

# Materialcharakterisierung basierend auf einem 120 GHz FMCW-Radar

Marius Patzer, Nicolas Treier, Marlene Harter, Serdal Ayhan, Herman Jalli Ng

**Zusammenfassung**—Dieses Paper präsentiert eine innovative Methode zur Materialcharakterisierung unter Verwendung von Millimeterwellen. Ein selbstentwickelter 120 GHz Transceiver-Chip dient als Frequency-Modulated-Continuous-Wave-(FMCW)Radarsensor, um anhand der gemessenen Laufzeitunterschiede eine präzise Unterscheidung verschiedener Materialien zu ermöglichen. Das ausgeklügelte Messkonzept verursacht deutlich geringere Kosten als die Messung mit einem Vektor-Netzwerkanalysator (VNA). Durch die Anwendung eines hochgenauen Signalverarbeitungsalgorithmus erfolgt eine detaillierte Auswertung der aufgezeichneten Daten. Diese innovative Methode eröffnet vielversprechende Perspektiven für weiterführende Forschungen und Entwicklungen.

**Schlüsselwörter**—Radar, Materialcharakterisierung, relative Permittivität, FMCW, Millimeterwellen

## I. EINLEITUNG

In der modernen Materialwissenschaft und im Ingenieurwesen ist die präzise Charakterisierung von Materialien von entscheidender Bedeutung für die Entwicklung innovativer Produkte und Technologien. In den letzten Jahren wurden deshalb viele Forschungsarbeiten im Bereich der Materialcharakterisierung getätigt [1][2][3].

Mit dem Einsatz von Frequency-Modulated-Continuous-Wave-(FMCW)Radarsensoren lassen sich detaillierte Analysen verschiedenster Materialien durchführen. Insbesondere der Einsatz von Millimeterwellen ermöglicht es, Materialien mit hoher Auflösung und Empfindlichkeit zu durchdringen sowie eine ausgezeichnete Oberflächenauflösung zu bieten. Durch diese Technologien können Strukturen und Eigenschaften eines Materials charakterisiert werden, ohne die Integrität zu beeinträchtigen [4].

Des Weiteren spielen FMCW-Radare eine wichtige Rolle in der Medizintechnik, insbesondere bei der Bildgebung und Diagnose, indem sie es ermöglichen, Gewebe und biologische Materialien präzise zu analysieren, ohne invasive Eingriffe vornehmen zu müssen. FMCW-Radare bieten außerdem mehrere Vorteile

Marius Patzer maleopa@gmx.de, Serdal Ayhan serdal.ayhan@h-ka.de, Herman Jalli Ng herman-jalli.ng@h-ka.de, Fakultät Elektro- und Informationstechnik, Hochschule Karlsruhe, 76133 Karlsruhe, Deutschland.

Nicolas Treier nicolas.treier@hs-offenburg.de, Marlene Harter marlene.harter@hs-offenburg.de, Fakultät Elektrotechnik, Medizintechnik und Informatik, Hochschule Offenburg, 77652 Offenburg, Deutschland.

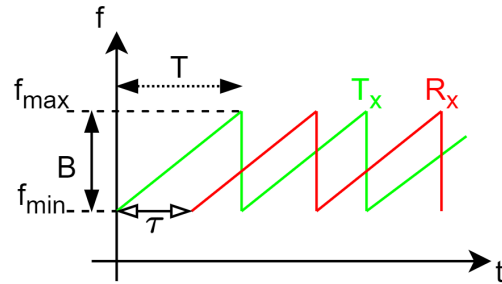


Abbildung 1. Prinzipdarstellung FMCW-Radar.

gegenüber Vektor-Netzwerkanalysatoren (VNAs), wie beispielsweise die Erzielung einer sehr niedrigen Zwischenfrequenz (ZF)-Bandbreite und die Reduzierung der Komplexität und der Kosten der Analog-Digital (AD)-Wandler [5].

## II. KONZEPT / PRINZIP

### A. FMCW-Prinzip

Bei einem FMCW-Radarsensor wird die Frequenz des Sendesignals über die Zeit verändert. Es entsteht eine Frequenzrampe mit einer Bandbreite  $B$  und einer Anstiegszeit  $T$  (vgl. Abbildung 1).

Das Empfangssignal  $R_x$  wird zur Auswertung mit dem Sendesignal  $T_x$  gemischt. Das daraus resultierende Signal  $s_{ZF}$  besitzt die Frequenz  $f_{ZF}$ , welche als Zwischenfrequenz bezeichnet wird.

$$s_{ZF}(t) = \cos(2\pi \cdot f_{ZF} \cdot t + \varphi_{ZF}) \quad (1)$$

$$f_{ZF} = f_{T_x} - f_{R_x} = k \cdot \tau = \frac{B}{T} \cdot \frac{2R}{c_0} \quad (2)$$

Die Zwischenfrequenz  $f_{ZF}$  ist deutlich niedriger als die ausgesendete Frequenzrampe des Sendesignals. Das resultierende Signal  $s_{ZF}$  kann somit direkt von einem Analog-Digital-Wandler abgetastet werden, ohne vorher heruntergemischt werden zu müssen. Die Variable  $k$  gibt die Steigung der Frequenzrampe an. Diese besteht aus dem Verhältnis zwischen der Bandbreite  $B$  und der Anstiegszeit  $T$ . Proportional mit der Höhe der Zwischenfrequenz  $f_{ZF}$  verändert sich auch die Distanz  $R$  zum Ziel (Abbildung 2).

Wenn sich das Ziel im Detektionsbereich des Radarsensors befindet, kann die Laufzeit  $\tau$  des Sende-

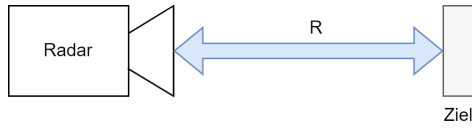


Abbildung 2. Darstellung der Signallaufzeit.

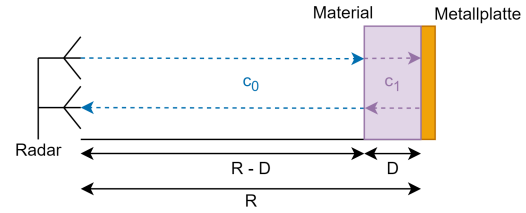


Abbildung 4. Laufzeitmessung zu Material und Metallplatte.

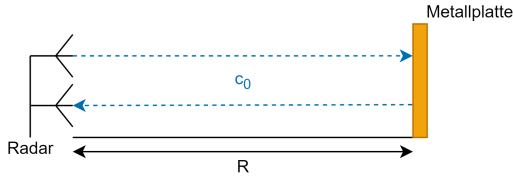


Abbildung 3. Laufzeitmessung zur Metallplatte.

und Empfangssignals aus der gemessenen Zwischenfrequenz  $f_{ZF}$  wie in (3) berechnet werden:

$$\tau = \frac{f_{ZF}}{\frac{B}{T}} = \frac{2R}{c_0} \quad (3)$$

Die Ausbreitungsgeschwindigkeit der elektromagnetischen Welle in der Luft wird dabei als die Lichtgeschwindigkeit  $c_0$  angenommen.

### B. Messung von Laufzeitunterschieden

Um ein Material charakterisieren zu können, muss die Ausbreitungsgeschwindigkeit  $c_1$  der elektromagnetischen Welle in diesem Medium bestimmt werden. Dazu wird in einer definierten Distanz  $R$  eine Metallplatte platziert (vgl. Abbildung 3) und die Laufzeit des Signals über die gemessene Zwischenfrequenz  $f_{ZF_0}$  ermittelt (siehe (4)).

$$\tau_0 = \frac{f_{ZF_0}}{\left(\frac{B}{T}\right)} = \frac{2R}{c_0} \quad (4)$$

Diese Messung wird im weiteren Verlauf als Referenzmessung bezeichnet. Im nächsten Schritt wird ein Material mit einer bekannten Dicke  $D$  vor die Metallplatte gestellt. Die Distanz zwischen der Metallplatte und dem Radarsensor wird dabei nicht verändert (vgl. Abbildung 4).

Das empfangene Signal enthält zwei verschiedene Frequenzen  $f_{ZF_0}$  und  $f_{ZF_1}$ .  $f_{ZF_0}$  entspricht der Distanz zwischen der vorderen Kante des zu charakterisierenden Materials und dem Radarsensor, also  $R-D$ . Die Frequenz  $f_{ZF_1}$  entspricht wie in Abbildung 3 dargestellt der Distanz zwischen der Metallplatte und dem Radarsensor. Dadurch lässt sich folgende Gleichung für die Laufzeit  $\tau_1$  aufstellen:

$$\tau_1 = \frac{f_{ZF_1}}{\left(\frac{B}{T}\right)} = \frac{2R}{c_0} - \frac{2D}{c_0} + \frac{2D}{c_1} \quad (5)$$

Die Laufzeit  $\tau_1$  ist größer als  $\tau_0$ , da die Ausbreitungsgeschwindigkeit der elektromagnetischen Welle

im Medium gedämpft wird. Daraus ergibt sich die Differenz der Laufzeiten aus (4) und (5). Diese lassen sich wie folgt nach der Ausbreitungsgeschwindigkeit  $c_1$  auflösen:

$$\tau_1 - \tau_0 = -\frac{2D}{c_0} + \frac{2D}{c_1} \quad (6)$$

$$c_1 = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} = \frac{2D}{\tau_1 - \tau_0 + \frac{2D}{c_0}} \quad (7)$$

Da die relative Permeabilität  $\mu_r$  in den meisten Materialien nahe bei 1 liegt, kann diese für die weitere Betrachtung vernachlässigt werden. Die relative Permittivität  $\epsilon_r$  eines Materials bestimmt sich daher wie folgt:

$$\epsilon_r = \left( c_0 \cdot \frac{\tau_1 - \tau_0 + \frac{2D}{c_0}}{2D} \right)^2 \quad (8)$$

## III. HARDWARE

Die für die Messung verwendeten Komponenten lassen sich durch drei wesentliche Funktionsblöcke darstellen (siehe Abbildung 5). Diese Funktionsblöcke werden in den nachfolgenden Abschnitten erläutert.

### A. PLL

Um den Frequenz-Sweep für das Sendesignal zu erzeugen, wird eine Phasenregelschleife (phase-locked loop (PLL)) eingesetzt. Über diese wird sichergestellt, dass die erzeugten Frequenzen des Sweeps stabil sind und nicht driften.

Der PLL-Chip *ADF4159* befindet sich auf einem Entwicklungsboard von *Analog Devices*. Mithilfe einer USB-Schnittstelle können die Register über ein Computerprogramm passend für den Anwendungsfall konfiguriert werden.

### B. Sensor

Als Radarsensor wird ein miniaturisierter 120 GHz 2-Kanal-Radarsensor im System-on-Chip-(SoC) Design für Single Input Multiple Output-(SIMO) und Multiple Input Multiple Output-(MIMO) Radaranwendungen verwendet. Dieser Chip ist ausgestattet mit Binary Phase-Shift Keying-(BPSK) Modulatoren und I/Q-Empfänger sowie einem 30 GHz Voltage-Controlled Oscillator (VCO) und einem Frequenzvervierfacher. Die On-Chip gefalteten Dipolantennen

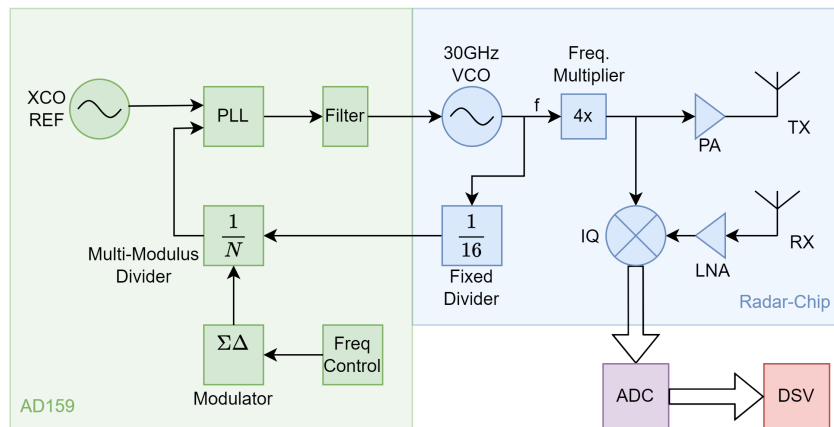


Abbildung 5. Schematische Darstellung der Transceiverarchitektur.

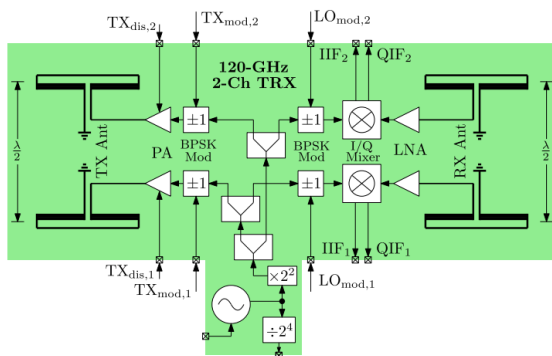


Abbildung 6. Blockdiagramm des 120 GHz Radarsensors [6].

sind mit einer Rückseitenätztechnik aufgetragen [6]. In Abbildung 6 ist das Blockschaltbild des Sensors dargestellt.

Der Radarchip befindet sich auf einer Entwicklungsplatine, auf der die Anschlüsse über Stiftleisten herausgeführt sind. Mit BNC-Kabeln wird ein I/Q Empfangskanal des Radarsensors über ein USB-Oszilloskop ausgelesen.

### C. Analog/Digital-Wandlung

Die Abtastung des resultierenden Signals  $s_{ZF}$  erfolgt mittels eines USB-Oszilloskop, dem *Analog Discovery 2 (AD2)* von *Digilent*. Von dem PLL-Chip aus Kapitel III-A wird ein „Trigger“-Signal gesendet, sobald ein neuer Frequenz-Sweep erfolgt. Dieses Signal startet die Aufzeichnung des Analog/Digital-Wandlers.

### D. Digitale Signalverarbeitung

Ein Python-Programm übernimmt sowohl die Steuerung des USB-Oszilloskops sowie die Durchführung der digitalen Signalverarbeitung (DSV). Mithilfe der mitgelieferten Dynamic Link Library (DLL) werden die aufgezeichneten Daten aus dem Speicher des USB-Oszilloskops ausgelesen und in einer CSV-Datei abgelegt. Die aufgezeichneten Daten werden anschließend

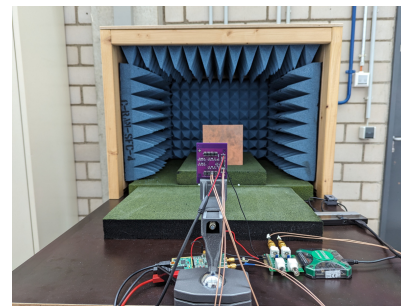


Abbildung 7. Messaufbau mit selbst gebauter Messkammer.

gemittelt, um das Rauschen zu minimieren. Weiterhin wird eine Fast Fourier Transformation (FFT) durchgeführt, um die Lage der Frequenzpeaks zu lokalisieren. Diese können in einem weiteren Schritt mittels einer Zoom FFT genauer analysiert werden. Aus den ermittelten Zwischenfrequenzen und den berechneten Laufzeiten wird nun wie in (8) beschrieben, die relative Permittivität bestimmt.

## IV. MESSAUFBAU

Der Messaufbau erfolgt nach dem vorgestellten Prinzip aus Kapitel II-B. In einem Abstand von 60 cm wird eine Metallplatte vor dem Radarsensor platziert (vgl. Abbildung 7).

Die Metallplatte befindet sich in einer selbstgebauten Messkammer, die mit Pyramidenabsorber ausgekleidet ist, um die Umgebungseinflüsse zu minimieren. Mithilfe einer Linse auf dem Radarsensor wird sichergestellt, dass nur der Bereich, in dem sich die Metallplatte befindet, erfasst wird.

Nach der Referenzmessung werden verschiedene Dicken von Kunststoffblöcken vor die Metallplatte platziert und die Laufzeit wie in Abbildung 4 ermittelt.

Die verwendeten Kunststoffblöcke sind in Abbildung 8 zu sehen. Tabelle I listet weitere Materialeigenschaften auf.

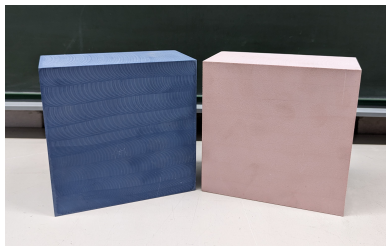


Abbildung 8. Kunststoff blau und Kunststoff braun.

Tabelle I  
 MATERIALEIGENSCHAFTEN

Material	Eigenschaften	Verwendete Größen
Metallplatte	Kupfer Dichte $8,92 \frac{\text{g}}{\text{cm}^3}$	Blockgröße: 150 mm × 150 mm Dicke: 2 mm
Kunststoff braun	SikaBlock® M600 N Polyurethan, hellbraun Dichte $0,6 \frac{\text{g}}{\text{cm}^3}$	Blockgröße: 150 mm × 150 mm Dicken: 25 mm, 50 mm, 75 mm, 100 mm
Kunststoff blau	SikaBlock® M960 Polyurethan, blau Dichte $1,2 \frac{\text{g}}{\text{cm}^3}$	

## V. MESSERGEBNISSE

### A. Auswertung der FFT Daten

Die aufgezeichneten Daten werden wie in Kapitel III-D beschrieben ausgewertet. In Abbildung 9 ist die FFT der Referenzmessung nach dem Messprinzip aus Abbildung 3 dargestellt. Dabei zeigt sich ein signifikanter Peak bei  $f_{ZF_0} = 30,64 \text{ kHz}$ , der von der Metallplatte verursacht wird.

Abbildung 10 zeigt die FFT einer Messung mit Kunststoffblock und Metallplatte. Man erkennt zwei signifikante Frequenzpeaks bei  $f_{ZF_0} = 29,19 \text{ kHz}$  und  $f_{ZF_1} = 33,18 \text{ kHz}$ . Die erste Frequenz  $f_{ZF_0}$  entspricht der Distanz zwischen der vorderen Kante des Kunststoffblocks und dem Radarsensor. Die Distanz zwischen Metallplatte und Radarsensor wird durch die zweite Frequenz  $f_{ZF_1}$  repräsentiert (vgl. Kapitel II-B).

Unter Annahme einer identischen Ausbreitungsgeschwindigkeit erscheint die Metallplatte weiter entfernt, obwohl die Positionierung der Metallplatte bei beiden Messungen identisch ist. Die Frequenzverschiebung und damit die erhöhte Laufzeit  $\tau_1$  des Signals im Vergleich zur Referenzmessung  $\tau_0$  resultiert jedoch aus der verringerten Ausbreitungsgeschwindigkeit der elektromagnetischen Welle im Kunststoffblock. Durch die bekannte Dicke des Kunststoffblocks und damit der Entfernung zum Radarsensor kann der Messaufbau über die Frequenz  $f_{ZF_0}$  verifiziert werden.

### B. Auswertung der relativen Permittivität

Wie die Messungen gezeigt haben, können für die Charakterisierung der unterschiedlichen Materialien nicht alle Materialstärken zur Auswertung herangezogen werden. In der FFT des braunen Kunststoffblocks

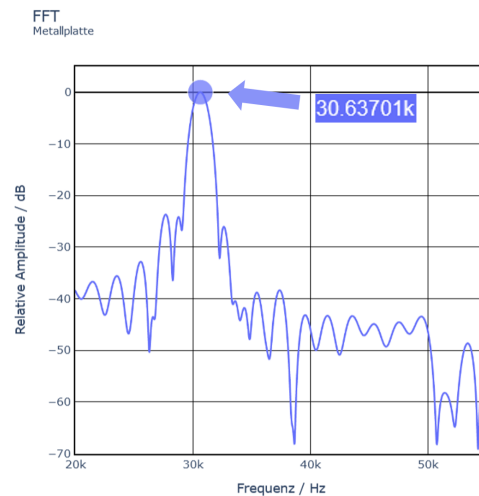


Abbildung 9. FFT-Plot der Messung mit Metallplatte.

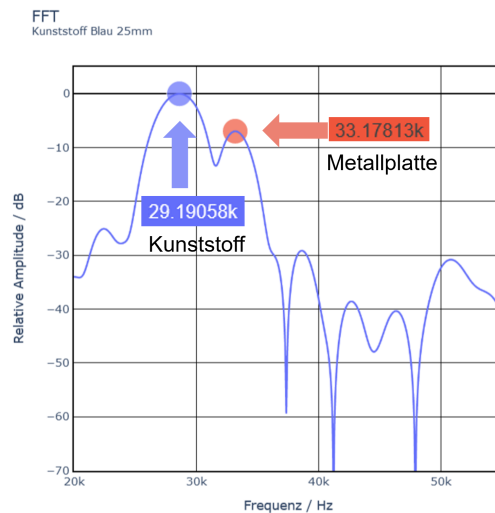


Abbildung 10. FFT-Plot der Messung mit Kunststoffblock und Metallplatte.

mit der Dicke 25 mm sind die beiden Frequenzpeaks überlagert und ermöglichen somit keine eindeutige Bestimmung der Laufzeit.

Die blauen Kunststoffblöcke ab einer Dicke von 50 mm absorbieren das ausgesendete Signal so weit, dass der Frequenzpeak der Metallplatte im Rauschen des Signals verschwindet. Das gleiche Phänomen tritt bei dem braunen Kunststoffblock mit einer Dicke von 100 mm auf.

Aus diesem Grund werden bei dem blauen Kunststoff nur die Dicke 25 mm und bei dem braunen Kunststoff nur die Dicken 50 mm und 75 mm für die Ermittlung der relativen Permittivität herangezogen. Die berechneten Werte des braunen Kunststoffs werden anschließend gemittelt. In Tabelle II sind die Ergebnisse aufgelistet:

Es liegen keine Referenzwerte für die verwendeten Materialien bei 120 GHz vor. Daher können die er-

Tabelle II  
 RELATIVE PERMITTIVITÄTEN DER VERWENDETEN KUNSTSTOFFE

Kunststoff	Relative Permittivität
Braun	2,05
Blau	3,22

mittelten Ergebnisse nur als Anhaltspunkte für weitere Messungen verwendet werden. Durch ein Referenzmaterial mit bekannter relativer Permittivität  $\epsilon_r$  bei 120 GHz kann das Messprinzip verifiziert werden.

## VI. ZUSAMMENFASSUNG & AUSBLICK

Die Ergebnisse der Messungen zeigen, dass grundsätzlich eine Bestimmung der relativen Permittivität für unbekannte Materialien möglich ist. Für zukünftige Messungen wird ein Referenzmaterial bei 120 GHz für die Einordnung der Messwerte benötigt. Statistisch signifikante Aussagen sind über mehrere geeignete Materialstärken zu erreichen. Über eine genauere Positionierung der Materialproben kann der Messaufbau optimiert und die Wiederholungsgenauigkeit der Messungen verbessert werden.

Mit dem Radarsensor soll es künftig möglich sein, feine Materialunterschiede und Strukturen zu erkennen.

## LITERATURVERZEICHNIS

- [1] J. Jebramcik, I. Rolfes and J. Barowski, „A Novel Calibration Technique for FMCW Radar Systems Enabling Material Characterization in Variable Distances,“ 2019 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP), Bochum, Germany, 2019, pp. 106-108, doi: 10.1109/IMWS-AMP.2019.8880110.
- [2] S. Battistutta, M. Bressan, M. Bozzi and L. Perregriani, „Material characterization through a full-wave approach based on the BI-RME method,“ 2017 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP), Pavia, Italy, 2017, pp. 1-3, doi: 10.1109/IMWS-AMP.2017.8247348.
- [3] G. L. Friedsam and E. M. Biebl, „Precision free-space measurements of complex permittivity of polymers in the W-band,“ 1997 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Denver, CO, USA, 1997, pp. 1351-1354 vol.3, doi: 10.1109/MWSYM.1997.596579.
- [4] M. S. Hilario et al., „W -Band Complex Permittivity Measurements at High Temperature Using Free-Space Methods,“ in IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, vol. 9, no. 6, pp. 1011-1019, June 2019, doi: 10.1109/TCPMT.2019.2912837.
- [5] S. Abouzaid, T. Jaeschke, J. Barowski and N. Pohl, „FMCW Radar-Based Material Characterization Using Convolutional Neural Network and K-Means Clustering,“ 2022 24th International Microwave and Radar Conference (MIKON), Gdansk, Poland, 2022, pp. 1-4, doi: 10.23919/MIKON54314.2022.9924681.
- [6] H. J. Ng and D. Kissinger, „Highly Miniaturized 120-GHz SIMO and MIMO Radar Sensor With On-Chip Folded Dipole Antennas for Range and Angular Measurements,“ in IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 66, no. 6, pp. 2592-2603, June 2018.



**Marius Patzer** wurde 1998 in Karlsruhe geboren. Nach seinem Abitur 2018 absolvierte er ein Bachelorstudium im Bereich Nachrichtentechnik an der Dualen Hochschule Baden-Württemberg (DHBW) Karlsruhe, das er im September 2021 erfolgreich abschloss. Im Anschluss war er ein Jahr lang bei seinem ehemaligen dualen Partner Physik Instrumente (PI) GmbH & Co. KG im Bereich der Sensor- und Firmware-Entwicklung tätig. Seit Oktober

2022 absolviert Marius Patzer den Masterstudiengang im Bereich Informationstechnik an der Hochschule Karlsruhe.



**Nicolas Treier** schloss sein Bachelorstudium in Elektrotechnik und Informationstechnik an der Hochschule Offenburg (HSO) erfolgreich im Jahr 2021 ab. Im Jahr 2023 beendete er sein Masterstudium an der HSO mit Auszeichnung. Seit Mai 2023 arbeitet er am Institute for Unmanned Aerial Systems als Mitarbeiter mit einem Fokus auf Millimeterwellen-Anwendungen in der Medizin.



**Marlene Harter** schloss ihr Studium der Elektro- und Informationstechnik zum Dipl.-Ing. an der Universität Karlsruhe (TH) im Jahr 2008 ab. Nach ihrem Studium arbeitete sie als wissenschaftliche Mitarbeiterin an der École Polytechnique de Lausanne und anschließend bei der Siemens AG. Im Jahr 2014 promovierte Marlene Harter in Zusammenarbeit mit der Siemens AG am Karlsruher Institut für Technologie (KIT). Während ihrer Promo-

tion forschte sie über ein dreidimensional bildgebendes Radarsystem mit digitaler Strahlformung für industrielle Anwendungen. Von 2014 bis 2018 arbeitete sie bei der Robert Bosch GmbH in Leonberg im Bereich der radarbasierten Fahrerassistenzsysteme. In dieser Zeit leitete sie mehrere Kundenprojekte und war Projektleiterin für das Seitenradar der 5. Generation für PKWs und LKWs. Im Oktober 2018 wurde Marlene Harter als Professorin an die Hochschule Offenburg im Bereich der Hochfrequenztechnik und Elektronik berufen. Dort ist sie seit 2022 Leiterin des Institute for Unmanned Aerial Systems. Sie erhielt 2008 den Werner von Siemens Excellence Award für ihre Diplomarbeit und den Best Paper Award auf der IEEE CIE International Conference on Radar in 2011. Im Jahr 2023 war sie Technical Program Chair der 20th European Radar Konferenz (EuRAD) in Berlin.



**Serdal Ayhan** schloss im Jahr 2009 sein Diplomstudium der Nachrichtentechnik/Elektronik und im Jahr 2010 das nachfolgende Masterstudium Informationstechnik an der Hochschule Mannheim ab. Im Jahr 2015 promovierte er am Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT) mit Schwerpunkt industrielle Radar-Sensorik für hochgenaue, radarbasierte Abstandsmessungen im Mikrometer-Bereich.

Nach seiner Promotion hat er bei der Valeo Schalter und Sensoren GmbH als Systemingenieur in der Vorausentwicklung für 79 GHz Radarsensoren in Fahrzeugen gearbeitet. In den Jahren 2016-2020 arbeitete er bei der SEW-Eurodrive GmbH & Co KG im Fachkreis Funk & Navigation an der Integration von Radarsensoren in smarte, autonom fahrende Förderfahrzeuge. Seit 2020 ist er an der Fakultät für Elektro- und Informationstechnik der Hochschule Karlsruhe Professor für Hochfrequenz- und Radartechnik.



**Herman Jalli Ng** schloss im Jahr 2005 sein Studium als Dipl.-Ing.(FH) an der Hochschule Karlsruhe in Deutschland ab und erwarb 2014 den Dokortitel in Mechatronik an der Johannes Kepler Universität Linz in Österreich. Von 2005 bis 2009 war er als ASIC-Entwickler bei der Robert Bosch GmbH in Reutlingen tätig, bevor er von 2009 bis 2015 als wissenschaftlicher Mitarbeiter an der Johannes Kepler Universität Linz arbeitete. In den Jahren

2015 bis 2020 leitete er erfolgreich die mm-Wave Wireless Forschungsgruppe am IHP Microelectronics. Seit 2020 ist er Professor an der Hochschule Karlsruhe. Er hat über 100 Zeitschriften- und Konferenzartikel verfasst, sowohl als Autor als auch als Co-Autor. Für seine wegweisenden Arbeiten im Bereich integrierter skalierbarer mm-Wellen-Radar-Transceiver in SiGe-BiCMOS-Technologien wurde ihm der VDE ITG-Preis 2018 und der APMC Best Paper Award 2019 verliehen. Zudem war er Mitpreisträger des IEEE Microwave Prize Award 2023 der IEEE Microwave Theory and Technology Society (MTT-S), des VDE/VDI GMM-Preises 2017 und des GAAS Association Student Fellowship 2019.