der Umsetzung, insbesondere hinsichtlich des Antennendesigns und Demonstratoraufbaus. Weiterhin bestand eine enge Kooperation mit der RWTH Aachen für den Platinaufbau des EIT Demonstrators. Daneben wurde insbesondere zu Beginn, zur Lastenhefterstellung, ein intensiver Dialog mit den Partnern LISA, SEN und RWTH forciert. Auch gegen Ende des Projektes wurde wieder eine enge Zusammenarbeit mit allen Partnern adressiert um die Demonstration zu realisieren.

Neben der Zusammenarbeit im Konsortium wurde von Infineon noch der Unterauftragnehmer eesy-IC zur Unterstützung im Leiterplattendesign beauftragt. Da eesy in diesem Bereich ein breites und valides KnowHow besitzt wurden diese Arbeiten abgegeben um die internen Ressourcen möglichst effizient einsetzen zu können. Des Weiteren arbeitete Infineon eng mit dem Institut für CMOS-Design der TU Braunschweig zusammen im Bereich des Chip- und Systemdesigns.

### **I.5 Wesentliche Ergebnisse**

Im Rahmen des InDiThera-Projektes sollte von unserer Seite aus ein integrierter Radartransceiver entworfen werden. Dieser ist zum Projektabschluss in zwei Iterationen, INDTRX-B11 und INDTRX-C11, vorhanden. In Abbildung 1 ist das Blockdiagramm des INTRX-C11 dargestellt.



**Abbildung 1: Blockdiagramm des Transceiverchips INDTRX-C11**

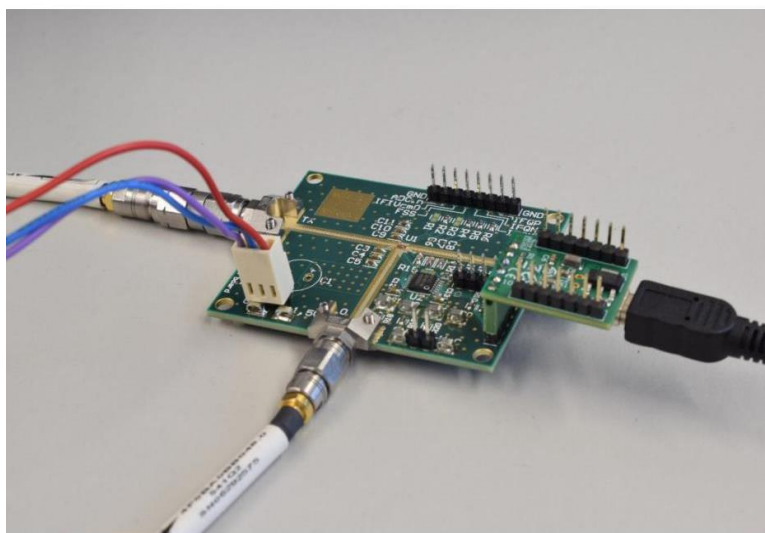
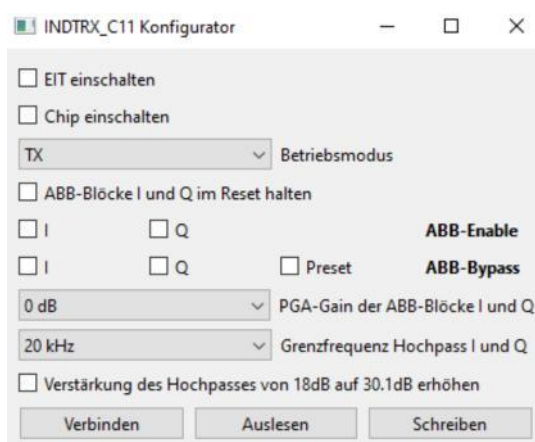
Transceiver ist ein Kofferwort aus Transmit und Receive. Das bedeutet, dass ein Radartransceiver einen Sende- und einen Empfangspfad beinhalten muss. Der Sendepfad besteht im Wesentlichen aus einem Poweramplifier (PA). Kernstück des Empfangspfades sind ein rauscharmer Vorverstärker und ein Mischer. Im Vergleich zu herkömmlichen 24-GHz-Radartransceivern im ISM-Band von 24-24,25 GHz für Automobilanwendungen weist der in diesem Projekt entwickelte Transceiver eine deutlich höhere Bandbreite von 18 – 26 GHz auf. Der Unterschied zwischen INDTRX-B11 und INDTRX-C11 liegt darin, dass die B11-Variante nur den Transceiver beinhaltet, wohingegen INDTRX-C11 zudem über ein integriertes analoges Basisband, eine SPI-Schnittstelle und einen Analog-Digital-Wandler verfügt. Das analoge Basisband dient zum Filtern und Verstärken des heruntergemischten IF-Signales. Über die SPI-Schnittstelle kann es bezüglich Verstärkung und Gain in 65 verschiedenen Konfigurationen verstellt werden. Dies ist notwendig, da die Permittivität von Brustgewebe starken statistischen Schwankungen unterliegt, was auch die Frequenz und Amplitude des heruntergemischten IF-Signales beeinflusst. Über das verstellbare Basisband kann sichergestellt werden, dass das IF-Signal vom Analog-Digital-Wandler detektiert werden kann.

Weiterhin kann der INDTRX-C11 in den sogenannten EIT-Modus gebracht werden. In diesem Fall sind die Pins RX und EIT kurzgeschlossen und können zur Impedanztomographie genutzt werden. Über eine von uns entwickelte grafische Oberfläche kann der Chip bequem wie gewünscht eingestellt werden. In Abbildung 2 ist ein Auszug aus unserer Veröffentlichung über diesen Chip auf der EUMW 2023 gezeigt. Es ist ersichtlich, dass kein vergleichbarer Chip dieser Bandbreite und mit diesem Integrationsgrad existiert. In Abbildung 3 ist das entworfene Evaluationsboard und in Abbildung 4 die grafische Oberfläche zur Konfiguration des Chips gezeigt.

Table 1. Summary and comparison with state of the art.

Parameter	This Work	[5]	[6]	[7]
Node (nm)	130 SiGe	130 SiGe	130 SiGe	55 CMOS
Freq (GHz)	18-26	19.8-26.3	24-24.25	24-24.25
TXout (dBm)	12.5	5	5	11
RX Gain (dB)	15 - 75	25	57 - 87	30 - 80
ABB integ.	yes	-	yes	yes
IF ADC integ.	8-bit, 16ch	-	-	-
DSB NF (dB)	6.7	3.5 <sup>1</sup>	8 <sup>2</sup>	-
IP1dB (dBm)	-14	-14	-18	-
Size (mm <sup>2</sup> )	3.11	2.58	12.96 <sup>3</sup>	7.84
Power (mW)	112.5 <sup>4</sup>	45	250 <sup>5</sup>	650 <sup>6</sup>
V <sub>dc</sub>	1.5	1.5	1.5	2.5

<sup>1</sup> Rx without ABB. <sup>2</sup> SSB NF (dB) <sup>3</sup> eWLB Package. <sup>4</sup> Power when all on. In the intended use case either RX or TX is on. <sup>5</sup> 2TX2RX. <sup>6</sup> 1TX2RX.

*Abbildung 2: Auszug aus einer Veröffentlichung auf der EUMW 2023**Abbildung 3: Evaluationsboard für den INDTRX-C11**Abbildung 4: Grafische Oberfläche zur Konfiguration des INDTRX-C11*

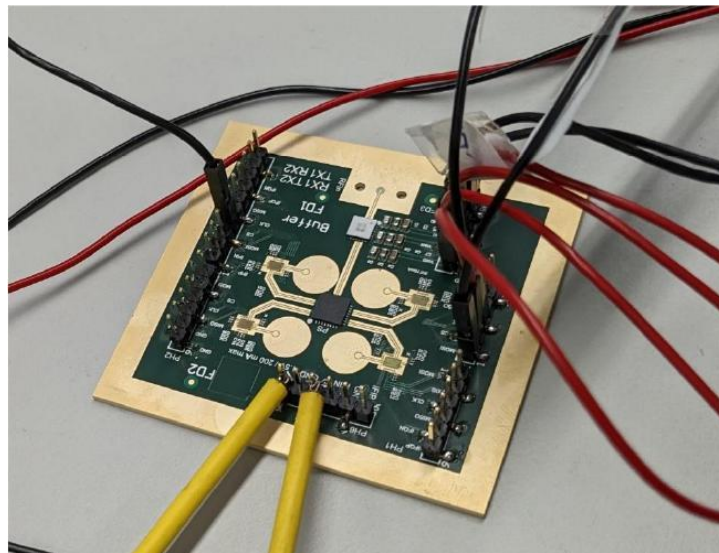


Sowohl mit dem INDTRX-B11 als auch mit dem INDTRX-C11 wurden von uns für die Universität Frankfurt Radardemonstratoren (1x1-Demonstrator und 2x2-Demonstrator) entwickelt. Auf diesen Leiterplatten befinden sich jeweils unsere Transceiverchips und die Antennen, die in Frankfurt entwickelt wurden. Der 2x2-Demonstrator ist in Abbildung 5 gezeigt. Zwei der Chips sind als Sender und zwei als Empfänger konfiguriert. Die Chips sind auf dem Board in Hohlräume, sogenannte Cavities, eingelassen, um die parasitäre Induktivität der Bonddrähte zu reduzieren. Über einen Leistungsteiler und längenangepasste koplanare Wellenleiter wird das Lokaloszillatorsignal (LO-Signal) phasengleich an die vier Chips verteilt.

Bei einem FMCW-Radarsystem handelt es sich bei dem LO-Signal um Frequenzrampen. Diese müssen mittels einer Phasenregelschleife (PLL) und einem spannungsgesteuerten Oszillator (VCO) erzeugt werden. Auch die dafür benötigten Leiterplatten wurden vom Institut für CMOS-Design entworfen und sind in Abbildung 6 gezeigt. Diese Sub-Komponente besteht insgesamt aus zwei Leiterplatten. Die erste erzeugt Frequenzrampen von 6 – 14 GHz und die zweite verdoppelt diese, sodass insgesamt Frequenzrampen mit einer Bandbreite von 12 – 28 GHz generiert werden können. Die Konfiguration der benötigten Registerwerte der PLL kann über die Software TICS Pro von Texas Instruments erfolgen. Ein von uns entwickeltes Python-Skript überträgt die Registerwerte dann mittels eines USB-SPI-Converters an die PLL.

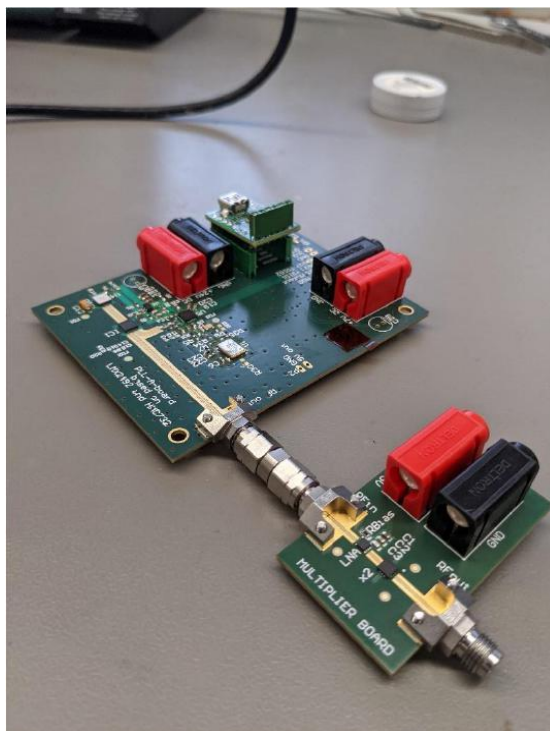
Es wurde auch ein Board zur Untersuchung der EIT-Funktionalität für die RWTH Aachen entworfen. Dieses ist in Abbildung 7 gezeigt. Auf diesem Board befinden sich 16 Transceiverchips, die in einem Ring angeordnet sind. Diese Anordnung wurde gewählt, da diese für die EIT-Algorithmen am einfachsten auszuwerten ist.

Nach der Verifikation der prinzipiellen Funktionsfähigkeit wurden die Demonstratoren an die jeweiligen Projektpartner übergeben.

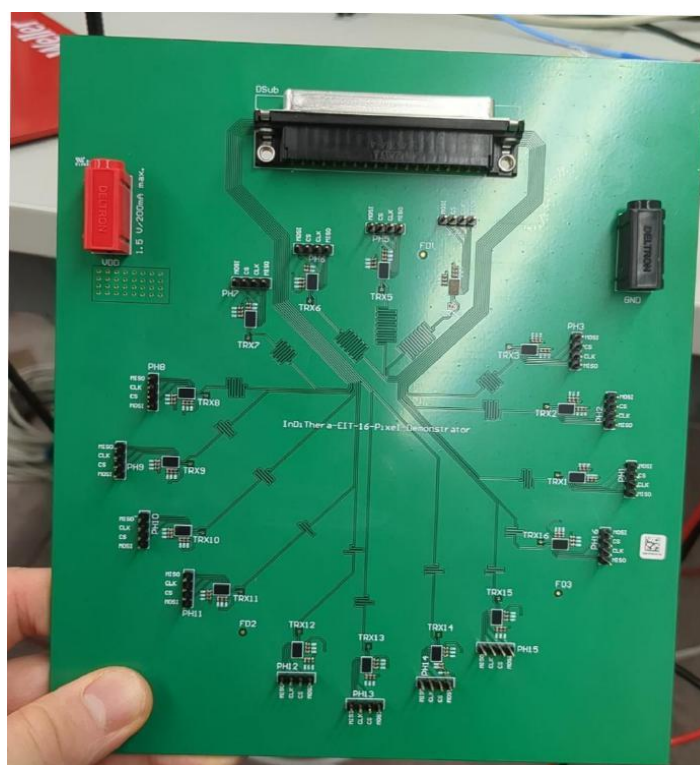


*Abbildung 5: 2x2-Demonstrator*





**Abbildung 6: Entwickelte Leiterplatten zur Erzeugung der benötigten Frequenzrampen**



**Abbildung 7: Evaluationsboard zur Untersuchung der EIT-Funktionalität**

# InDiThera

Schlussbericht des Teilvorhabens des Partners Infineon Technologies AG

## **„Innovative mmW-Systeme für bildgebende Diagnostik“**

im Rahmen des Verbundvorhabens

**„Integration bildgeführter Brustkrebsdiagnostik mit minimalinvasiver  
Lasertherapie“**

Förderkennzeichen:	13GW0361C
Laufzeit des Vorhabens:	01.11.2019 – 31.05.2023
Erstellungsdatum:	30.11.2023
Berichtsersteller:	Vadim Issakov, Tanja Seiderer
Berichtsersteller Firma:	 Infineon Technologies AG
Revision:	1.0

Projekt gefördert vom



Bundesministerium  
für Bildung  
und Forschung

Die Verantwortung für den Inhalt dieser Veröffentlichung liegt bei den Autoren.

## Inhalt

<b>I.</b>	<b>Detaillierter Bericht.....</b>	<b>3</b>
I.1	Projektergebnisse.....	3
I.1.1	Transceiver .....	3
I.1.2	Generierung von Frequenzrampen.....	9
I.1.3	3D-EM-Simulation - Neue Möglichkeit zur Systemevaluation eines FMCW-Radarsystems zur Brustkrebserkennung.....	13
I.1.4	Untersuchung des Einflusses von Phasenrauschen auf die Performance des FMCW-Radarsystems .....	15
I.1.5	1x1 Demonstrator .....	18
I.1.6	2x2-Demonstrator.....	20
I.1.7	EIT-Demonstrator.....	21
I.2	Zahlenmäßiger Nachweis .....	23
I.3	Notwendigkeit und Angemessenheit der geleisteten Arbeit.....	23
I.4	Voraussichtlicher Nutzen und Verwertbarkeit .....	24
I.5	Bekannt gewordene Fortschritte auf dem Gebiet des Vorhabens.....	25
I.6	Veröffentlichungen des Zuwendungsempfängers .....	26
I.7	Anhang .....	27
I.7.1	Abbildungen .....	27

## I. Detaillierter Bericht

### I.1 Projektergebnisse

#### I.1.1 Transceiver

Im Rahmen dieses Projektes sollte von unserer Seite aus ein breitbandiger Radartransceiver mit einer Bandbreite von 18 - 26 GHz entworfen werden. Konventionelle Radartransceiver in diesem Frequenzbereich weisen eine Bandbreite von 250 MHz auf, damit sie in dem ISM-Band von 24 – 24,25 GHz genutzt werden können. Bei einem FMCW-Radarsystem hängt die räumliche Auflösung  $\Delta R$  von der Bandbreite  $B$  ab. Gemäß der Formel  $\Delta R = \frac{c}{2 \cdot B}$  ist die Auflösung umso besser, je größer die Bandbreite ist. Eine Bandbreite von 250 MHz entspricht in Brustgewebe bei 20 GHz einer Auflösung von 24 cm, was für diese Anwendung nicht ausreichend ist. Mit 8 GHz Bandbreite wird eine Auflösung von 7,5 mm erreicht.

Zum Projektende liegt der von uns entwickelte Transceiver in zwei Varianten, INDTRX-B11 und INDTRX-C11, vor. In **Fehler! Verweisquelle konnte nicht gefunden werden.** ist das Blockschaltbild des INDTRX-C11 zu sehen. Ein Chipfoto ist in Abbildung 2 gezeigt. Dadurch, dass INDTRX-B11 die Vorgängerversion des INDTRX-C11 ist, wird im Weiteren nur der INDTRX-C11 beschrieben.

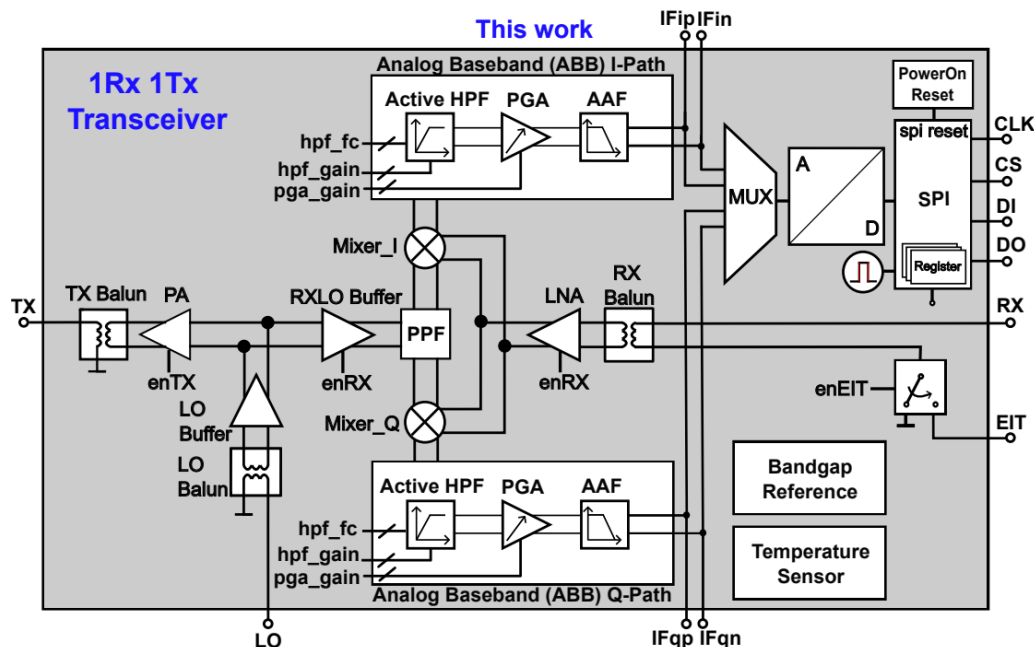


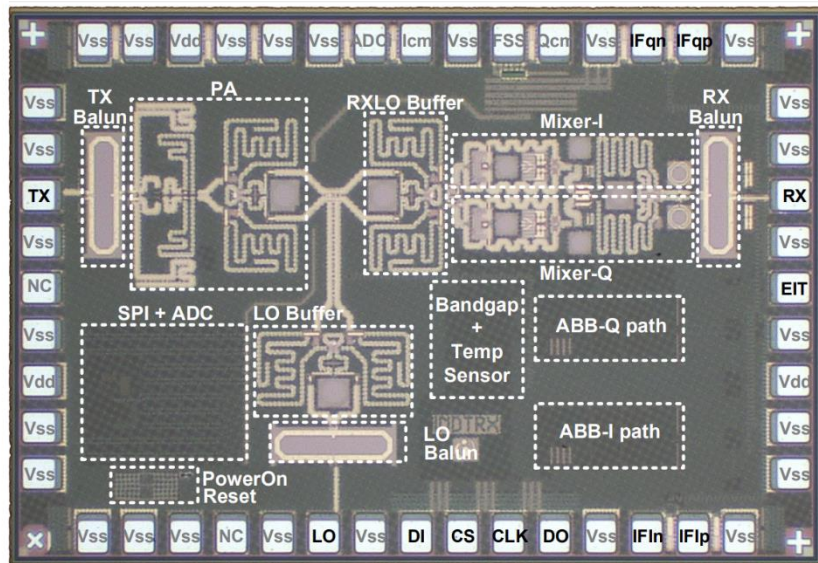
Abbildung 1: Blockschaltbild des entwickelten Transceiver-Chips INDTX-C11

Im Wesentlichen besteht der Transceiver aus einem Sendepfad und einem Empfangspfad. Eingangssignal ist das Lokaloszillatorsignal (LO). Dieses wird im Sendepfad mittels eines Leistungsverstärkers (PA) verstärkt und an die Sendeantenne weitergegeben. Kernstück des Empfangspfades bilden ein I-Q-Mischer und ein rauscharmer Vorverstärker (LNA). Der rauscharme Vorverstärker dominiert gemäß der Friis-Formel die Rauschzahl der gesamten Empfangskette.

In *Abbildung 3* ist die gemessene Ausgangsleistung des Transceivers in Abhängigkeit der Frequenz gezeigt. Es wird eine maximale Ausgangsleistung von 12,5 dBm erreicht. Die Übereinstimmung zwischen Simulation und Messung ist sehr gut.

Der Schaltplan des Leistungsverstärkers und des Mixers ist in *Abbildung 4* gezeigt. Bei dem Leistungsverstärker handelt es sich um eine Common-Base-Kaskoden-Topologie. Der Ausgang der Schaltung wird über die Transmission Lines TL3, TL4 und TL5 load-line-gematched. Aufgrund der geringen Versorgungsspannung von 1.5 V wurde anstelle einer Teilstromquelle der Widerstand R2 verwendet. Der Empfänger besteht aus einem Cascode LNA (in *Abbildung 4* nicht gezeigt), zwei hochlinearen Down-Conversion-Mischern, einem Polyphasenfilter und einem IF-Buffer (in *Abbildung*

4 nicht gezeigt). Die Schaltung basiert auf einer Gilbertzelle, die modifiziert wurde, um eine erhöhte Linearität zu erreichen. Die Voltage-Current-Umwandlung geschieht über ein passives Impedanztransformationsnetzwerk bestehend aus TL4, TL5 und L2. Nachteile hiervon sind der erhöhte Flächenbedarf und eine schlechtere LO-RF-Isolation. Die Arbeitspunkteinstellung der Transistoren Q1-Q4 geschieht über das Verhältnis der Widerstände R3-R7.



**Abbildung 2: Foto des entwickelten Transceiverchips INDRX-C11 (2150  $\mu\text{m}$  x 1448  $\mu\text{m}$ )**

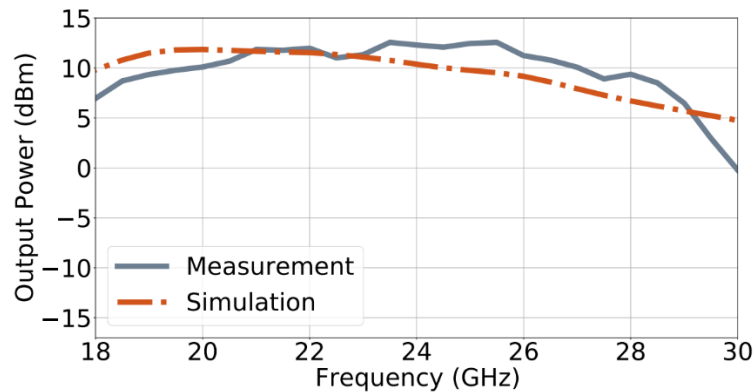
Weiterhin verfügt der Chip über eine digitale Schnittstelle (SPI-Interface), ein analoges Basisband und einen Analog-Digital-Wandler. Das analoge Basisband besteht aus einem aktiven Hochpassfilter mit einstellbarem Gain, einem Programmable Gain Amplifier (PGA) und einem Tiefpassfilter, der als Anti-Aliasing-Filter für den ADC fungiert. In *Abbildung 6* ist das Blockschaltbild des analogen Basisbandes gezeigt. Hierbei handelt es sich um eine voll differentiellen zweistufigen Miller-Compensated-Amplifier. Die erste Stufe ist eine Folded-Cascode und die zweite Stufe ist Class A-B, die von einer translinearen Loop gesteuert wird.

Die Besonderheit des analogen Basisbandes ist seine enorme Flexibilität. Der Frequenzgang des Basisbandes kann über das SPI-Interface in 65 verschiedenen Einstellungen variiert werden. Die Grenzfrequenz des aktiven Hochpassfilters kann zu 20, 50, 80 oder 100 kHz gewählt werden. Der Gain des Filters kann zu 18 oder 30 dB gewählt werden. Bei dem programmable Gain Amplifier kann der Gain in 8 Stufen zwischen 0 und 30 dB eingestellt werden. Zudem besteht die Möglichkeit, das Basisband komplett zu überbrücken (Bypass). In *Abbildung 8* ist der IF-Frequenzgang des analogen Basisbandes dargestellt. Hierbei ist gut die Bandpasscharakteristik des gesamten Basisbandes ersichtlich. In *Abbildung 9* ist die Variation des Conversion-Gains je nach Einstellung des Basisbandes dargestellt. Insgesamt lässt sich ein Conversion-Gain-Intervall von 15-75 dB mit einem Dynamikbereich von 60 dB erreichen. Diese Flexibilität ist notwendig, da die Permittivität von Brustgewebe starken statistischen Schwankungen unterliegt. Dies ist beispielhaft in *Abbildung 5* gezeigt. Die möglichen Unterschiede in der Permittivität beeinflussen auch die Amplitude und Frequenz des IF-Signals. Über das verstellbare analoge Basisband ist sichergestellt, dass das IF-Signal auch bei Abweichungen der Permittivität des Phantoms von der Zielpermittivität so weit verstärkt werden kann, dass es vom ADC detektiert werden kann.

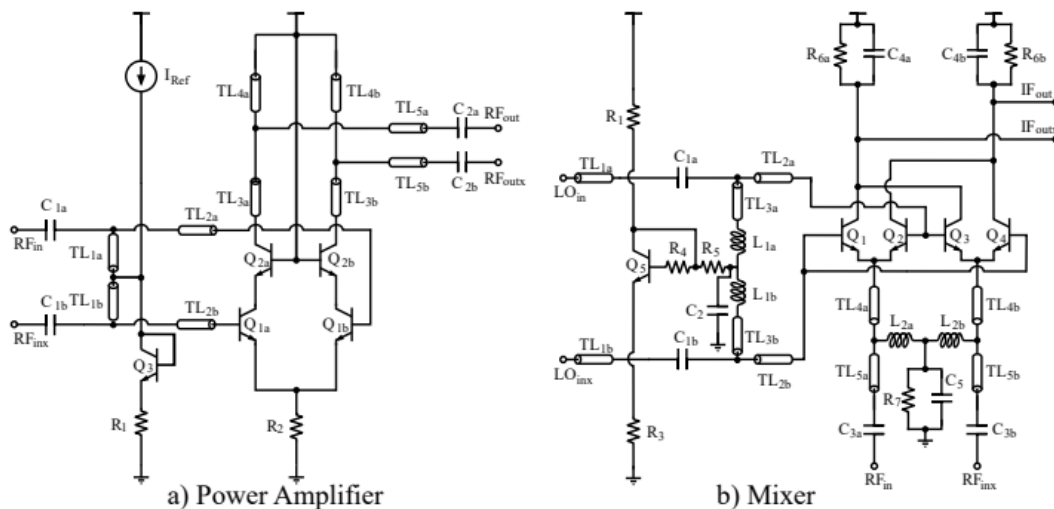
Über das SPI-Interface kann der Chip als Sender bzw. Empfänger konfiguriert werden. Zudem erfolgt die Konfiguration des Basisbandes hierüber. Für eine anwenderfreundliche Bedienung wurde für diesen Chip eine grafische Oberfläche entwickelt. Diese ist in *Abbildung 10* gezeigt. Weiterhin erfolgt die Auslese der Daten des Analog-Digital-Wandlers über das SPI-Interface. Dabei handelt es sich um einen 8-Bit-SAR-ADC mit einem Referenzbuffer, einer Bandgapreferenz und einem Clock Generator. In *Abbildung 11* ist die gemessene Rauschzahl des Empfängers gezeigt. Die minimal erreichte Rauschzahl liegt bei 6,7 dB.

In *Abbildung 12* ist die Zusammenfassung der Performanz des Transceivers und der Vergleich mit ähnlichen Arbeiten gezeigt. Der von uns entwickelte Transceiver weist definitiv den höchsten Integrationsgrad bei der gleichzeitig größten Bandbreite auf.

Aufgrund der zahlreichen Pins konnte dieser Chip nicht direkt mit einer Probestation gemessen werden. Stattdessen wurde das in *Abbildung 13* gezeigte Evaluationsboard entwickelt. Der Chip wurde auf dieser Leiterplatte gebondet. Auf der Leiterplatte wurde der Chip in einem Hohlraum (Cavity) platziert, um die Bonddrähte zu verkürzen und die parasitäre Induktivität zu reduzieren. In *Abbildung 14* sind die entsprechenden Blockschaltbilder zur Vermessung des Transceivers gezeigt. Bei allen gezeigten Messergebnissen wurden die Verluste durch Koaxialkabel und Bonddrähte herausgerechnet.



**Abbildung 3: Gemessene Ausgangsleistung in Abhängigkeit der Frequenz**



**Abbildung 4: Schaltplan des Leistungsverstärkers und des Mixers**



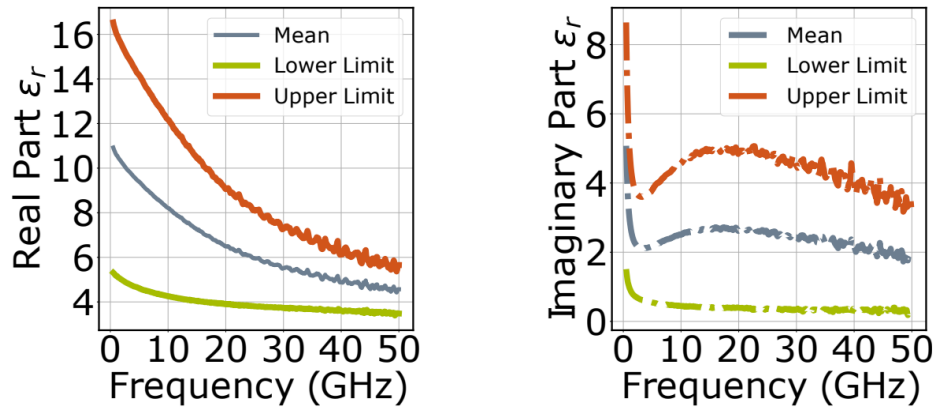


Abbildung 5: Verlauf der Permittivität von Brustgewebe in Abhängigkeit der Frequenz

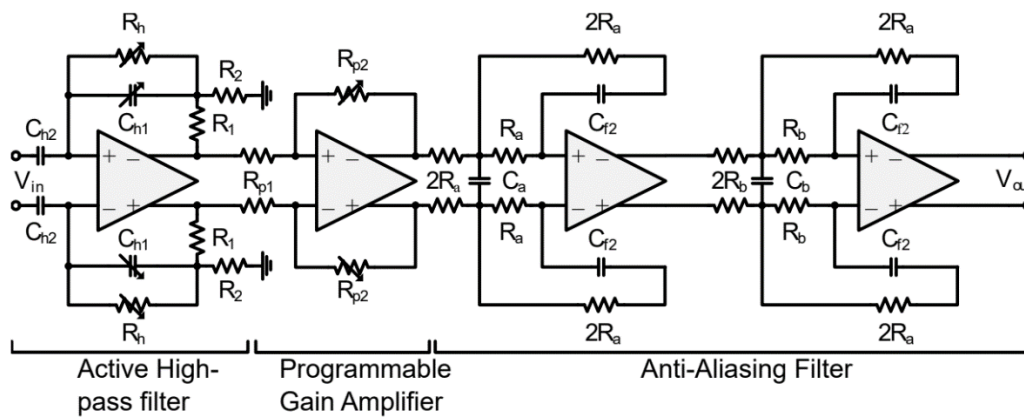


Abbildung 6: Blockdiagramm des analogen Basisbandes

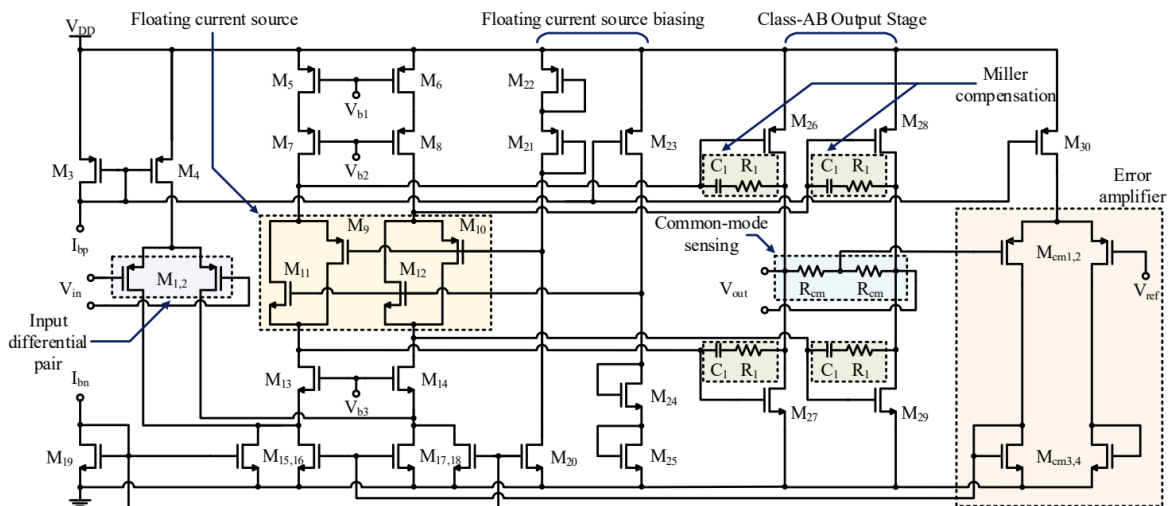


Abbildung 7: Im analogen Basisband verwendeter Operationsverstärker

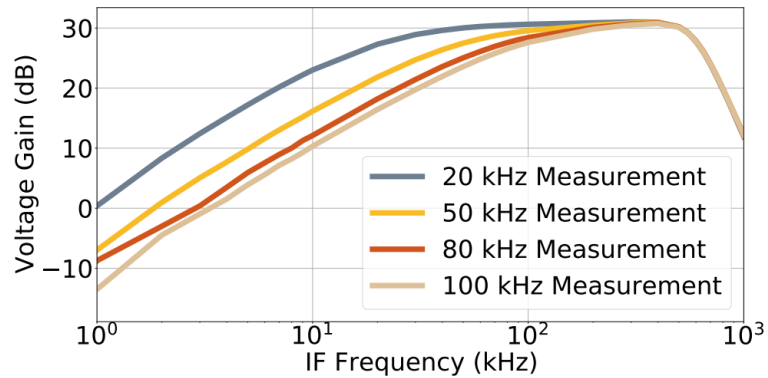


Abbildung 8: Frequenzgang des analogen Basisbandes.

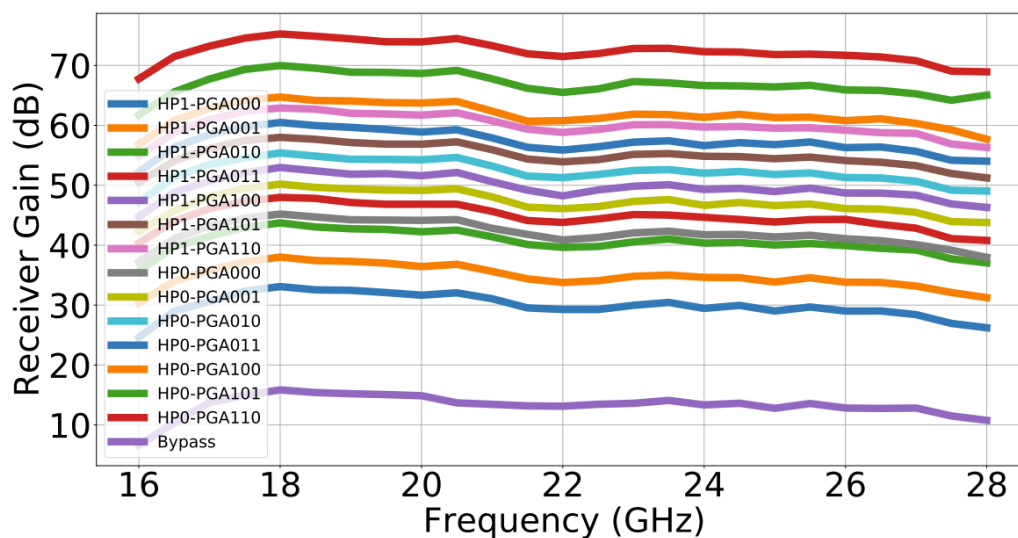


Abbildung 9: Conversion Gain des Empfängers in Abhängigkeit der Frequenz für eine IF-Frequenz von 400 kHz

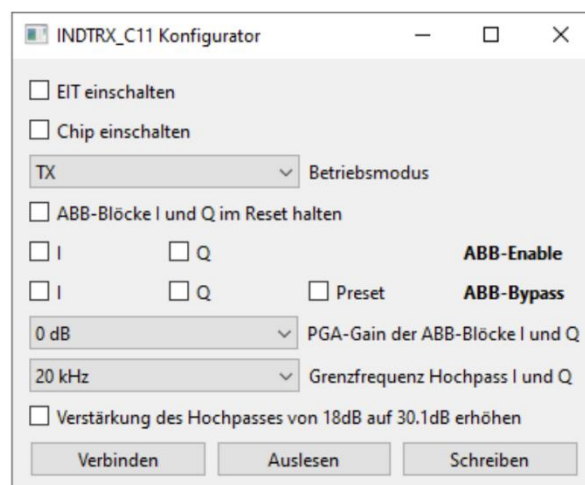


Abbildung 10: Grafische Oberfläche zur Bedienung des INDTRX-C11

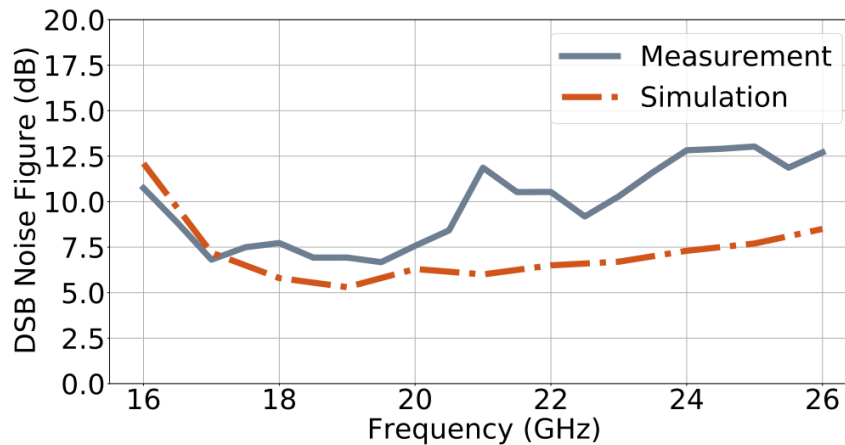


Abbildung 11: Gemessene Rauschzahl des Empfängers

Parameter	This Work	[6]	[7]	[8]
Node (nm)	130 SiGe	130 SiGe	130 SiGe	55 CMOS
Freq (GHz)	18-26	19.8-26.3	24-24.25	24-24.25
TXout (dBm)	12.5	5	5	11
RX Gain (dB)	15 - 75	25	57 - 87	30 - 80
ABB integ.	yes	-	yes	yes
IF ADC integ.	8-bit, 16ch	-	-	-
DSB NF (dB)	6.7	3.5 <sup>1</sup>	8 <sup>2</sup>	-
IP1dB (dBm)	-14	-14	-18	-
Size (mm <sup>2</sup> )	3.11	2.58	12.96 <sup>3</sup>	7.84
Power (mW)	112.5 <sup>4</sup>	45	250 <sup>5</sup>	650 <sup>6</sup>
V <sub>dc</sub>	1.5	1.5	1.5	2.5

<sup>1</sup> Rx without ABB. <sup>2</sup> SSB NF (dB) <sup>3</sup> eWLB Package. <sup>4</sup> Power when all on. In the intended use case either RX or TX is on. <sup>5</sup> 2TX2RX. <sup>6</sup> 1TX2RX.

Abbildung 12: Zusammenfassung und Vergleich mit State-of-the-Art

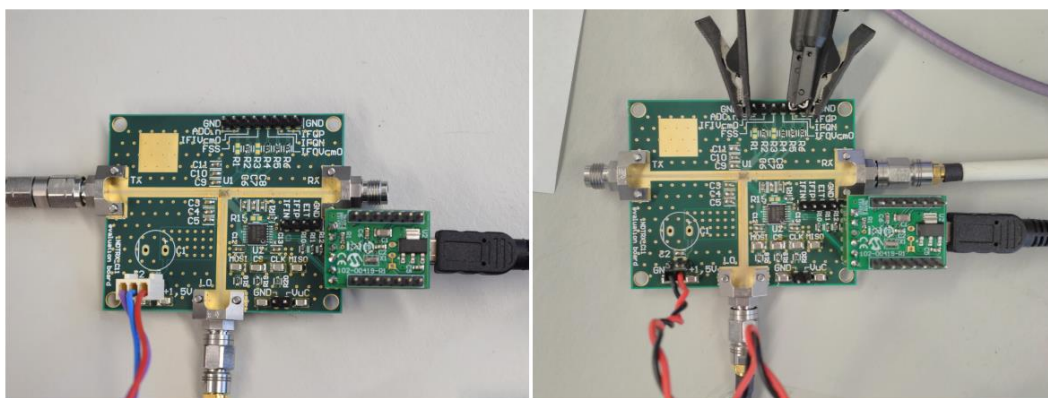


Abbildung 13: Evaluationsboard zur Vermessung des INDTRX-C11

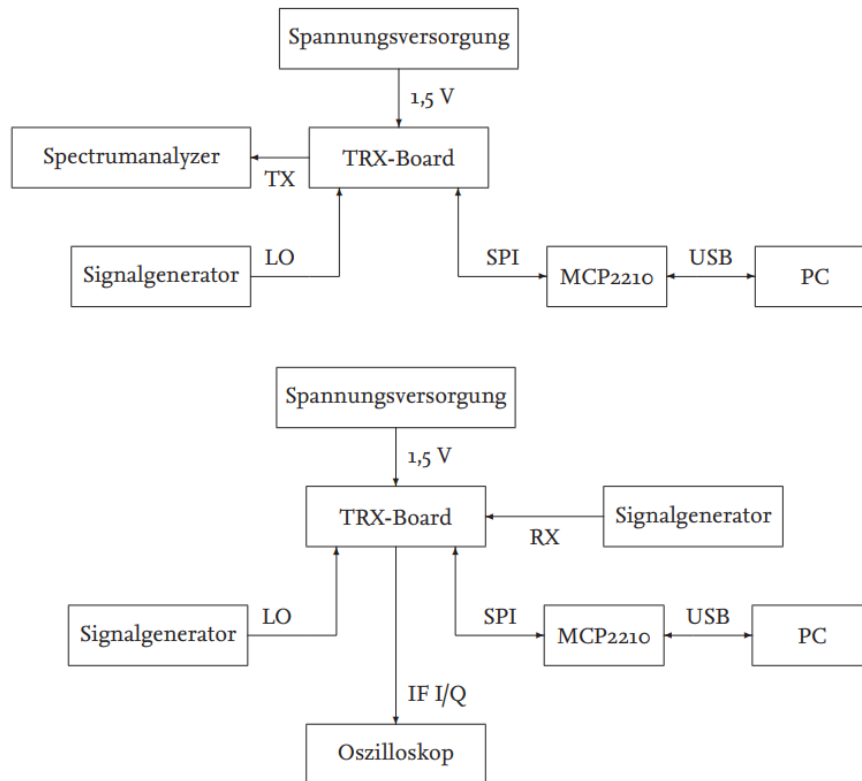


Abbildung 14: Blockschaltbild zur Vermessung des Transceiver-Chips

### I.1.2 Generierung von Frequenzrampen

Bei dem LO-Signal handelt es sich bei einem FMCW-Radarsystem um Frequenzrampen. Diese werden mittels eines spannungsgesteuerten Oszillators (VCO) und einer Phasenregelschleife (PLL) erzeugt. Der prinzipielle Aufbau ist in Abbildung 15 gezeigt. Für die PLL wurde der PLL-Chip LMX2492 der Firma Texas Instruments verwendet. Dadurch, dass es eine Verzögerung bei der Produktion der EWLB-Chips gab, wurde ein kommerziell erhältlicher VCO genutzt.

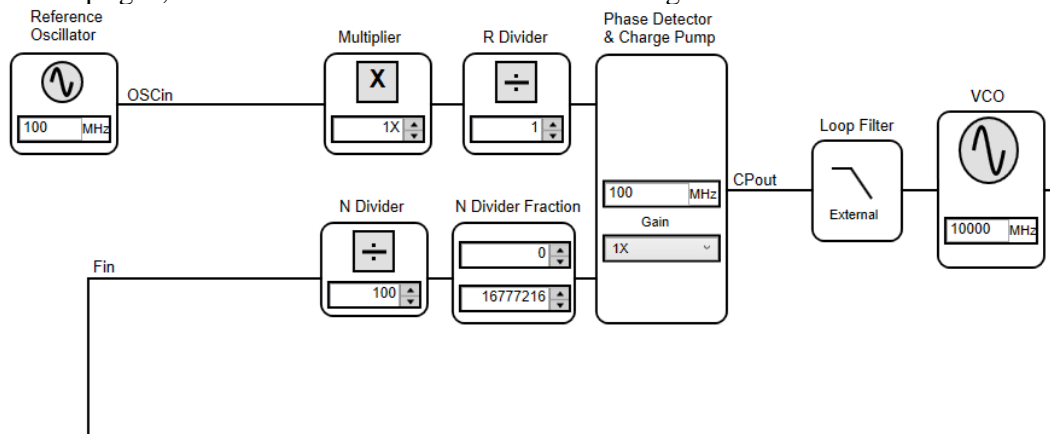


Abbildung 15: Prinzipieller Aufbau einer Phasenregelschleife (Screenshot von TICS Pro)

Die Wahl fiel auf den HMC732 von Analog Devices, der eine Bandbreite von 6 – 14 GHz bietet. Um die erforderlichen Frequenzrampen von 18-26 GHz zu generieren, wurde zudem eine Leiterplatte entwickelt, die die generierten Frequenzen um den Faktor 2 multipliziert. Abbildung 16 zeigt die PLL-Leiterplatte. Auf dem Board befinden sich neben dem VCO und dem PLL-Chip ein Leistungsteiler zur

Rückkopplung auf die PLL, ein Schwingquarz als Referenz für die PLL und ein Schleifenfilter. Dadurch, dass die benötigte Tuningspannung des VCOs die Versorgungsspannung der PLL überstieg, musste ein aktiver Schleifenfilter mittels eines OPAMPs implementiert werden. Der Schwingquarz hat eine isolierte Massefläche, welche über einen Punkt mit der restlichen Masse verbunden ist. Er liegt direkt neben der Zuführung der Versorgungsspannung. Dies verhindert den Rückfluss von Strömen anderer Schaltungsteile in diesem Bereich und die sich bildende Leiterschleife spannt eine möglichst geringe Fläche auf, um Induktion durch Störfelder zu minimieren. Bei dem Schwingquarz handelt es sich um einen 100 MHz-Quarzoszillator, der die Referenzfrequenz von 100 MHz bereitstellt. Anstelle eines reinen sinusförmigen Signals liefert der Quarzoszillator ein steilflankiges Signal mit Logikpegeln, da in der PLL eine bestimmte Mindest-Slewrates einzuhalten ist. Durch einen in der PLL zuschaltbaren Frequenzverdoppler kann die maximal zulässige Referenzfrequenz von 200 MHz erreicht werden. Die Rückkopplung zum PLL-Chip erfolgt mit einem T-Glied aus HF-Widerständen zur Korrektur einer eventuellen Fehlanpassung. Im Signalpfad befinden sich zweimal  $18\ \Omega$  und zwischen dem Signal und GND sind  $71\ \Omega$  bestückt, sodass sich vor dem Anpassungsnetzwerk ein Wellenwiderstand ergibt, der möglichst nahe an  $50\ \Omega$  reichen soll.

Zudem sind auf dem Board mehrere LDOs vorhanden, um die Anzahl der benötigten Kanäle des Labornetzgerätes zu reduzieren.

In Abbildung 17 sind verschiedene Ausgangssignale des PLL-Boards grafisch überlagert dargestellt. Die Konfiguration der PLL erfolgt über die Software TICS Pro von Texas Instruments. Dieses Programm liefert eine .hex-Datei mit den entsprechenden Registerwerten.

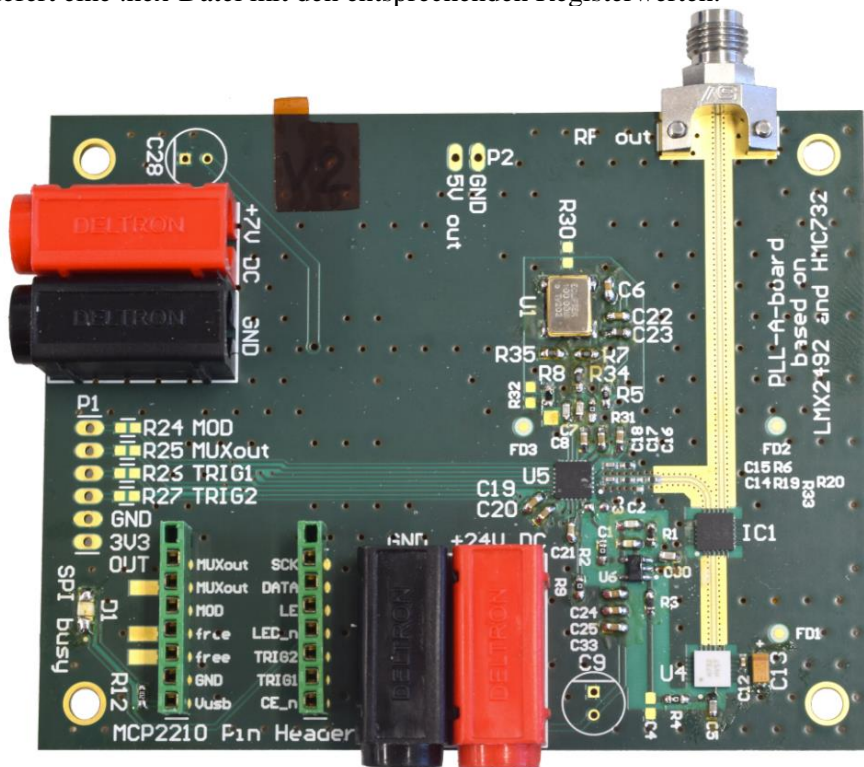
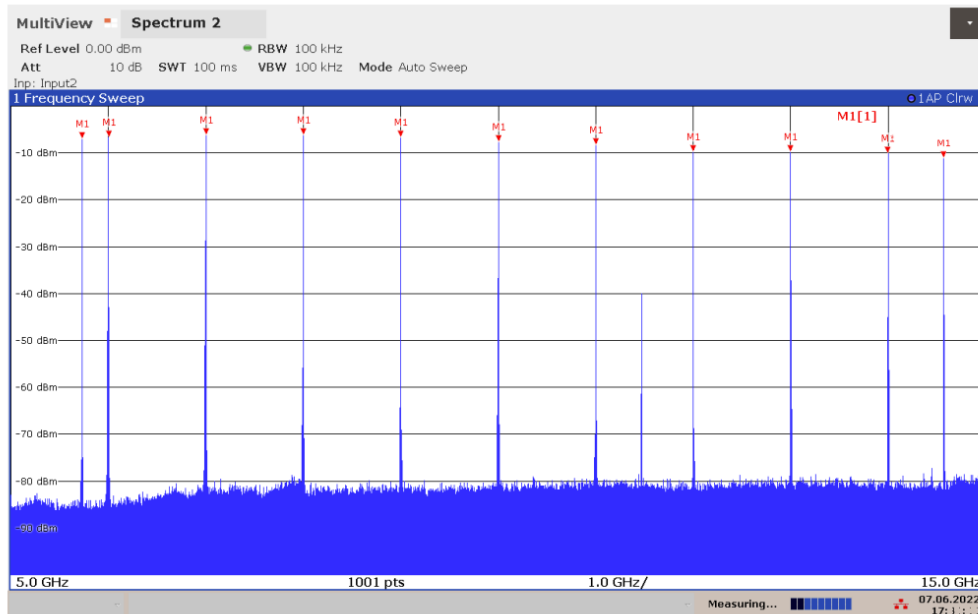


Abbildung 16: Foto der PLL-Leiterplatte



**Abbildung 17: Aufgenommene Ausgangssignale des PLL-Boards grafisch überlagert**

Über ein von uns entwickeltes Pythonskript werden diese Registerwerte an den PLL-Chip übermittelt. Abbildung 18 zeigt das Menü zur Konfiguration der Frequenzrampen von TICS Pro. Um die Frequenzen zu verdoppelt wurde ein Frequenzmultiplizierer der Firma Mini-Circuits verwendet. Dieser Chip braucht eine gewisse HF-Leistung, um ordnungsgemäß zu funktionieren. Aus diesem Grund befindet sich auf dem Multiplier-Board neben dem Multiplizierer ein verstellbarer Leistungsverstärker. Über die Versorgungsspannung kann die Leistung des Eingangssignals für den Multiplizierer verstellt werden. Die Kombination der beiden Leiterplatten ist in Abbildung 19 gezeigt.

**From PLL Tab** VCO Start (MHz) 14000 Phase Detector (MHz) 100 Accumulator Start 2348810240  
Ensure that the PLL denominator is set to a value of 16777216 on the PLL tab as it is forced to this in ramping mode.

**Limits and Comparators**

VCO Output Limit  
High 14000 MHz  
Low 5500 MHz

Valid in Ramp 0 1 2 3 4 5 6 7

CMP0 6000 MHz  
CMP1 11000 MHz

Register Programming

Sign	Decimal Value	2's Complement
High 0	0	0
Low 1	1426063360	7163871232

Sign Decimal Value 2's Complement  
CMP0 1 1342177280 7247757312  
CMP1 1 503316480 8086618112

**Ramps** Ramp Enable ☒

Ramp Number	Actual Start Frequency (MHz)	Desired End Frequency (MHz)	Duration (us)	Next Ramp	Start next ramp after	RST	FL	Flags	Actual End Frequency (MHz)	Length	Increment (dec)
0	6000	14000	100	1	TOC Timeout			Flag0	14000.0162124	10000	134218
1	14000.0162124	6000	100	2	TOC Timeout			Disabled	6000	10000	-134218
2	-1	12000	100	3	TOC Timeout			Disabled	-1	10000	0
3	-1	10000	100	4	TOC Timeout			Disabled	-1	10000	-33554
4	-1	10500	100	5	TOC Timeout			Disabled	-1	10000	10000
5	-1	10500	100	6	TOC Timeout			Disabled	-1	10000	10000
6	-1	10500	100	7	TOC Timeout			Disabled	-1	10000	10000
7	-1	10500	100		TOC Timeout			Disabled	-1	10000	10000

Ramp Count 0 Ramp Auto ☐ RAMP\_AUTO Ramp In Source Ramp Transition

Trigger Source A Disabled  
Trigger Source B Disabled  
Trigger Source C Disabled

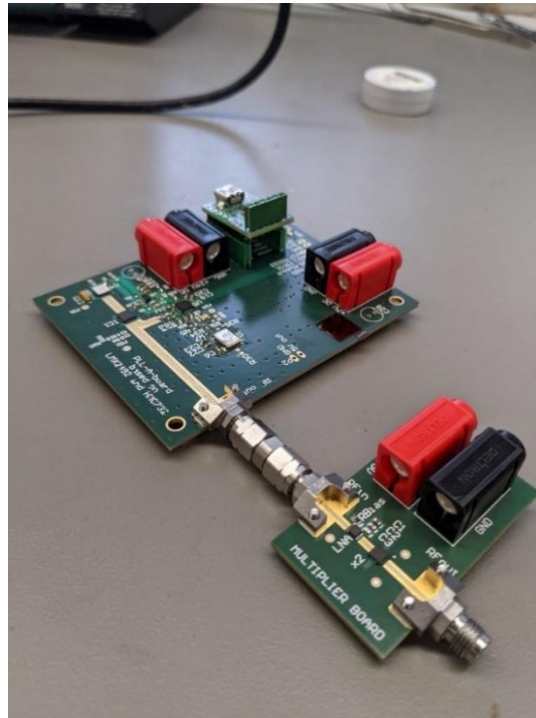
FSK Trigger Disabled  
FSK Deviation 0  
Phase Mod. En ☐ RAMP\_PM\_EN

Increment (2's complement)

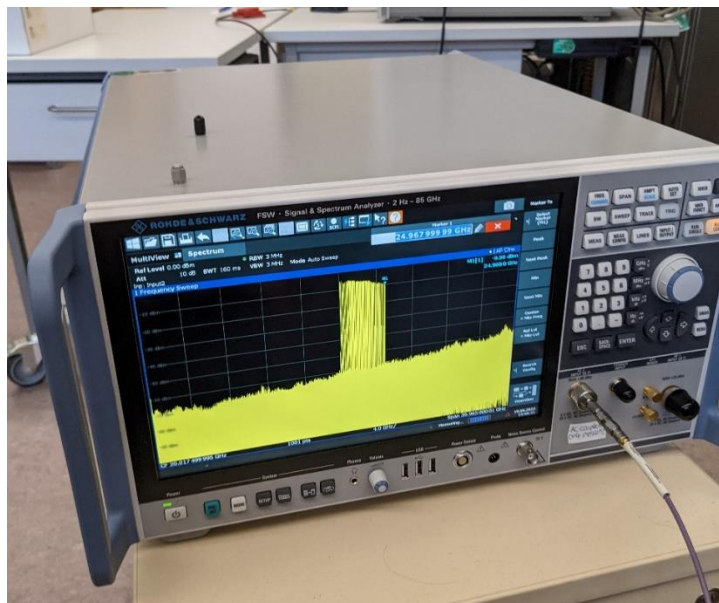
	0	1	2	3
0	134218			
1	1073607606	5	0	
2	0	6	0	
3	1073708270	7	0	

**Abbildung 18: Konfiguration der Rampen mit TICS Pro**





**Abbildung 19: Kombination von PLL- und Multiplier-Board**

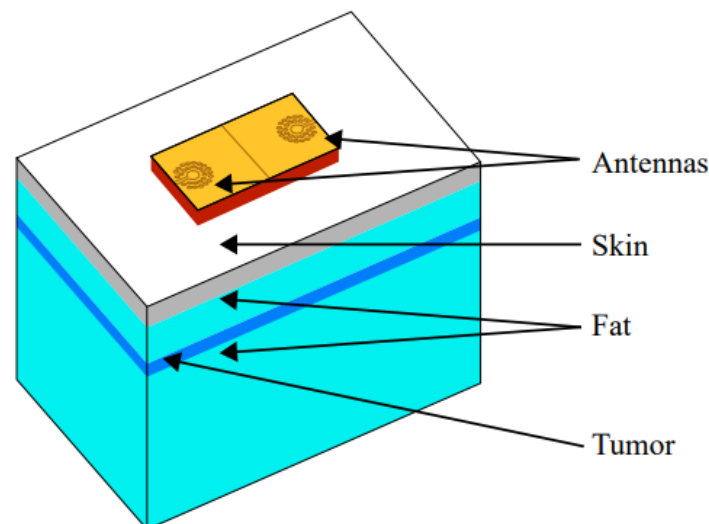


**Abbildung 20: Vermessung von Transceiver (INDTRX) mit PLL- und Multiplier-Board am Eingang mit einem Spektrumanalyzer**

In Abbildung 20 ist das aufgenommene Spektrum gezeigt, wenn der Transceiver mit der Kombination aus PLL- und Multiplier-Board am Eingang betrieben wird. Hierbei ist gut die Frequenzrampe erkennbar. Mit der PLL sind Rampendauern von bis zu 10  $\mu$ s möglich.

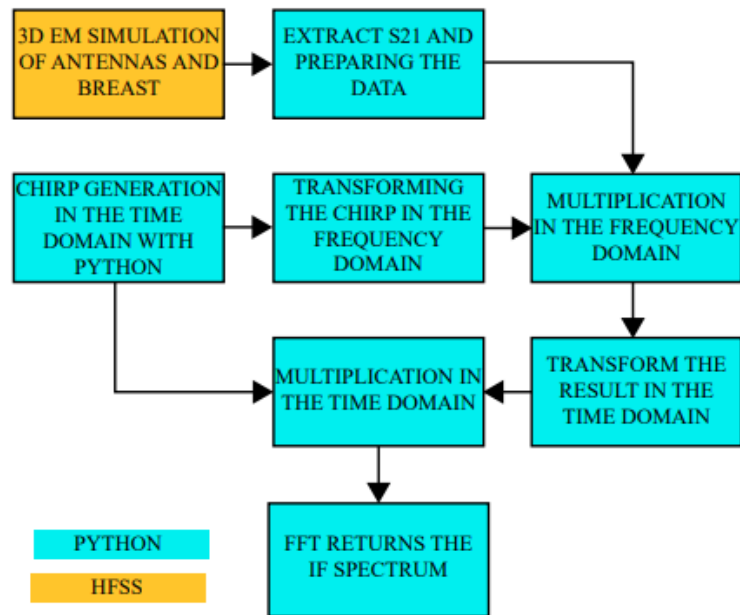
### I.1.3 3D-EM-Simulation - Neue Möglichkeit zur Systemevaluation eines FMCW-Radarsystems zur Brustkrebserkennung

Der Unterschied zwischen konventionellen Radaranwendungen wie Automotive Radar oder Gestenerkennung und Radarsystemen zur Brustkrebsdetektion ist das Medium, in dem sich die elektromagnetischen Wellen ausbreiten. Normalerweise breiten sich die Wellen in Luft aus, wohingegen sie in diesem Szenario zwangsläufig in Brustgewebe propagieren müssen. Weiterhin kommt erschwerend hinzu, dass in diesem Projekt die Antennen direkt auf der Brust aufliegen, was bedeutet, dass sich ein Teil der relevanten Entfernungen im reaktiven Nahfeld befindet. Konventionelle Methoden wie die Radargleichung gehen davon aus, dass sich die Antennen im Fernfeld befinden. Um zu untersuchen, ob das System prinzipiell überhaupt funktionieren kann, wurde ein neuer Ansatz zur Systemsimulation entwickelt. Hierbei wird ausgenutzt, dass das gesamte System räumlich gesehen relativ klein ist, was es ermöglicht, die Wechselwirkung zwischen den Antennen und dem Tumor mit einer einzigen dreidimensionalen elektromagnetischen Feldsimulation zu simulieren. Ein beispielhafter Simulationsaufbau ist in *Abbildung 21: Aufbau der Simulation in HFSS* Abbildung 21 gezeigt. Hierbei werden zwei Antennen (Sender und Empfänger), eine Hautschicht, zwei Fettschichten und eine Tumorschicht simuliert. Bei den Antennen handelt es sich um die Antennen, die von der Universität Frankfurt entwickelt wurden.



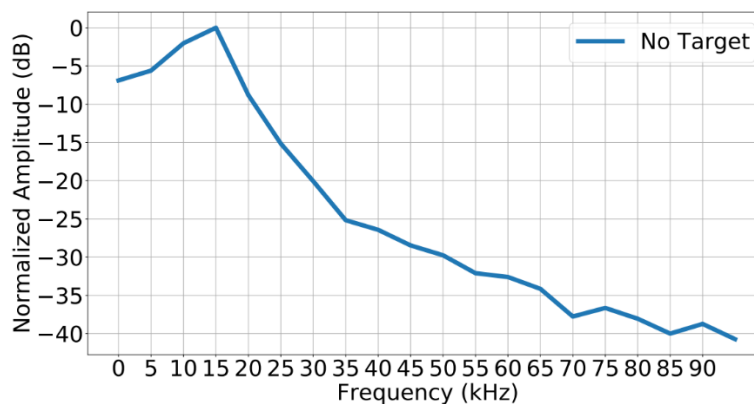
**Abbildung 21: Aufbau der Simulation in HFSS**

Dadurch dass es sich um ein lineares System handelt, kann der Transmissionskoeffizient zwischen den Antennen  $S_{21}$  als Frequenzgang des Systems interpretiert werden. Im Zusammenspiel mit von uns in Python entwickelter Software kann so ein komplettes FMCW-Radarsystem simuliert werden. Der Ablauf der kompletten Systemsimulation ist in Abbildung 22 gezeigt. Die Durchführung einer solchen Simulation ist für konventionelle Radaranwendungen unmöglich, da das entsprechende Simulationsvolumen viel zu groß wäre.



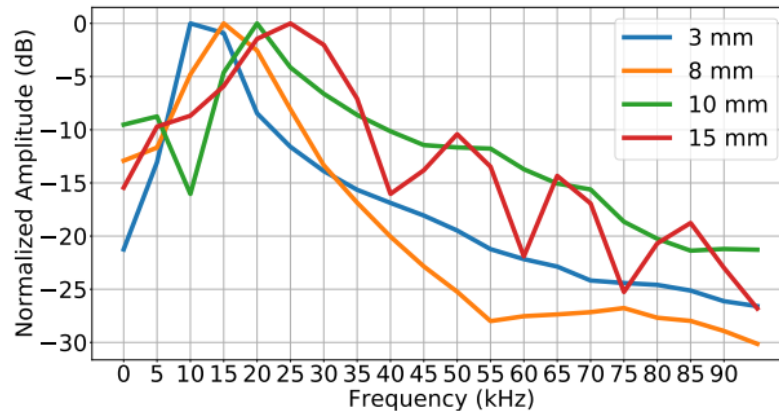
**Abbildung 22: Ablauf der kompletten Systemsimulation**

Die Generierung der Frequenzrampe (Chirp) erfolgt mittels vorhandener Bibliotheken in Python. Die Multiplikation im Frequenzbereich entspricht der Faltung im Zeitbereich und liefert so die Antwort des Systems. Durch eine Multiplikation dieser Antwort im Zeitbereich mit der ursprünglichen Frequenzrampe (entspricht dem Mischprozess) und einer anschließenden Tiefpassfilterung, ergibt sich das heruntergemischte IF-Signal.



**Abbildung 23: Beispielhaftes IF-Spektrum für den Fall, dass kein Ziel vorhanden ist**

Ein beispielhaftes IF-Spektrum ist in Abbildung 23 gezeigt. Auch wenn kein Ziel vorhanden ist, ist ein deutlicher Peak bei 15 kHz zu erkennen. Dieser entsteht durch die Überkopplung zwischen den Antennen und die Reflektion am Haut-Fett-Übergang. Es ist ersichtlich, dass dies die Auswertung erschwert. Aus diesen Gründen wird im Weiteren immer die Differenz zwischen dem IF-Signal mit Tumor und dem IF-Signal ohne Tumor betrachtet.

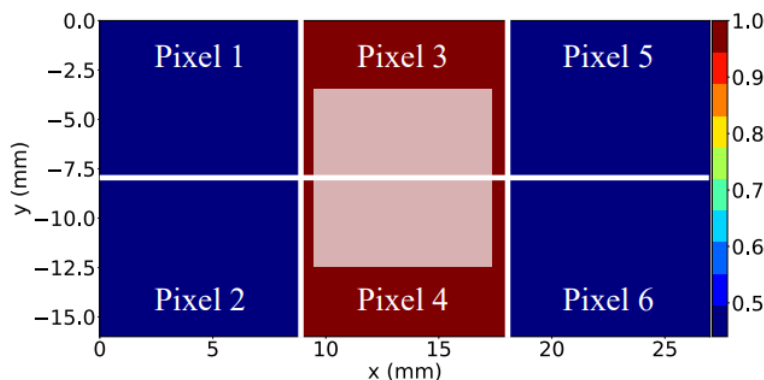


**Abbildung 24: IF-Spektrum für Tumore in verschiedenen Tiefen**

In Abbildung 24 sind damit erhaltene IF-Spektren für verschiedene Tumortiefen gezeigt. Es ist gut ersichtlich, dass das System in der Lage ist, Unterschiede von 5 mm aufzulösen. Diese Methode kann ebenfalls genutzt werden, um die Bildgebung zu testen. Dazu wurde ein Array von sechs Antennen simuliert. Um zu bestimmen, unter welchen Antennen sich der Tumor befindet, wurde die Intensität der einzelnen Pixel berechnet. Die entsprechende Formel lautet:

$$I(x) = \sum_{x \neq y} \sum_{t=1}^T |s_{IF,cal}(x, y, t)|$$

Hierbei beschreibt  $s_{IF,cal}(t)$  die vorhin dargestellte Differenzbildung des IF-Signals mit und ohne Tumor. Ein Beispiel für ein solches zweidimensionales Bild ist in Abbildung 25 gezeigt. Bei dem Tumor handelt es sich um die weiß schattierte Fläche. Es ist ersichtlich, dass die Position des Tumors korrekt rekonstruiert wird. Um ein dreidimensionales Bild zu erhalten, müsste nun über die IF-Frequenz die Tiefe des Tumors bestimmt werden.

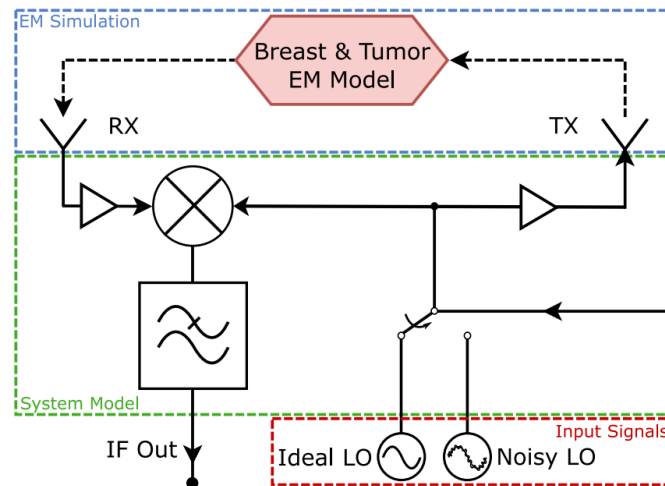


**Abbildung 25: Mit der Systemsimulation generiertes 2-D-Bild der Brust. Der Tumor ist die weiß schattierte Fläche.**

### I.1.4 Untersuchung des Einflusses von Phasenrauschen auf die Performance des FMCW-Radarsystems

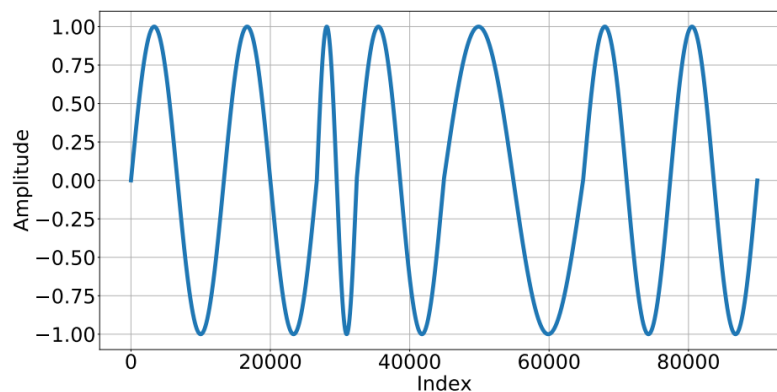
Die wichtigste Kenngröße für Radarsysteme ist das Signal-Rausch-Verhältnis (SNR). Dieses wird durch mehrere Faktoren wie die Sendeleistung oder die Rauschzahl des LNAs beeinflusst. Ein Aspekt, der oft vernachlässigt wird, ist das Phasenrauschen des Lokaloszillators. Für den Fall, dass für den Sender und Empfänger dasselbe LO-Signal verwendet wird, ist das Phasenrauschen korreliert und löscht sich durch den Mischprozess aus. Dieser Effekt wird als Range-Correlation-Effekt bezeichnet. Durch diesen wird festgelegt, inwieweit das maximal erreichbare SNR durch das Phasenrauschen des LO-Signals limitiert wird.

Der Grad der Auslöschung ist abhängig vom Abstand des Zieles. Wenn von einer Entfernung von 10 cm ausgegangen wird, ergeben die entsprechenden Gleichungen ein maximal erreichbares SNR von 86 dB in Fett bei 20 GHz, was mehr als ausreichend ist. Hierbei ist jedoch das Problem, dass in unserem Falle Frequenzrampen mit einer Bandbreite von bis zu 8 GHz verwendet werden sollen. Brustgewebe ist sehr dispersiv, die Dämpfung der elektromagnetischen Wellen ist stark von der Frequenz abhängig. In diesem Falle sind die Gleichungen für den Range-Correlation-Effekt nicht direkt anwendbar. Um zu untersuchen, ob das Phasenrauschen des LO-Signals wirklich nur einen vernachlässigbaren Einfluss auf das Gesamtsystem hat, kann erneut unsere Systemsimulation verwendet werden. Sie muss dafür nur leicht modifiziert werden. Dies ist in Abbildung 26 gezeigt. Die Simulation wird zunächst für ein ideales LO-Signal und anschließend für ein verrauschtes LO-Signal durchgeführt. Anschließend werden die Ergebnisse verglichen.



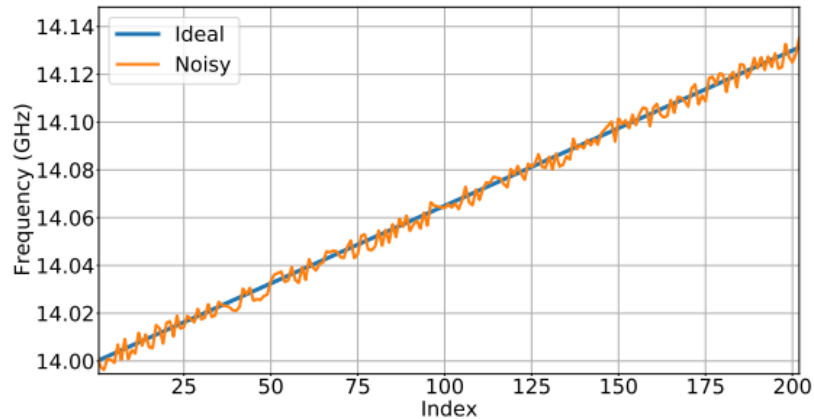
**Abbildung 26: Modifizierte Systemsimulation zur Beurteilung des Einflusses von LO-Phasenrauschen auf die Systemperformance**

Für unsere Simulation muss das LO-Signal im Zeitbereich vorliegen. Phasenrauschen wird jedoch ursprünglich über die Größe dBc angegeben. Auf ein gewöhnliches Ergebnis einer Phasenrauschmessung kann nicht einfach eine inverse Fourier-Transformation angewendet werden, um das Signal im Zeitbereich zu erhalten, da die Phaseninformation fehlt. Aus diesem Grund mussten wir uns einen neuen Ansatz überlegen. Die Idee hierbei ist, dass Phasenrauschen als ein statistisches Problem aufgefasst werden kann. Bei einem 20-GHz-Oszillator bedeutet Phasenrauschen beispielsweise, dass der Oszillator nicht die gesamte Zeit bei exakt 20 GHz schwingt. Mit einer gewissen Wahrscheinlichkeit schwingt er bei  $20\text{ GHz} + 10\text{ kHz}$  und mit einer geringeren Wahrscheinlichkeit bei  $20\text{ GHz} + 1\text{ MHz}$ . Dadurch lässt sich ein verrauschtes LO-Signal einer Frequenz dadurch modellieren, dass ein Satz möglicher Frequenzen mit unterschiedlichen Wahrscheinlichkeiten generiert wird. Die einzelnen Frequenzen werden dann aneinandergehängt. Das Prinzip ist in Abbildung 27 gezeigt.

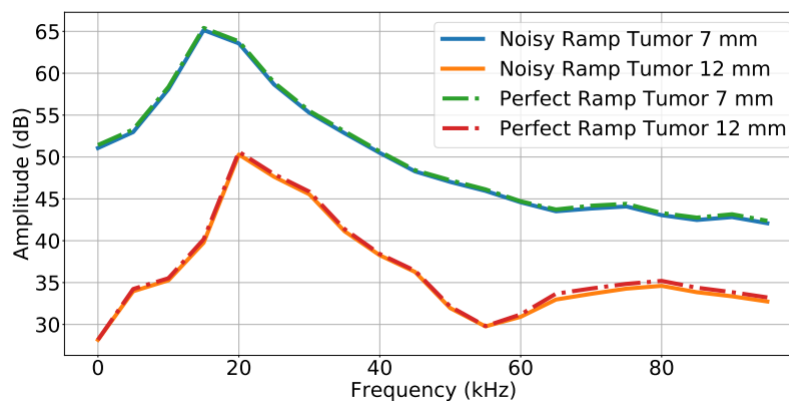


**Abbildung 27: Beispielhafte Modellierung von Phasenrauschen im Zeitbereich**

Ein ähnliches Prinzip kann nun auch angewendet werden, um eine verrauschte Frequenzrampe zu modellieren. Hierbei wurde zugelassen, dass die Frequenzrampe in jedem Schritt um bis zu  $\pm 5$  MHz in jedem Punkt von ihrem Sollwert abweichen darf. Die Wahrscheinlichkeit war für jede Abweichung gleich groß, was deutlich schlechter als ein realer Oszillator ist. Das Prinzip ist beispielhaft in Abbildung 28 gezeigt. Der Vergleich zwischen IF-Spektren für eine ideale und eine verrauschte Rampe ist in Abbildung 29 gezeigt. Die Position des Tumors kann über eine Frequenzinterpolation bestimmt werden. Der Unterschied zwischen der ermittelten Distanz für eine ideale und eine verrauschte Rampe beträgt weniger als  $10\text{ }\mu\text{m}$ , was als vernachlässigbar betrachtet werden kann.



**Abbildung 28: Modellierung einer verrauschten Frequenzrampe**

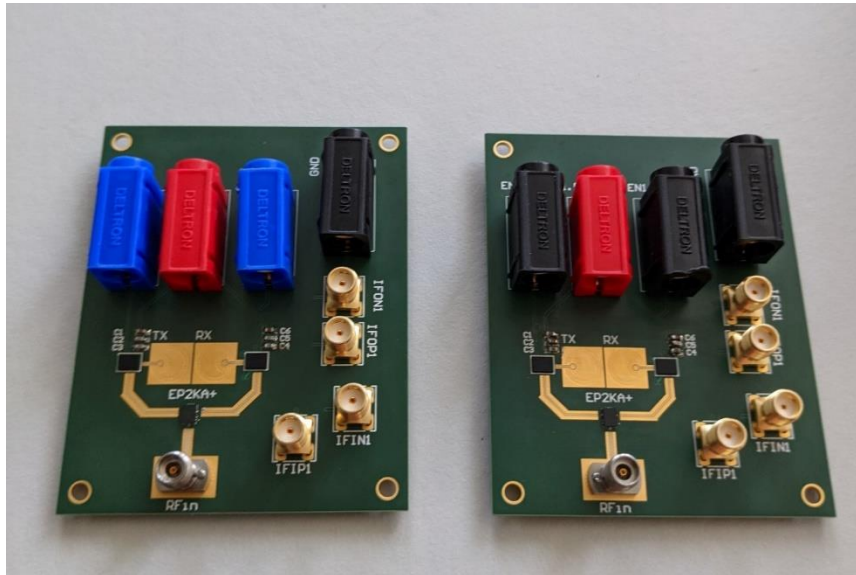


**Abbildung 29: Vergleich der berechneten IF-Spektren für den Fall einer idealen und einer verrauschten Rampe**



### I.1.5 1x1 Demonstrator

Für die Universität Frankfurt sollte als erster Demonstrator ein 1x1-Demonstrator mit dem INDTRX-B11 entworfen werden. Dabei befinden sich auf jedem Board zwei Transceiver, wobei einer als Sender und der andere als Empfänger konfiguriert ist. In Abbildung 30 sind zwei der Demonstratoren gezeigt.



*Abbildung 30: 1x1-Demonstrator*

Auf der Oberseite der Platine befinden sich die Transceiver und ein Leistungsteiler, um die Frequenzrampen phasengleich dem Sender und Empfänger zuzuführen. Für die Ausgangssignale werden die vier SMA-Stecker benutzt (IFQP, IFQN, IFIP, IFIN). Auf der Rückseite der Platine befinden sich die von der Universität Frankfurt entwickelten Antennen. Dementsprechend wurde für die in Abbildung 30 gezeigten Platinen derselbe Lageraufbau verwendet.

Im Vergleich zum INDTRX-C11 beinhaltet dieser Transceiver noch kein analoges Basisband, sodass für dieses eine separate Platine verwendet werden muss. Dadurch, dass es sich bei Signalen auf dieser Platine nur um die niederfrequenten IF-Signale handelt, konnte hier als Platinenmaterial FR4 verwendet werden. Mittels des Basisbandes werden die IF-Signale verstärkt und gefiltert. Der Schaltplan ist in Abbildung 32 gezeigt. Die Schaltung besteht aus einem Active Inverting OpAmp Amplifier und drei Multiple-Feedback-Bandpass-Filtern. Der Filter ist auf die Ausgangsimpedanz des Mischers angepasst.

Die Messergebnisse sind in Abbildung 33 gezeigt. Gut erkennbar sind das Bandpassverhalten und die exzellente Übereinstimmung zwischen Simulation und Messung.

Das Blockdiagramm des 1x1-Demonstrators ist in Abbildung 34 gezeigt. Das vom Basisband verstärkte und gefilterte IF-Signal kann mit einem externen ADC oder Oszilloskop aufgezeichnet werden. Nach erfolgreicher Inbetriebnahme wurde der Demonstrator an die Universität Frankfurt übergeben.

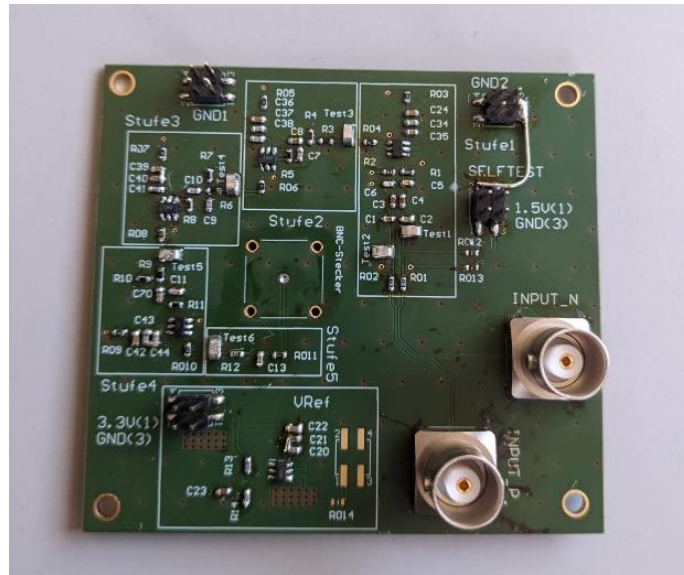


Abbildung 31: Analoges Basisband auf einer FR4-Platine

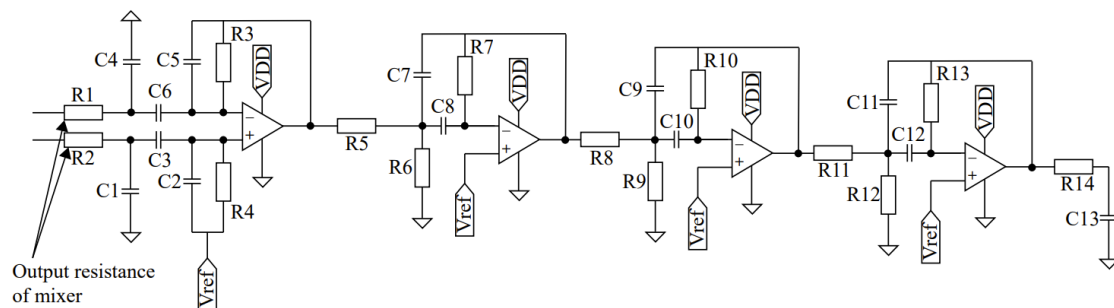


Abbildung 32: Schaltplan des in Abbildung 31 gezeigten Basisbandes

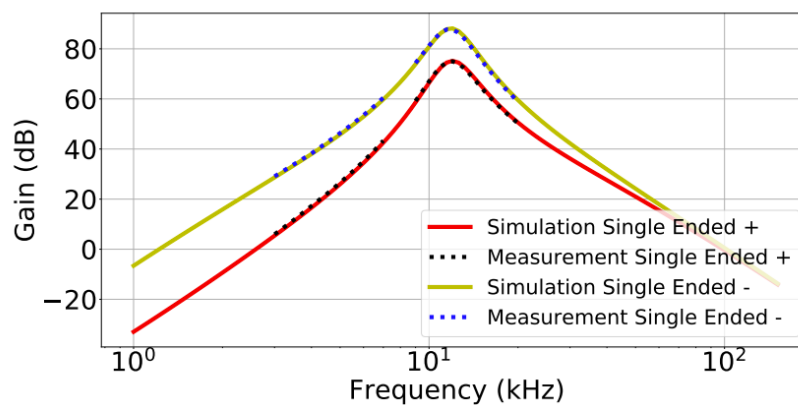


Abbildung 33: Gemessener Frequenzgang des analogen Basisbandes

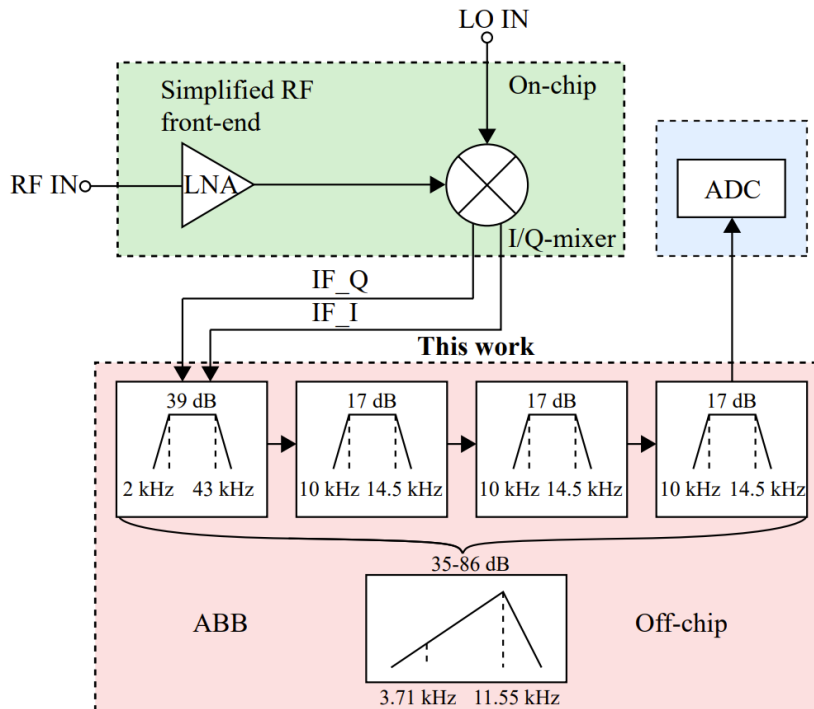
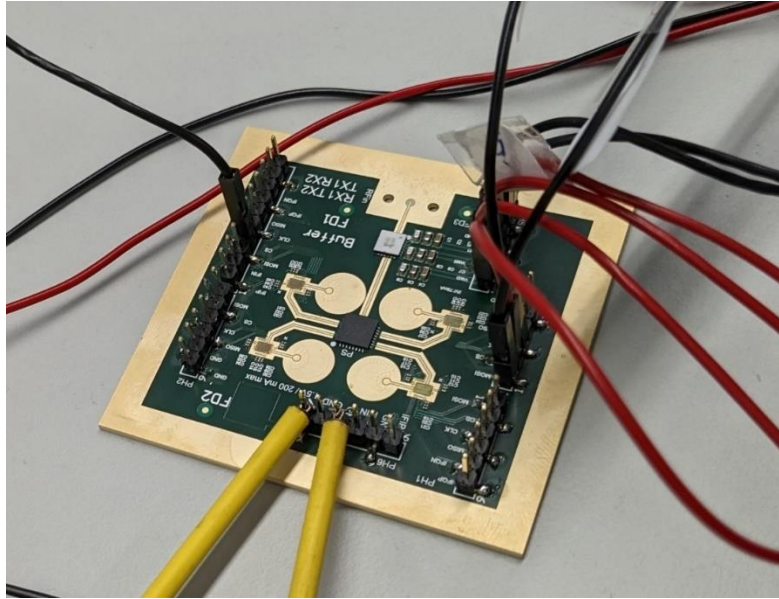


Abbildung 34: Blockdiagramm des 1x1-Demonstrators

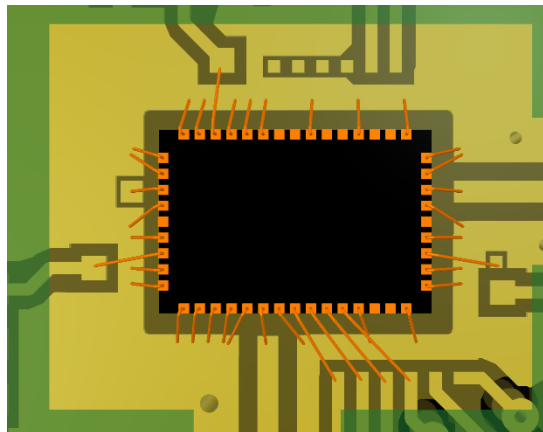
### I.1.6 2x2-Demonstrator

Als finaler Demonstrator sollte ein 2x2-Demonstrator mit dem INDTRX-C11 aufgebaut werden. Im Gegensatz zum 1x1-Demonstrator sind nun kein externes Basisband und kein externer ADC mehr erforderlich. Auf jedem Board befinden sich vier Transceiver, von denen zwei als Sender und zwei als Empfänger konfiguriert sind. Von diesem Chip lag keine gepackagete Variante vor, sodass die Chips auf der Leiterplatte gebondet werden mussten. Um die Bonddrähte zu verkürzen und damit ihre parasitäre Induktivität zu verringern, wurden die Chips auf der Leiterplatte in Hohlräume, sogenannte Cavities, eingelassen. In Abbildung 35 ist der finale 2x2-Demonstrator gezeigt. Zusätzlich zu den Transceivern befinden sich auf der Platine ein Leisterteiler, um das LO-Signal phasengleich an die vier Transceiver zu verteilen, und ein LO-Buffer. In Abbildung 36 ist beispielhaft ein 3D-Modell des Bondplans gezeigt. Auf der Rückseite der Platine befinden sich die von der Universität Frankfurt entwickelten Antennen. Beim Entwurf der Platine wurde darauf geachtet, dass die Unterseite planar ist, damit die Platine direkt auf der Brust aufliegen kann. Aus diesem Grund wurden keine THT-Komponenten, sondern auch für die Stifteleisten ausschließlich SMD-Komponenten verwendet. Sowohl auf der Ober- als auch auf der Unterseite befindet sich umlaufend ein metallischer Rahmen zur einfachen Befestigung des Boards.

Es wurde derselbe Lageraufbau wie für den 1x1-Demonstrator gewählt. Zur Ansteuerung der Transceiver kann die von uns entwickelte grafische Oberfläche verwendet werden. Für die Auslesung und Speicherung der vom ADC abgetasteten IF-Daten wird ein kommerzielles FPGA-Board der Firma XILINX verwendet. Die entsprechende Software wurde ebenfalls von uns entwickelt. Damit können die Daten bequem ausgelesen und abgespeichert werden. Anschließend kann die Signalverarbeitung auf einem externen Computer erfolgen. Nach erfolgreicher Inbetriebnahme wurden die Demonstratoren an die Universität Frankfurt übergeben.



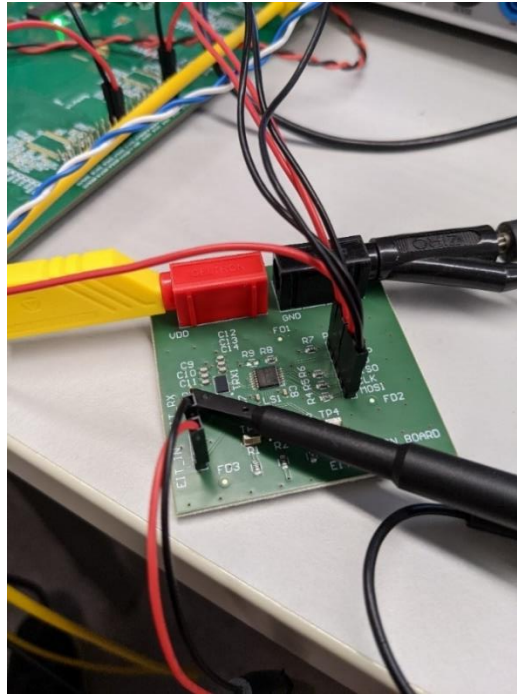
*Abbildung 35: 2x2-Demonstrator*



*Abbildung 36: 3D-Modell des Bondplans auf dem 2x2-Demonstrator*

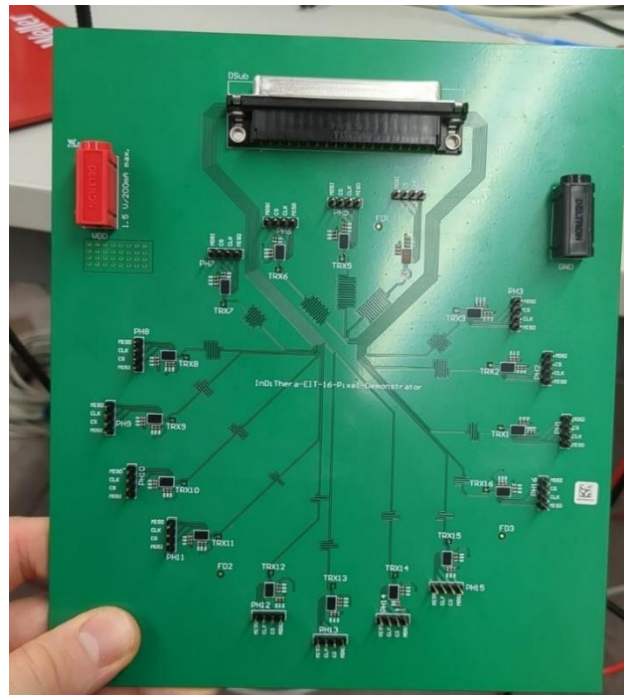
### **I.1.7 EIT-Demonstrator**

Der INDTRX-C11 kann neben Radar auch für die elektrische Impedanztomographie (EIT) genutzt werden. Wenn dieser Modus aktiviert wird, existiert zwischen den Pins EIT und RX eine elektrisch leitende Verbindung. Um die prinzipielle Funktionsfähigkeit zu testen, wurde die in Abbildung 37 gezeigte Leiterplatte entworfen.



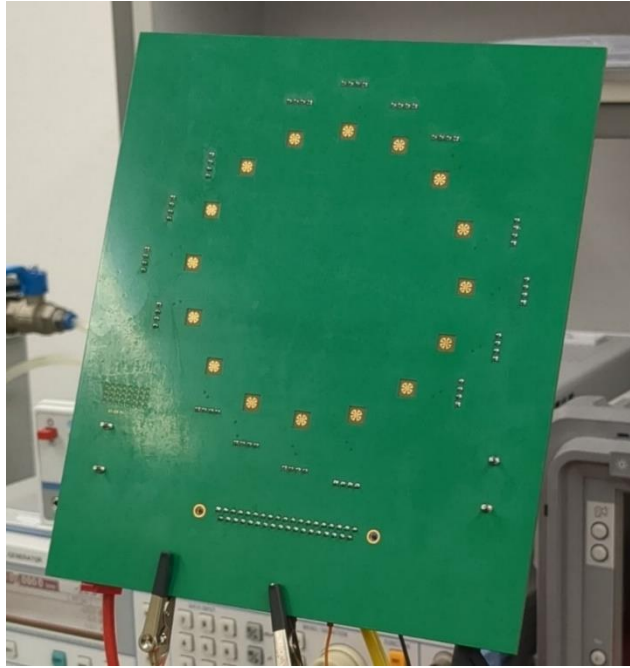
**Abbildung 37: kleiner EIT-Demonstrator**

Mit dieser Leiterplatte kann ein Signal über den EIT-Pin eingespeist und mittels eines Oszilloskops am RX-Pin die Transmission geprüft werden. Natürlich ist es auch möglich, die Konfiguration umzukehren. Nach erfolgreicher Prüfung der EIT-Funktionalität wurde der große EIT-Demonstrator entworfen. Dieser ist in Abbildung 38 und Abbildung 39 gezeigt. Hierbei befinden sich auf der Oberseite 16 Transceiver und auf der Rückseite 16 Elektroden. Diese sind jeweils kreisförmig angeordnet. Diese Konfiguration wurde gewählt, weil sie für die EIT-Algorithmen am einfachsten auszuwerten ist. Nach erfolgreicher Inbetriebnahme wurde der Demonstrator an die RWTH Aachen übergeben.



**Abbildung 38: Großer EIT-Demonstrator: Vorderseite**





*Abbildung 39: Großer EIT-Demonstrator: Rückseite*

## **I.2 Zahlenmäßiger Nachweis**

Der zahlenmäßige Nachweis wird im parallel eingereichten Formular „Verwertungsnachweis“ umfangreich dargestellt.

## **I.3 Notwendigkeit und Angemessenheit der geleisteten Arbeit**

Infineon ist überzeugt davon, dass die geleisteten Arbeiten und die eingesetzten finanziellen Mittel in InDiThera in einem vernünftigen Verhältnis zu den Ergebnissen stehen. Schlussendlich war auch der Eigenkostenanteil von Infineon ein Garant dafür, dass keine Aufwände getätigt wurden, welche den in den Vorhabenszielen widerspiegelten Zielen von Infineon, nicht zweckdienlich waren. Die Förderung erleichtert es den industriellen Projektpartnern, das Risiko der Investitionen einzugehen, welches mit der Entwicklung und Erforschung von neuen Technologien und Anwendungen weit im Vorfeld der kommerziellen Umsetzung verbunden ist.

Oft stehen im industriellen Umfeld Ressourcen für Innovationsprojekte nur in einem sehr begrenzten Umfang zur Verfügung, der Fokus liegt hier meist auf kurz- bis mittelfristig umsetzbaren Produktideen mit sicheren, durch solide Businesspläne abgesichertem „return-of-invests“. Dabei ist es insbesondere für ein deutsches Halbleiterunternehmen wie Infineon von größter Wichtigkeit dem internationalen Wettbewerb einen Schritt voraus zu sein, was die Forschung auch weit vor einem Produkt nötig macht. In Förderprojekten wie InDiThera stehen durch Kooperation mit Universitäten und anderen Forschungseinrichtungen wertvolle Entwicklungsressourcen zur Verfügung, die nicht ins Tagesgeschäft eingebunden sind. Ihre Kreativität, gepaart mit den technologischen und finanziellen Möglichkeiten der Industriepartner, führt zu einem hohem Innovationspotential der öffentlich geförderten Projekte. Gleichzeitig wird die Umsetzung der Forschungsergebnisse durch den Know-How-Aufbau und die Ausbildung zukünftiger Entwicklungsingenieure erleichtert. In Betracht ziehend, dass in den nächsten Jahren mehrere Tausend Ingenieure im Bereich der Halbleiterunternehmen fehlen werden, gewinnt dieser Fakt nochmal massiv an Bedeutung. Auch hat sich gezeigt, dass besonders durch die Vorgaben im Rahmen der Förderung durch die öffentliche Hand, eine direkte Kooperation der Industriepartner im vorwettbewerblichen Umfeld erfolgreich umgesetzt werden kann. Damit wird



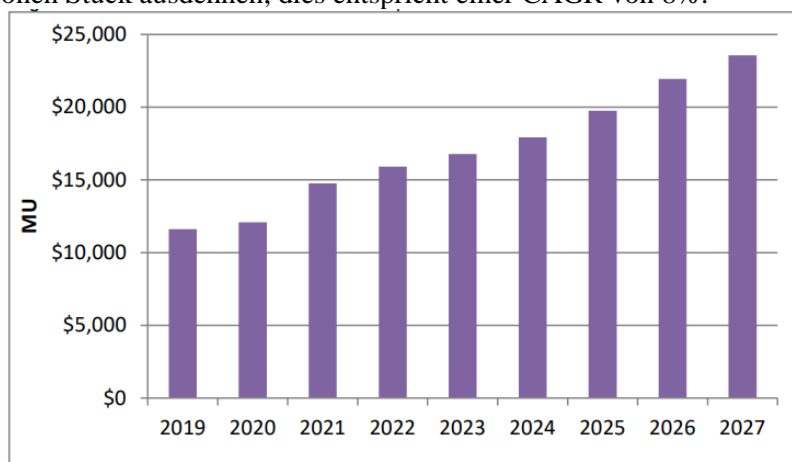
eine optimale und wirtschaftliche Vorbereitung der Verwertung der neuen Technologien und Konzepte garantiert.

#### I.4 Voraussichtlicher Nutzen und Verwertbarkeit

- Wirtschaftliche Erfolgsaussichten nach Projektende (mit Zeithorizont) - z.B. auch funktionale/wirtschaftliche Vorteile gegenüber Konkurrenzlösungen, Nutzen für verschiedene Anwendergruppen/-industrien am Standort Deutschland, Umsetzungs- und Transferstrategien (Angaben, soweit die Art des Vorhabens dies zulässt).

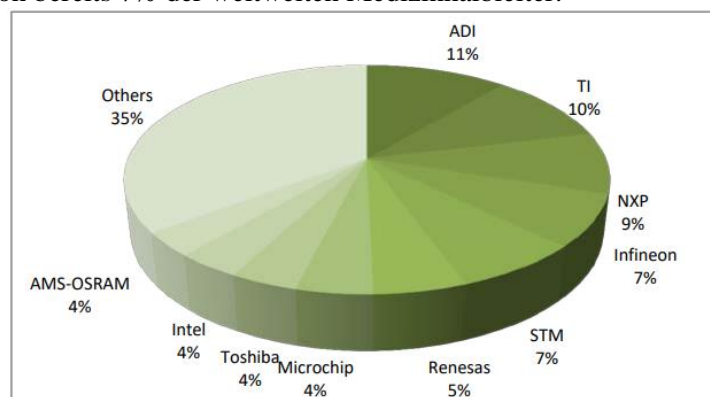
Wie eingangs beschrieben stellt die frühzeitige Brustkrebsdetektion einen wichtigen Faktor in der Medizintechnik dar. Auch darüber hinaus sind Sensortechnologien wie die von Infineon untersuchte Radartechnologie Wegbereiter der modernen Vorsorge im Gesundheitswesen.

Laut „Database Estimates“<sup>1</sup> wird sich der weltweite Medizinmarkt für Halbleiter langfristig (bis 2027) auf 23.563 Millionen Stück ausdehnen, dies entspricht einer CAGR von 8%.



**Abbildung 40: Weltweite medizinische Halbleiterlieferstückzahlen**

Infineon wird, im direkten Projektnachgang, die Ergebnisse nutzen um seine Produkte im Sensorbereich auf diesen Markt auszurichten. Dazu werden bestehende Technologien verbessert und kurzfristig (bis 2026) auf dem Markt verfügbar gemacht. Mittelfristig führen die Verbesserungen zu neuen Produkten auf dem Markt und ermöglichen uns weitere Marktsegmente zu adressieren. 2021 lieferte Infineon bereits 7% der weltweiten Medizinhaltbleiter.



**Abbildung 41: 2021 weltweite medizinische Halbleiterlieferungen – Anteile per Lieferant**

Wir erwarten durch die Innovationen und gewonnenen Geschäftsbeziehungen aus Forschungsprojekten wie InDiThera diesen Marktanteil stark auszubauen und neue Segmente zu erschließen. Mit 9% CAGR eröffnet uns der klinische Halbleitermarkt für Diagnose und Therapie viele

<sup>1</sup> Databeans Estimates, Company Reports – 2022 Medical Market Tracker

Möglichkeiten um langfristig (2030+) zu wachsen und als deutsches Halbleiterunternehmen erfolgreich zu sein. Darüber hinaus wird dieser Erfolg die gesamte deutsche Wirtschaft beeinflussen und stärken und Deutschland als Ganzes souveräner und resilienter machen.

- Wissenschaftliche und/oder technische Erfolgsaussichten nach Projektende (mit Zeithorizont) -  
u.a. wie die geplanten Ergebnisse in anderer Weise (z.B. für öffentliche Aufgaben, Datenbanken, Netzwerke, Transferstellen etc.) genutzt werden können. Dabei ist auch eine etwaige Zusammenarbeit mit anderen Einrichtungen, Firmen, Netzwerken, Forschungsstellen u.a. einzubeziehen.
  - Stufe1 (1-2 Jahre): Die erste Forschungsstufe bezieht sich auf die Verfeinerung der konzeptionellen Technologie- und Device- / Schaltungs- und Systemebene, in den aus dem Projekt entstandenen Prototypen. Weiterhin werden die vormals beschriebenen offenen Fragestellungen in Folgeprojekten behandelt. Dabei werden wir die Kooperation mit den Forschungseinrichtungen weiter ausbauen.
  - Stufe2 (Prototypen-/Produktentwicklung, 3-5 Jahre): Daran schließt sich als zweite Stufe eine konkrete Prototypen-Produktentwicklung an, die schließlich in die endgültige Produktrealisierung mündet. Dies soll ca. 3 bis 5 Jahre nach Abschluss von InDiThera abgeschlossen sein, und die Sensoren und Schaltkreise stehen ab dieser Phase für unsere Kunden zur Verfügung. Der Produktanlauf ist in unseren Fertigungsstandorten in Regensburg und in Dresden geplant.
  - Stufe3 (Volumenfertigung, +5 Jahre nach Projektabschluss): Die volle Volumenfertigung und damit die endgültige Marktabtastung wird typischerweise in einem Zeitraum von 5 Jahren nach Produktionsstart erreicht.
- Wissenschaftliche und wirtschaftliche Anschlussfähigkeit für eine mögliche notwendige nächste Phase bzw. die nächsten innovatorischen Schritte zur erfolgreichen Umsetzung der FE-Ergebnisse.

Der von uns entwickelte Radartransceiver INDTRX-C11 weist eine Bandbreite von 18 – 26 GHz und einen sehr hohen Integrationsgrad auf. Dieser Chip könnte nun von Forschungsgruppen verwendet werden, deren Expertise im Bereich Phantomherstellung und Bildgebung liegt. Falls ersichtlich wird, dass noch leichte Modifikationen an der Hardware vorgenommen werden müssen, könnte ein Re-Design erfolgen. Entsprechende Demonstratoren wurden entworfen und könnten leicht modifiziert werden, falls beispielsweise andere Antennen verwendet werden sollen.

Zudem könnten auch weitere EIT-Experimente durchgeführt werden. So könnten beispielsweise andere Anordnungen als ein Kreis getestet werden.

Weiterhin kann die von uns entwickelte Systemsimulation genutzt werden, um Antennen zur Brustkrebsdetektion zu evaluieren. Selbstverständlich ist auch eine Anwendung in vergleichbaren Bereichen möglich.

## I.5 Bekannt gewordene Fortschritte auf dem Gebiet des Vorhabens

Brustkrebs ist die häufigste Krebserkrankung bei Frauen. Nach offiziellen Angaben des RKI erkrankt jede achte Frau in ihrem Leben an Brustkrebs. Die Überlebenschancen sind umso höher, je früher die Krankheit erkannt wird. Die bisherigen Diagnosemethoden sind die Röntgenstahlmammographie, Ultraschall und Magnetresonanztomographie (MRT). Jedoch ist keine dieser Methoden für ein Screening-Programm geeignet. Röntgenstrahlen sind ionisierend, das Ergebnis einer Ultraschalluntersuchung hängt stark vom Anwender ab und die Generierung von MRT-Bildern ist aufwendig und teuer. Aus diesem Grund hat die Anwendbarkeit von elektromagnetischen Wellen zur

Brustkrebsdetektion im Mikrowellen- und Millimeterwellenbereich in den letzten Jahren viel Aufmerksamkeit auf sich gezogen.

Dass hiermit die Detektion eines Tumors in der Brust prinzipiell möglich ist, wurde bereits in mehreren Publikationen gezeigt (Auswahl: [1] [2] [3]). Zur Demonstration werden in der Regel Brustphantome verwendet. Hierbei kommen jedoch fast ausschließlich teure Hochfrequenzmessgeräte wie vektorielle Netzwerkanalysatoren (VNAs) zum Einsatz. Die damit verbundenen hohen Anschaffungskosten und aufwendige Einarbeitung in die Bedienung dieser Geräte stellen eine große Hürde dar, diese Systeme in einem medizinischen Umfeld wie einem Krankenhaus oder einer entsprechenden Arztpraxis einzusetzen.

Eine deutlich kostengünstigere Lösung wäre die Verwendung eines Radarsystems. Nach unserem Kenntnisstand existiert nur ein System, bei dem maßgeschneiderte integrierte Hardware zur Brustkrebsdetektion entworfen wurde [4]. Das hier vorgestellte Radarsystem hat eine Bandbreite von 2 - 16 GHz. Optimierungspotential besitzt die Arbeit hinsichtlich des Integrationsgrades, da auf dem vorgestellten Chip kein Analog-Digital-Wandler vorhanden ist, was den Aufbau eines MIMO-Arrays deutlich erschwert. Zudem ist die Ausgangsleistung mit -14 dBm relativ gering.

Die Verwendung von Frequenzen um die 20 GHz bietet mehrere Vorteile. Zum einen ist die Wellenlänge (ungefähr 6 mm in Fett bei 20 GHz) kleiner als bei niedrigen Frequenzen, was dazu führt, dass auch kleinere Tumore mit den elektromagnetischen Wellen interagieren. Damit überhaupt erst ein Radarecho entsteht, darf die Wellenlänge nicht viel größer als das zu detektierende Objekt sein. Zudem führen höhere Frequenzen dazu, dass die Abmessungen der Antennen kleiner werden, sodass sich kompaktere MIMO-Radararrays realisieren lassen. Zudem soll auf dem Transceiver ein Analog-Digital-Wandler vorhanden sein, um so einen möglichst hohen Integrationsgrad zu erzielen.

Bisherige Radarsysteme nutzen das ISM-Band von 24 – 24,25 GHz. Die damit verbundene Bandbreite von 250 MHz ist jedoch für diese Anwendung zu gering.

## I.6 Veröffentlichungen des Zuwendungsempfängers

- 1) B. Fabian, H. Maximilian, M. Gleb and I. Vadim, "Chipset for K-Band Stepped FMCW MIMO RadarArray System for Breast Cancer Detection," 2021 IEEE International Conference on Microwaves, Antennas, Communications and Electronic Systems (COMCAS), Tel Aviv, Israel, 2021, pp. 270-274
- 2) M. Hollenbach, A. Werthof and V. Issakov, "Active Four-Way K-Band Power Splitter for MIMO Radar LO Distribution Network in SiGe BiCMOS," 2021 28th IEEE International Conference on Electronics, Circuits, and Systems (ICECS), Dubai, United Arab Emirates, 2021, pp. 1-4
- 3) M. Maier, D. H. Nguyen, J. Moll, V. Krozer and V. Issakov, "Package-PCB Near-Field Antenna Co-Design for K-Band Radar-based Breast Cancer Detection," 2022 16th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Madrid, Spain, 2022, pp. 1-5
- 4) M. Maier, F. -N. Stapelfeldt and V. Issakov, "Design Approach of a K-Band FMCW Radar for Breast Cancer Detection using a Full System-Level EM Simulation," 2022 IEEE MTT-S International Microwave Biomedical Conference (IMBioC), Suzhou, China, 2022, pp. 251-253
- 5) M. Maier and V. Issakov, "System Considerations and Analog Baseband Design for an FMCW Radar-based Breast Cancer Detection," 2022 52nd European Microwave Conference (EuMC), Milan, Italy, 2022, pp. 472-475
- 6) M. Maier, F. -N. Stapelfeldt and V. Issakov, "Effect of Phase Noise in FMCW and PMCW Radar Systems for Breast Cancer Detection," 2023 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS), Las Vegas, NV, USA, 2023, pp. 37-39
- 7) M. Maier, F. Stapelfeldt, F. Hoevel, A. Meyer, V. Lammert and V. Issakov, "K-Band FMCW Radar Transceiver with a Reconfigurable Analog Baseband for Breast Cancer Detection on Large Tissue Spread," 2023 18th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC), Berlin, Germany, 2023, pp. 1-4

## I.7 Anhang

### I.7.1 Abbildungen

Abbildung 1: Blockschaltbild des entwickelten Transceiver-Chips INDTX-C11.....	3
Abbildung 2: Foto des entwickelten Transceiverchips INDRX-C11 (2150 $\mu\text{m}$ x 1448 $\mu\text{m}$ ).....	4
Abbildung 3: Gemessene Ausgangsleistung in Abhängigkeit der Frequenz.....	5
Abbildung 4: Schaltplan des Leistungsverstärkers und des Mischers.....	5
Abbildung 5: Verlauf der Permittivität von Brustgewebe in Abhängigkeit der Frequenz.....	6
Abbildung 6: Blockdiagramm des analogen Basisbandes.....	6
Abbildung 7: Im analogen Basisband verwendeter Operationsverstärker.....	6
Abbildung 8: Frequenzgang des analogen Basisbandes.....	7
Abbildung 9: Conversion Gain des Empfängers in Abhängigkeit der Frequenz für eine IF-Frequenz von 400 kHz.....	7
Abbildung 10: Grafische Oberfläche zur Bedienung des INDTRX-C11.....	7
Abbildung 11: Gemessene Rauschzahl des Empfängers.....	8
Abbildung 12: Zusammenfassung und Vergleich mit State-of-the-Art.....	8
Abbildung 13: Evaluationsboard zur Vermessung des INDTRX-C11.....	8
Abbildung 14: Blockschaltbild zur Vermessung des Transceiver-Chips.....	9
Abbildung 15: Prinzipieller Aufbau einer Phasenregelschleife (Screenshot von TICS Pro).....	9
Abbildung 16: Foto der PLL-Leiterplatte.....	10
Abbildung 17: Aufgenommene Ausgangssignale des PLL-Boards grafisch überlagert.....	11
Abbildung 18: Konfiguration der Rampen mit TICS Pro.....	11
Abbildung 19: Kombination von PLL- und Multiplier-Board.....	12
Abbildung 20: Vermessung von Transceiver (INDTRX) mit PLL- und Multiplier-Board am Eingang mit einem Spektrumanalyzer.....	12
Abbildung 21: Aufbau der Simulation in HFSS.....	13
Abbildung 22: Ablauf der kompletten Systemsimulation.....	14
Abbildung 23: Beispielhaftes IF-Spektrum für den Fall, dass kein Ziel vorhanden ist.....	14
Abbildung 24: IF-Spektrum für Tumore in verschiedenen Tiefen.....	15
Abbildung 25: Mit der Systemsimulation generiertes 2-D-Bild der Brust. Der Tumor ist die weiß schattierte Fläche.....	15
Abbildung 26: Modifizierte Systemsimulation zur Beurteilung des Einflusses von LO-Phasenrauschen auf die Systemperformance.....	16
Abbildung 27: Beispielhafte Modellierung von Phasenrauschen im Zeitbereich.....	16
Abbildung 28: Modellierung einer verrauschten Frequenzrampe.....	17
Abbildung 29: Vergleich der berechneten IF-Spektren für den Fall einer idealen und einer verrauschten Rampe.....	17
Abbildung 30: 1x1-Demonstrator.....	18
Abbildung 31: Analoges Basisband auf einer FR4-Platine.....	19
Abbildung 32: Schaltplan des in Abbildung 2 gezeigten Basisbandes.....	19
Abbildung 33: Gemessener Frequenzgang des analogen Basisbandes.....	19
Abbildung 34: Blockdiagramm des 1x1-Demonstrators.....	20
Abbildung 35: 2x2-Demonstrator.....	21
Abbildung 36: 3D-Modell des Bondplans auf dem 2x2-Demonstrator.....	21
Abbildung 37: kleiner EIT-Demonstrator.....	22
Abbildung 38: Großer EIT-Demonstrator: Vorderseite.....	22
Abbildung 39: Großer EIT-Demonstrator: Rückseite.....	23
Abbildung 40: Weltweite medizinische Halbleiterlieferstückzahlen.....	24
Abbildung 41: 2021 weltweite medizinische Halbleiterlieferungen – Anteile per Lieferant.....	24