

# Schaltungsentwurf und Aufbautechnologie hocheffizienter GaN-HEMT Leistungsverstärker in MIC-Technologie

vorgelegt von  
Master of Science  
Felix Rautschke  
ORCID: 0000-0001-5250-8103

von der Fakultät IV - Elektrotechnik und Informatik  
der Technischen Universität Berlin  
zur Erlangung des akademischen Grades  
Doktor der Ingenieurwissenschaften  
- Dr.-Ing. -  
genehmigte Dissertation

Promotionsausschuss:

Vorsitzender: Prof. Dr.-Ing. Roland Thewes  
Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Georg Böck  
Gutachter: Prof. Dr. Madhukar Chandra  
Gutachter: Prof. Dr. sc. techn. Renato Negra

Tag der wissenschaftlichen Aussprache: 13. Dezember 2018

Berlin 2019



---

# Kurzfassung

Diese Dissertation ist das Ergebnis von mehr als drei Jahren Forschung und Entwicklung an der Technischen Universität Berlin, Fachgebiet Mikrowellentechnik. Während dieser Zeit wurden hochfrequente, hybride Leistungsverstärker auf Basis von Gallium-Nitrid HEMT Technologie der Firma Wolfspeed im Ku-Band und X-Band entwickelt und aufgebaut.

Das hybride Design der Verstärkerstufen stützt sich auf die  $250\text{ nm}$  GaN-HEMT Bare-Die Technologie von Wolfspeed, speziell werden die Transistoren *CGHV1J025D* und *CGHV1J070D* genutzt. Die simulativen Analysen der Transistoren werden anhand des *CGHV1J006D*, welcher die Grundlage der Transistorfamilie bildet, durchgeführt. Die Substrattechnologie, die auf einer Keramik,  $\text{Al}_2\text{O}_3$ , basiert, sowie alle passiven Strukturen werden abgehandelt. Schwerpunkt liegt jedoch auf der technischen Realisierung der Verstärkerstufen. Der Einfluss von parasitären Effekten, sowie Prozesstoleranzen sind mit steigender Frequenz zunehmend schwerer handzuhaben. Diesbezüglich wird ein zuverlässiger Prozess für die Realisierung hybrider, hochfrequenter Schaltungen detailliert analysiert und umgesetzt. Dieser beinhaltet die Lötung der Bare-Dies mittels einer Au/Sn Preform, als auch die Fixierung des Substrats in einem zweiten Prozessschritt. Der Masse-Übergangswiderstand zwischen Substrat und Transistor ist als kritisch anzusehen und hat starken Einfluss auf die Verstärkung und Ausgangsleistung des Verstärkers. Hierbei wird auf zwei Verfahren detailliert eingegangen, die Anwendung von leitfähigem Kleber und ein Lötverfahren mittels Indium.

Die Messergebnisse der entwickelten Verstärkermodule sind konkurrenzfähig im Vergleich zu dem Stand der Technik, zu dem Zeitpunkt dieser Dissertation. Eine erreichte Ausgangsleistung zwischen  $15 - 20\text{ W}$  bei einer Effizienz von mehr als 40% konnte in dem X-Band Frequenzbereich von  $8 - 11\text{ GHz}$  erzielt werden. Zwei weitere, schmalbandige Verstärkerstufen mit einer Ausgangsleistung von  $18\text{ W}$ , bzw.  $50\text{ W}$  wurden für den Ku-Band Frequenzbereich von  $13,75 - 14,5\text{ GHz}$  entwickelt und erfolgreich realisiert. Die Effizienz der Verstärker beläuft sich jeweils auf mehr als 30%.

---

# Abstract

This dissertation is the result of more than three years of research and development at the Berlin Institute of Technology, Microwave Engineering Laboratory. During this time, hybrid high-frequency power amplifiers in the Ku-band and X-band based on Gallium-Nitride HEMT technology from Wolfspeed were developed and assembled.

The hybrid design of the power amplifiers is based on Wolfspeed 250 nm GaN-HEMT bare-die technology, specifically the transistors *CGHV1J025D* and *CGHV1J070D* are used. The analyses of the transistors are performed using the *CGHV1J006D* simulation device model, which forms the baseline of the transistor family. The substrate technology which is based on alumina,  $Al_2O_3$ , and all passive structures are discussed. Emphasis is however on the technical realization of the amplifier modules. The influence of parasitic effects, as well as process tolerances is increasingly difficult to handle with increasing frequency. In this regard, a reliable process for the realization of hybrid high-frequency circuits is analyzed in detail and implemented. This includes the soldering of the bare-dies by means of an Au / Sn preform, as well as the fixation of the substrate in a second process step. The ground contact resistance, i.e. the transition between substrate and transistor, is critical and has a significant influence on the gain and output power of the amplifier. Two methods are discussed in detail, namely the use of conductive adhesive and a soldering process utilizing indium.

The measurement results of the developed amplifier modules are competitive compared to State-of-the-Art, at the time of this dissertation. An output power of 15 – 20 W and an efficiency of more than 40% are achieved in the X-band frequency range of 8 – 11 GHz. Two additional narrowband amplifier stages with output powers of 18 W, and 50 W, respectively, have been developed and successfully implemented for the Ku-band frequency range of 13,75 – 14,5 GHz. The efficiency of the amplifiers amounts to more than 30% each.

---

# Danksagung

Ich möchte mich bei Prof. Dr.-Ing. Georg Böck, Leiter des Fachgebiets Mikrowellentechnik an der Technischen Universität Berlin, für die Möglichkeit der Anfertigung und Durchführung dieser Dissertation bedanken. Durch seine tatkräftige Beratung und Unterstützung konnten diese Arbeit erfolgreich abgeschlossen werden.

Weiterhin gilt mein Dank auch meinen hochgeschätzten Kollegen Daniel Maaßen, Zihui Zhang, Chi Thanh Nghe, Markus Rose, Yaoshun Ding, Sönke Vehring und Tareq MHD. Arnous für ihre Ratschläge und Unterstützung. Dr.-Ing. Amin Hamidian und Dr.-Ing. Andrea Malignaggi danke ich für die Einführung in das Themengebiet während meiner Anfangsphase. In allen Kollegen habe ich gute Freunde finden können.

Des Weiteren danke ich Uwe Dalisda, Lothar Schenk und Florian Ohnimus für die zahlreichen Anregungen und Ratschläge. Herr Klaus Beister und Heidrun Hunzinger danke ich für Hilfestellung und Überarbeitung der Layout-Daten, sowie Herr Gerd Hechtfisher für die Fertigung der Keramik-Substrate. Mein Dank gilt auch Herr Thomas Janda, für den präzisen Aufbau der Verstärkermodule, sowie Herr Falk, Herr Christian Birr und Herr Thomas Kieckbusch für die mikromechanische Fertigung.

Dank gilt auch meiner Freundin und meiner Familie für ihre Unterstützung und Verständnis.

---

# Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis		VIII
Tabellenverzeichnis		XIII
Glossar		XIV
<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1	Motivation . . . . .	1
1.2	Zielsetzung . . . . .	2
1.3	Strukturierung . . . . .	3
<b>2</b>	<b>Grundlagen und Vorbetrachtungen</b>	<b>5</b>
2.1	Messtechnik . . . . .	5
2.1.1	S-Parameter Messung . . . . .	6
2.1.2	Großsignal-Messung . . . . .	7
2.1.3	Messungen mit modulierten Signalen . . . . .	9
2.2	Passive Bauelemente . . . . .	11
2.2.1	Substrat . . . . .	11
2.2.1.1	Dünnschichttechnologie . . . . .	12
2.2.1.2	Mikrostreifenleitung . . . . .	15
2.2.2	Dünnschicht-Widerstände . . . . .	19
2.2.3	Dünnschicht-Kapazitäten . . . . .	23
2.2.4	Interdigital Kapazitäten . . . . .	26
2.2.5	Durchkontaktierungen . . . . .	34
2.2.6	Bond-Drahtverbindungen . . . . .	36
2.3	Aktive Bauelemente . . . . .	38
2.3.1	Gallium Nitrid HEMT . . . . .	38
2.3.2	Wolfspeed G40V4 Technologie . . . . .	41
2.3.2.1	DC-Kenngrößen . . . . .	43
2.3.2.2	AC-Kenngrößen . . . . .	44

2.4	Leistungsverstärker . . . . .	47
2.4.1	Verstärkerklassen . . . . .	47
2.4.2	Arbeitspunkteinstellung . . . . .	48
2.4.3	Linearität . . . . .	49
2.4.3.1	Kompressions- und Phasenverhalten . . . . .	49
2.4.3.2	Verzerrung und Intermodulation . . . . .	50
2.4.4	Load-Pull Analyse . . . . .	53
2.4.5	Bode-Fano Kriterium . . . . .	57
3	Schaltungsentwurf . . . . .	59
3.1	Vorbetrachtungen . . . . .	59
3.1.1	Mehr-Moden-Ausbreitung . . . . .	59
3.1.2	Bus-Bar Combiner . . . . .	60
3.1.3	Stromdichte-Verteilung . . . . .	62
3.2	Ku-Band Leistungsverstärker . . . . .	65
3.2.1	Design I – 10-W . . . . .	65
3.2.2	Design II – 50-W . . . . .	70
3.3	X-Band Leistungsverstärker . . . . .	75
4	Aufbautechnologie und Messergebnisse . . . . .	80
4.1	Aufbautechnik . . . . .	80
4.1.1	Bare-Die . . . . .	80
4.1.2	Substrat . . . . .	83
4.1.2.1	Leitfähiger Kleber . . . . .	83
4.1.2.2	Indium-Lot . . . . .	88
4.2	Kleinsignal-Messung . . . . .	94
4.2.1	Ku-Band Verstärker . . . . .	94
4.2.2	X-Band Verstärker . . . . .	98
4.3	Großsignal-Messung . . . . .	101
4.3.1	Ku-Band Verstärker . . . . .	101
4.3.1.1	PA <sub>Ku10</sub> . . . . .	101
4.3.1.2	PA <sub>Ku50</sub> . . . . .	105
4.3.2	X-Band Verstärker . . . . .	110
5	Zusammenfassung . . . . .	114
	Literaturverzeichnis . . . . .	117
A	Stepped Impedance Transformer . . . . .	127

B Tschebyscheff Impedanz Transformation

128

# Abbildungsverzeichnis

1.1	Vergleich aktueller Halbleitertechnologien in Bezug auf realisierbare Ausgangsleistung und Frequenz [Aic12]. . . . .	1
2.1	Labormessplatz mit zwei Racks für Klein- und Großsignal-Analyse. . . . .	5
2.2	Kleinsignal-Messplatz bis 20 GHz. . . . .	6
2.3	TRL Standards auf Keramiksubstrat inkl. Beschriftung. . . . .	7
2.4	Schematische Darstellung des Großsignal-Messaufbaus. . . . .	8
2.5	Schematische Darstellung des Messaufbaus für modulierte Signale. . . . .	9
2.6	(a) Grafische Darstellung einer Mikrostreifenleitung und (b) das Ersatzschaltbild. .	15
2.7	Analytische Betrachtungen der (a) charakteristischen Impedanz $Z_0$ und (b) Kapazitäts- und Induktivitätsbelag in Relation zu der Leitungsbreite. . . . .	16
2.8	Analytische Betrachtungen der (a) Eindringtiefe in Abhängigkeit der Frequenz und (b) der Metallagen in Relation zu der jeweiligen Eindringtiefe. . . . .	17
2.9	(a) Analytische Betrachtungen der ohmschen und dielektrischen Verluste einer 110 $\mu\text{m}$ breiten Mikrostreifenleitung und (b) die Messung im Vergleich zu der EM-Simulation. .	18
2.10	Dimensionierung eines Dünnschichtwiderstands in (a) vereinfachter Form und (b) Serpentina-Form. . . . .	19
2.11	Grafische Darstellung des (a) Widerstandswertes und (b) der Abhängigkeit des Flächenwiderstands von der NiCr-Schichtdicke. . . . .	20
2.12	Sputter-Reste durch eine zu dicke NiCr-Schicht für (a) gekoppelte Leitungen und (b) Mikrostreifenleitungen. . . . .	20
2.13	Trimm-Schnitte in den Variationen (a) gerader Schnitt, (b) rechteckiger Schnitt und (c) Verjüngung der Widerstandsschicht. . . . .	21
2.14	Ersatzschaltbild für einen Dünnschichtwiderstand inkl. Zuführungsleitungen. . . . .	21
2.15	Simulation (Linie) und Messung (Symbole) der Widerstandswerte (a) Real- und Imaginär-Anteil, (b) Smith Diagramm. . . . .	22
2.16	Teststrukturen (a) 20 $\Omega$ , (b) 50 $\Omega$ und (c) 100 $\Omega$ . . . . .	22
2.17	MIM-Kondensator inkl. Zuführungsleitungen. . . . .	23
2.18	Grafische Darstellung des (a) Kapazitätswertes und (b) Abhängigkeit der Selbst-Resonanzfrequenz in Bezug auf eine quadratische Elektrodenfläche. . . . .	24
2.19	Ersatzschaltbild für eine MIM-Kapazität. . . . .	25
2.20	Reaktanz einer quadratischen Struktur in Abhängigkeit der Frequenz. . . . .	25
2.21	Layout-Dimensionen einer Interdigital Kapazität. . . . .	26
2.22	Ersatzschaltbild einer Interdigital Kapazität. . . . .	27

2.23	Simulierte Selbst-Resonanzfrequenz und Kapazitätswert in Abhängigkeit der Fingerlänge und -anzahl. . . . .	27
2.24	Simulativ bestimmte Werte für (a) Kapazität und (b) Selbst-Resonanzfrequenz in Bezug auf die Fläche der gesamten Struktur. . . . .	28
2.25	Simulierte Güte in Abhängigkeit des Kapazitätswert bei 10 GHz. . . . .	29
2.26	Teststrukturen (a) 0,8 mm, (b) 0,6 mm und (c) 0,35 mm. . . . .	30
2.27	$S_{11}$ der Teststrukturen für (a) 0,8 mm, (b) 0,6 mm und (c) 0,35 mm. . . . .	30
2.28	Simulierte (durchgezogene Linien) und gemessene (Symbole) (a) Kapazität und (b) Reaktanz für die Teststrukturen mit drei gekoppelten Leitungen. . . . .	30
2.29	Teststrukturen (a) 0,8 mm, (b) 0,6 mm, (c) 0,35 mm und (d) 0,30 mm. . . . .	31
2.30	Teststrukturen (a) 0,8 mm, (b) 0,6 mm, (c) 0,35 mm und (d) 0,30 mm. . . . .	32
2.31	Simulierte (durchgezogene Linien) und gemessene (Symbole) (a) Kapazität und (b) Reaktanz für die Teststrukturen mit fünf gekoppelten Leitungen. . . . .	32
2.32	Messung der mechanischen Dimensionen der Teststrukturen (a) 0,35 mm und (b) 0,6 mm . . . . .	33
2.33	Interdigital Kapazität nach Spannungsdurchschlag. . . . .	33
2.34	Via-Induktivität (a) in Abhängigkeit des Radius bei 127 $\mu m$ Substrathöhe und (b) des Widerstands in Abhängigkeit der Frequenz bei 100 $\mu m$ Via-Radius. . . . .	35
2.35	Darstellung der Verbindungstechnik für (a) Ball-Bond und (b) Wedge-Bond. . . . .	36
2.36	Bonddrahtverbindungen (a) Wedge- und (b) Ribbon-Bond. . . . .	37
2.37	Simulierte Bonddraht- und Flachbandinduktivität in Abhängigkeit der Länge der Verbindung. . . . .	37
2.38	(a) Schematische Darstellung der Epitaxie und Kontakte. Bändermodell eines HEMT für (b) leitenden und (c) sperrenden Zustand [HL09, S.461]. . . . .	38
2.39	Kleinsignal-Ersatzschaltbild eines FET [Bah09, S. 94]. . . . .	40
2.40	Großsignal-Ersatzschaltbild eines FET [Mor09, S.438]. . . . .	41
2.41	Wolfspeed (a) CGHV1J006D, (b) CGHV1J025D und (c) CGHV1J070D. . . . .	42
2.42	CGHV1J006D (a) Ausgangskennlinienfeld, (b) Steuerkennlinie für 40 V in Abhängigkeit der Flanschttemperatur. . . . .	44
2.43	Abhängigkeit der instrinsischen Eingangs-, Ausgangs- und Miller-Kapazität einer Einheitszelle von der Betriebsspannung im kalten Zustand ( $V_{gs} = -8 V$ , $f = 1 MHz$ ). . . . .	45
2.44	Abhängigkeit der extrinsischen Steilheit des CGHV1J006D von der Frequenz bei $V_{ds} = 40 V$ . . . . .	46
2.45	CGHV1J006D (a) MAG, (b) H21, (c) $f_T$ , (d) $f_{MAX}$ . . . . .	46
2.46	Ausgangsleistung und Effizienz in Abhängigkeit des Stromflusswinkels. . . . .	47
2.47	Betriebsarten linearer Verstärker (a) Ausgangskennlinienfeld (b) Drainstrom in Abhängigkeit der Gatespannung. . . . .	48
2.48	Steuerkennlinie des CGHV1J006D und Kennzeichnung diverser Ruhestrome für $V_{DS} = 40 V$ . . . . .	49
2.49	Schematische Darstellung des Kompressions- und Phasenverhalten in Abhängigkeit der Eingangsleistung. . . . .	50
2.50	Harmonischer Intercept Point zweiter und dritter Ordnung IPH2 und IHP3. . . . .	51

2.51	Ausgangs-Amplitudenspektrum bei der Zweitton-Aussteuerung eines nichtlinearen Verstärkers. . . . .	51
2.52	Intermodulationsbasierter Intercept Point IP3. . . . .	52
2.53	Kleinsignal- und Leistungs-Anpassung im Vergleich [Bö14]. . . . .	53
2.54	Simulierte Load-Pull Konturen des CGHV1J006D für (a) 10 GHz und (b) 14 GHz. . . . .	54
2.55	Simulierte Last-Impedanzen (a) von 500 MHz bis 18 GHz und eine Detailansicht von 8 bis 15 GHz für (b) CGHV1J025D und (c) CGHV1J070D. . . . .	55
2.56	Relative Anpassung in Bezug auf die absolute Bandbreite bei 10 und 14 GHz Mit- tenfrequenz mit und ohne Bonddrahtinduktivität. . . . .	58
3.1	Dispersions-Diagramm einer Mikrostreifenleitung mit der Breite (a) $W = 1,28 \text{ mm}$ und (b) $W = 4 \text{ mm}$ . . . . .	60
3.2	Schematisch Darstellung des Bus-Bar Combiners. . . . .	61
3.3	Normierte Stromdichteverteilung auf einer $110 \mu\text{m}$ breiten Mikrostreifenleitung für 15 GHz. . . . .	62
3.4	Normierte Stromdichteverteilung auf einer (a) $1,28 \text{ mm}$ und (b) $4 \text{ mm}$ breiten Mi- krostreifenleitung für 15 GHz. . . . .	63
3.5	Normierte Stromdichteverteilung auf (a) vier und (b) zwölf verteilten Leitungen mit einer Breite von jeweils $W = 0,31 \text{ mm}$ für 15 GHz. . . . .	64
3.6	Realisierte Verstärker (a) $\text{PA}_{\text{Ku}10}$ und (b) $\text{PA}_{\text{Ku}50}$ . . . . .	65
3.7	Stepped Impedance Transformer für $\text{PA}_{\text{Ku}10}$ . . . . .	66
3.8	Schematische Ansicht der entwickelten Verstärkerstufe (a) $\text{PA}_{\text{Ku}10}$ und die Impedanz- Transformation des (b) Eingangs- und (c) Ausgangsnetzwerks in dem Frequenzbe- reich von $13,75 - 14,5 \text{ GHz}$ . . . . .	68
3.9	Anpassung und Transmission des (a) Eingangs- und (b) Ausgangsnetzwerk von $\text{PA}_{\text{Ku}10}$ , sowie (c) die Phasen- und Amplituden-Imbalance der inneren und äußere- ren Tore. . . . .	69
3.10	Stepped Impedance Transformer für $\text{PA}_{\text{Ku}50}$ . . . . .	70
3.11	Phasen- und Amplitudenabweichung des 3-zu-1 $0^\circ$ -Combining. . . . .	71
3.12	Schematische Ansicht der entwickelten Verstärkerstufe (a) $\text{PA}_{\text{Ku}50}$ und die Impedanz- Transformation des (b) Eingangs- und (c) Ausgangsnetzwerks in dem Frequenzbe- reich von $13,75 - 14,5 \text{ GHz}$ . . . . .	72
3.13	Anpassung und Transmission des (a) Eingangs- und (b) Ausgangsnetzwerk von $\text{PA}_{\text{Ku}50}$ . . . . .	73
3.14	(a) Amplituden- und (b) Phasen-Imbalance der Anpassungsnetzwerk, sowie (c) die Amplituden- und Phasenverteilung über die Einheitszellen des Bare-Die bei 14 GHz von $\text{PA}_{\text{Ku}50}$ . . . . .	74
3.15	Realisierter Verstärker $\text{PA}_{\text{X}}$ . . . . .	75
3.16	Definition der (a) normierten Elemente des Tschebyscheff Impedanz-Transformators für (b) Ein- und (c) Ausgangsnetzwerk von $\text{PA}_{\text{X}}$ . . . . .	76
3.17	Schematische Ansicht der entwickelten Verstärkerstufe (a) $\text{PA}_{\text{X}}$ und die Impedanz- Transformation des (b) Eingangs- und (c) Ausgangsnetzwerks in dem Frequenzbe- reich von $8,2 - 12,4 \text{ GHz}$ . . . . .	78

3.18 Anpassung und Transmission des (a) Eingangs- und (b) Ausgangsnetzwerk von $PA_X$ , sowie (c) die Phasen- und Amplituden-Imbalance über die Breite der Leitung. . . .	79
4.1 Lasermarkierung/ Schwemmkante (a) akzeptabler Versatz und (b) erheblicher Versatz.	81
4.2 Vakuumlötung (a) Temperatur-Kurve und (b) Benetzungsverhalten der Preform auf dem Cu/Mo/Cu Flansch. . . . .	81
4.3 Röntgenbilder der Bare-Dies (a)-(d) CHGV1J070D und (e)-(g) CHGV1J025D. . . .	82
4.4 Bondverbindung des Dies zum Eingangs-/ Ausgangsanpassnetzwerk in der (a) Draufsicht und (b) Seitenansicht. . . . .	83
4.5 (a) Kleinsignal-Messung (Symbole) und Simulation (durchgezogene Linien) und (b) Vergleich zwischen Wedge- und Ribbon-Bonddrähten von $PA_{Ku10}$ ( $V_{DS} = 40 V$ ; $I_q = 200 mA$ ) . . . . .	84
4.6 Vergleich zwischen Monte-Carlo Simulation für Bonddrahttoleranzen von 40% und Messung von $PA_{Ku50}$ ( $V_{DS} = 40 V$ ; $I_q = 300 mA$ ) . . . . .	85
4.7 (a) Schematische Ansicht des Substrats inklusive Kleber (Gelb) und (b) das Ersatzschaltbild der Struktur. . . . .	86
4.8 Ersatzwiderstand des leitenden Klebers in Abhängigkeit der (a) Frequenz und der (b) Eindringtiefe für verschiedene Breiten einer Mikrostreifen Leitung. . . . .	86
4.9 (a) Schnittansicht des Kleberaufbaus. (b) Perspektivische Ansicht aus CST. . . . .	87
4.10 Vergleich zwischen Kleinsignal-Messung (Symbole) und Simulation (durchgezogene Linien) von $PA_{Ku10}$ mit angepasstem Übergangswiderstand ( $V_{DS} = 40 V$ ; $I_q = 100 mA$ ). . . . .	87
4.11 Ersatzwiderstand des Indium-Lots in Abhängigkeit der (a) Frequenz und der (b) Eindringtiefe für verschiedene Breiten einer Mikrostreifen Leitung. . . . .	89
4.12 Röntgenbilder des Indium-Lötprozess mit (a) Flussmittel und mit (b) HCOOH Aktivierung. . . . .	89
4.13 Realisierter Aufbau des Designs $PA_{Ku10}$ mit Ausbruch (a) Bare-Die, (b) Röntgenbild Bare-Die, (c) Verstärkerpallet und (d) Röntgenbild Verstärkerpallet. . . . .	90
4.14 Realisierter Aufbau des Designs $PA_{Ku10}$ mit geteilten Substrat (a) Die, (b) Röntgenbild Die, (c) Verstärkerpallet, (d) Röntgenbild Verstärkerpallet. . . . .	91
4.15 Realisierter Aufbau des Designs $PA_{Ku10}$ mit geteilten Substrat (a) Die, (b) Röntgenbild Die, (c) Verstärkerpallet, (d) Röntgenbild Verstärkerpallet. . . . .	92
4.16 Kleinsignal-Messung (Symbole) des aufgebauten Verstärkerpallets $PA_{Ku10}$ mit Indium-Lot im Vergleich zur Simulation (durchgezogene Linien) ( $V_{DS} = 40 V$ ; $I_q = 100 mA$ ). . . . .	93
4.17 Kleinsignal-Messung (Transmission) als Vergleich aller aufgebauten Verstärkerpallets $PA_{Ku10}$ ( $V_{DS} = 40 V$ ; $I_q = 200 mA$ ). . . . .	94
4.18 Kleinsignal-Messung von T1 für (a) verschiedenen Versorgungsspannungen bei $I_q = 100 mA$ und (b) Ruhestrome bei $V_{DS} = 40 V$ . . . . .	95
4.19 Kleinsignal-Messung (Symbole) von Träger 2 im Vergleich zur Simulation (durchgezogene Linien) von $PA_{Ku50}$ ( $V_{DS} = 40 V$ ; $I_q = 300 mA$ ). . . . .	96
4.20 Kleinsignal-Messung (Transmission) als Vergleich aller aufgebauten Verstärkerpallets $PA_{Ku50}$ ( $V_{DS} = 40 V$ ; $I_q = 300 mA$ ). . . . .	97

4.21	Kleinsignal-Messung (Transmission) des aufgebauten Verstärkerpallets $PA_X$ ( $V_{DS} = 40 V$ ; $I_q = 200 mA$ ). . . . .	98
4.22	Simulierte Phasen- und Amplituden-Imbalance für zwei Wedge-Bonddrähte (Linie) und zwei Flachbandverbindungen (Symbole). . . . .	99
4.23	Kleinsignal-Messung (Transmission) des aufgebauten Verstärkerpallets $PA_X$ mit Ribbon-Verbindungen ( $V_{DS} = 40 V$ ; $I_q = 200 mA$ ). . . . .	100
4.24	Großsignal-Messung von $PA_{Ku10}$ (a) Ausgangsleistung, (b) Verstärkung, (c) Effizienz und (d) PAE ( $V_{DS} = 40 V$ ; $I_q = 200 mA$ ). . . . .	102
4.25	Großsignal-Messung (Symbole) im Vergleich zu der Simulation (durchgezogene Linien) von $PA_{Ku10}$ (T1) im CW-Betrieb über die Eingangsleistung ( $V_{DS} = 40 V$ ; $I_q = 200 mA$ ). . . . .	103
4.26	Ausgangsspektrum der modulierten Messung von $PA_{Ku10}$ T1 ( $V_{DS} = 40 V$ ; $I_q = 200 mA$ ) ( $RBW = 200 kHz$ ; $VBW = 10 MHz$ ; $300 ms$ sweep time). . . . .	104
4.27	Großsignal-Messung von $PA_{Ku50}$ (a) Ausgangsleistung, (b) Verstärkung, (c) Effizienz und (d) PAE ( $V_{DS} = 40 V$ ; $I_q = 300 mA$ ). . . . .	106
4.28	Großsignal-Messung (Symbole) im Vergleich zu der Simulation (Linie) von $PA_{Ku50}$ (T2) über die Eingangsleistung ( $V_{DS} = 40 V$ ; $I_q = 300 mA$ ). . . . .	107
4.29	Infrarot-Messung der Bare-Die Temperatur von $PA_{Ku50}$ für eine Ausgangsleistung von $42 W$ bei $14 GHz$ . . . . .	107
4.30	Ausgangsspektrum der modulierten Messung von $PA_{Ku50}$ (T2) mit und ohne Linearisierung ( $V_{DS} = 40 V$ ; $I_q = 300 mA$ ) ( $RBW = 200 kHz$ ; $VBW = 10 MHz$ ; $300 ms$ sweep time). . . . .	108
4.31	Großsignal-Messung von $PA_X$ über die Frequenz bei einer Eingangsleistung von $33 dBm$ ( $V_{DS} = 40 V$ ; $I_q = 50 mA$ ). . . . .	110
4.32	Kompressionsverhalten von $PA_X$ bei $10 GHz$ ( $V_{DS} = 40 V$ ). . . . .	111
4.33	Großsignal-Messung von $PA_X$ (a) Ausgangsleistung und (b) Effizienz über die Eingangsleistung ( $V_{DS} = 40 V$ ; $I_q = 50 mA$ ). . . . .	112

# Tabellenverzeichnis

2.1	TRL Leitungslängen und Frequenzbereiche . . . . .	7
2.2	Substrateigenschaften . . . . .	13
2.3	Schichtsystem . . . . .	14
2.4	Elektrische Eigenschaften von Polyimid . . . . .	23
2.5	Leiterbahnbreiten und -abstände . . . . .	31
2.6	Durchschlagspannung . . . . .	33
2.7	Halbleitereigenschaften [Qua08] . . . . .	39
2.8	Wolfsped G40V4 . . . . .	42
2.9	Spezifikationen des <i>CGHV1J006D</i> . . . . .	43
2.10	Wolfsped G40V4 Source-/ Load-Impedanzen ( $V_{DS} = 40 V$ ) . . . . .	56
3.1	Leitungs-Impedanzen . . . . .	64
3.2	Charakteristische Werte bei $14 GHz$ Mittenfrequenz für $PA_{Ku10}$ . . . . .	69
3.3	Charakteristische Werte bei $14 GHz$ Mittenfrequenz für $PA_{Ku50}$ . . . . .	73
3.4	Tschebyscheff Impedanz-Transformator Elemente . . . . .	77
3.5	Charakteristische Werte bei $10 GHz$ Mittenfrequenz für $PA_X$ . . . . .	79
4.1	Messungen für $PA_{Ku10}$ mit einer $5 MHz$ QPSK ( $\alpha = 0.35$ ) . . . . .	103
4.2	Vergleich von $PA_{Ku10}$ zu State-of-the-Art PAs im Ku-band . . . . .	105
4.3	Messungen für $PA_{Ku50}$ mit einer $20 MHz$ QPSK ( $\alpha = 0.35$ ) . . . . .	108
4.4	Vergleich von $PA_{Ku50}$ zu State-of-the-Art PAs im Ku-band . . . . .	110
4.5	Vergleich von $PA_X$ zu State-of-the-Art PAs im X-band . . . . .	113
B.1	$L_{Ar}$ vs. FBW und $r$ für $n = 6$ . . . . .	129
B.2	Element $g_1$ vs. FBW und $r$ für $n = 6$ . . . . .	130
B.3	Element $g_2$ vs. FBW und $r$ für $n = 6$ . . . . .	131
B.4	Element $g_3$ vs. FBW und $r$ für $n = 6$ . . . . .	132

# Glossar

## Abkürzungen

2DEG	2-dimensionales Elektronengas
AC	Wechselstrom/ Alternating Current
ACLR	Adjacent Channel Leakage Ratio
ADS	Keysight Advanced Design System
AlGaN	Aluminiumgalliumnitrid
AM/AM	Amplitude to Amplitude Modulation
AM/PM	Amplitude to Phase Modulation
APSK	Asymmetric Phase-shift keying
CCDF	Complementary Cumulative Distribution Function
CST	Computer Simulation Technology
CW	Continuous wave
DC	Gleichstrom/ Direct Current
DUT	Device under Test
DVB-S/S2	Digital Video Broadcast - Satellite
EVM	Error Vector Magnitude
FBW	Fractional Bandwidth
FDTD	Finite Difference Time Domain
FEM	Finite Element Method
FET	Feldeffekttransistor
GaN	Gallium-Nitrid
GaAs	Gallium-Arsenid
GND	Ground/Masse
GPS	Global Positioning System
GSG	Ground-Signal-Ground
HBT	Heterojunction Bipolar Transistor
HEMT	High Electron Mobility Transistor
IC	Integrated Circuit
IDC	Interdigital Capacitor
IL	Einfügedämpfung/ Insertion Loss
IM3	Third-Order Intermodulation Product
IMD	Intermodulation Distortion
IP3	Third-Order Interception Point

---

LO	Local Oscillator
MAG	Maximum available Gain
MESFET	Metal Semiconductor Field Effect Transistor
MIC	Microwave Integrated Circuit
MIM	Metal-Insulator-Metal
MMIC	Monolithic Microwave Integrated Circuit
MoM	Momentenmethode/ Methods of Moments
MSG	Maximum stable Gain
MSL	Mikrostreifen-Leitung
PA	Leistungsverstärker/ Power Amplifier
PAE	Power Added Efficiency
PAPR	Peak to Average Power Ratio
PSK	Phasenmodulation/ Phase-Shift Keying
QPSK	Quadrature Phase-Shift Keying
QTEM	Quasi Transverse Electromagnetic
RF	Radio Frequency
RL	Reflexionsdämpfung/ Return Loss
Si	Silicium
SiC	Silicium-Carbid
SIW	Substrate Integrated Waveguide
SOLT	Short-Open-Line-Thru
SRF	Self-resonant Frequency/ Selbst-resonanzfrequenz
TE	Transverse Electric
TEM	Transverse Electromagnetic
TM	Transverse Magnetic
TML	Transmission Line
TRL	Thru-Reflect-Line
TWTA	Travelling Wave Tube Amplifier
VNA	Vector Network Analyser
VSAT	Very Small Aperture Terminal
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio

## Formelzeichen/Symbole

$\alpha$	Roll-Off Faktor
$\alpha_c$	ohmsche Verluste (dB/m)
$\alpha'_c$	ohmsche Verluste inkl. Rauigkeit (dB/m)
$\alpha_d$	dielektrische Verluste (dB/m)
$\alpha_t$	Gesamtverluste (dB/m)
$\beta$	Phasenkonstante (rad/m)
$C'$	Kapazitätsbelag (pF/m)

---

$C_{ds}$	Drain-Source Kapazität (pF)
$C_{gd}$	Gate-Drain Kapazität (pF)
$C_{gs}$	Gate-Source Kapazität (pF)
$CL$	Kopplung (dB)
$\delta$	Skin-Effekt/ Eindringtiefe (m)
$\eta$	Effizienz (%)
$\eta_s$	Intrinsische Impedanz ( $\Omega$ )
$\varepsilon$	Permittivität ( $\text{AmV}^{-1}\text{s}^{-1}$ )
$\varepsilon_0$	Elektrische Feldkonstante ( $\text{AmV}^{-1}\text{s}^{-1}$ )
$\varepsilon_r$	Relative Permittivität
$f$	Frequenz ( $\text{s}^{-1}$ )
$f_{MAX}$	Maximale Schwingfrequenz ( $\text{s}^{-1}$ )
$f_T$	Transitfrequenz ( $\text{s}^{-1}$ )
$\gamma$	Ausbreitungskonstante
$\Gamma$	Reflexionskoeffizient
$G'$	Ableitungsbelag (S/m)
$gm$	Steilheit/ Transkonduktanz (S)
$h$	Substrathöhe (mm)
$I_{ds}$	Drainstrom (A)
$I_q$	Ruhestrom (A)
$IL$	Insertion Loss (dB)
$k_s$	Crest Faktor
$\kappa$	thermische Leitfähigkeit ( $\text{W/m} \cdot \text{K}$ )
$\lambda$	Wellenlänge (m)
$L'$	Induktivitätsbelag (nH/m)
$\mu$	Permeabilität ( $\text{VsA}^{-1}\text{m}^{-1}$ )
$\mu_0$	Magnetische Feldkonstante ( $\text{VsA}^{-1}\text{m}^{-1}$ )
$\mu_r$	Permeabilitätszahl
$\omega$	Kreisfrequenz ( $\text{s}^{-1}$ )
$P_{1dB}$	Ausgangsleistung (W) im 1 dB Kompressionspunkt
$P_{avg}$	Durchschnitts-Ausgangsleistung (W)
$P_{diss}$	Verlustleistung (W)
$P_{in}$	Eingangsleistung (W)
$P_{out}$	Ausgangsleistung (W)
$P_{peak}$	Spitzen-Ausgangsleistung (W)
$Q$	Güte
$r$	Radius (m)
$R$	Widerstand ( $\Omega$ )
$R'$	Widerstandsbelag ( $\Omega/\text{m}$ )
$R_a$	Rauigkeit ( $\mu\text{m}$ )
$R_F$	Flächenwiderstand ( $\Omega/\text{Sq}$ )
$RL$	Return Loss (dB)
$\rho$	Spezifischer Widerstand ( $\Omega\text{m}$ )

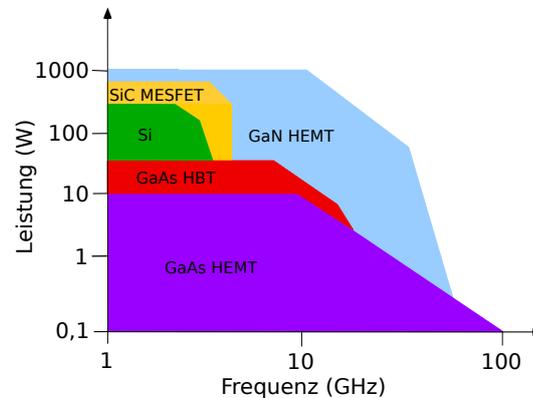
$\sigma$	Elektrische Leitfähigkeit ( $\text{Sm}^{-1}$ )
$t$	Metallisierung Mikrostreifenleitung ( $\mu\text{m}$ )
$\tan \delta$	Verlustwinkel
$\Theta$	Stromflußwinkel (rad)
$V_{br}$	Durchbruchspannung (V)
$V_{ds}$	Drainspannung (V)
$V_{gs}$	Gatespannung (V)
$W$	Breite Mikrostreifenleitung (mm)
$Z$	Komplexe Impedanz ( $\Omega$ )
$Z_0$	Charakteristische Impedanz ( $\Omega$ )
$Z_{L,opt}$	Optimale Ausgangsimpedanz ( $\Omega$ )
$Z_{S,opt}$	Optimale Eingangsimpedanz ( $\Omega$ )



# 1 Einleitung

## 1.1 Motivation

Die Gallium-Nitrid HEMT Technologie erschließt zunehmend neue Gebiete transistorbasierter Verstärker hin zu hohen Frequenzen und Ausgangsleistungen. Abbildung 1.1 stellt derzeit aktuelle Halbleitermaterialien im Vergleich zueinander dar. In dem Frequenzbereich bis  $4\text{GHz}$  stehen diverse Halbleitertechnologien hinsichtlich der maximal erreichbaren Ausgangsleistung zur Verfügung. Mit steigender Frequenz stechen die GaN- und Gallium-Arsenid-HEMTs heraus. Das entscheidende Kriterium ist hierbei nur noch die zu erzielende Ausgangsleistung.



**Abbildung 1.1:** Vergleich aktueller Halbleitertechnologien in Bezug auf realisierbare Ausgangsleistung und Frequenz [Aic12].

Aufgrund der hohen Leistungsdichte der GaN-HEMT Technologie stellt diese eine Alternative zu bestehenden Halbleitermaterialien und auch Röhrenverstärkern (TWTA) dar. Transistorbasierte Verstärker können durch die Kombination mehrerer Verstärkermodule vergleichbare Leistungspegel erreichen. Dieser Ansatz bietet die Möglichkeit des Austausches von Modulen im laufenden Betrieb (engl. Hot-Swap). Entsprechende Methoden für diesen Ansatz sind wohlbekannt, sowohl für Verbindungen auf koaxialer und Hohlleiter-Technologie [Elb14]. Ebenfalls bieten solche Systeme eine Redundanz, für den Fall des

Versagens eines Moduls, wird lediglich die Ausgangsleistung reduziert, die Systemfunktion kann jedoch weiter bestehen.

In diesem Ansatz können die Verstärkermodule sowohl als Monolithic Microwave Integrated Circuit (MMIC), als auch Microwave Integrated Circuit Technologie (MIC) realisiert werden. MMICs mit hoher Ausgangsleistung für Frequenzen bis  $15\text{ GHz}$  sind bereits kommerziell erhältlich [Wol19, Qor15, Qor16a], jedoch ist der Erwerb außerhalb der Vereinigten Staaten aufgrund der Regulierung des internationalen Waffenhandels (engl. International Traffic in Arms Regulations, kurz ITAR) nur beschränkt möglich. Diese Regelung bezieht sich jedoch nicht auf diskrete Transistoren der Firma Wolfspeed [Wol15a, Wol15b, Wol17a]. Eine hybride Verstärkerlösung ist für europäische Entwicklungen durchaus eine Alternative zu MMICs.

## 1.2 Zielsetzung

Die Aufgabenstellung dieser Arbeit umfasst den Entwurf, die Realisierung und die Analyse von hochfrequenten Leistungsverstärkern im X- und Ku-Band in MIC-Technologie. Die Grundlage für die Schaltungen bilden Bare-Die Transistoren der Firma Wolfspeed [Wol15a, Wol15b, Wol17a] in Kombination mit Dünnschichttechnologie auf Keramik-Substrat für die Anpasstrukturen. Sowohl die aktiven, als auch passiven Strukturen sollen zu Bezug auf Toleranzen und parasitäre Effekte hin untersucht werden. Mit zunehmender Frequenz spielen Aufbau- und Prozesstoleranzen eine große Rolle in der Realisierungsphase der zu entwickelnden Schaltungen. Ziel ist es einen zuverlässigen Prozess für den Aufbau der Module zu erarbeiten und dabei auf verschiedene Technologien zurückzugreifen.

Das X-Band umfasst den Frequenzbereich von  $8 - 12\text{ GHz}$  [IEE03] und damit eine relative Bandbreite (engl. fractional bandwidth) von  $FBW = 40\%$ . Dieses Band wird vorwiegend in der Radar-Technik und für militärische Zwecke genutzt [Bun16]. Der Entwurf, des in dieser Arbeit abgehandelten Verstärkermoduls, strebt jedoch den Frequenzbereich von  $8,2 - 12,4\text{ GHz}$  an. Dieser basiert auf dem Hohlleiter-Standard WR-92. Die Idee hinter diesem Ansatz setzt an der Integration des Verstärkermoduls in den bestehenden Standard an. Angestrebt wird eine Ausgangsleistung von  $20\text{ W}$  für gepulste Signale über die komplette Bandbreite. Die Effizienz soll sich an bestehenden Leistungsverstärkern orientieren und diese übertreffen.

Das Bodensegment in der Satellitenkommunikation (Ku-Band) stützt sich derzeit auf röhren-basierte Verstärker (engl. traveling wave tube amplifier, kurz TWTA) mit ho-

her Ausgangsleistung. Der Trend entwickelt sich jedoch in Richtung Very-Small-Aperture-Terminals, als Alternative zu dem bestehenden, terrestrischen Netz. Diese Terminals bestehen aus einer Antennenapertur mit geringer Fläche und der entsprechenden Empfangs- und Sendeelektronik mit einer Ausgangsleistung der Leistungsstufe von mehreren Watt. GaN-HEMT Technologie eignet sich hervorragend für diese Leistungsklasse und bietet gegenüber der vorherrschenden GaAs-HEMT Technologie eine höhere Effizienz bei gleichzeitig geringeren mechanischen Dimensionen der aktiven Bauelemente. In dieser Arbeit sollen zwei Verstärkerstufen in dem Sendefrequenzbereich von  $13,75 - 14,5 \text{ GHz}$  mit einer Ausgangsleistung von  $10 \text{ W}$  und  $50 \text{ W}$  entwickelt und realisiert werden.

### 1.3 Strukturierung

Die Arbeit unterteilt sich in fünf Kapitel. Dabei werden nacheinander die grundlegenden Eigenschaften der Dünnschicht-Technologie und die darin realisierbaren passiven Strukturen eingehend untersucht und messtechnisch belegt. Darunter fallen Dünnschicht-Widerstände sowie -Kapazitäten und Bonddrahtverbindungen. Leitungstheoretische Grundlagen in Bezug auf die Substrat- und Metallisierungsverluste werden ebenfalls analytisch und messtechnisch belegt. Ein weiterer Aspekt hinsichtlich passiver Strukturen stellt die Verbindungstechnik zwischen Substrat und Bare-Die dar. Die parasitären Effekte dieser Verbindung werden erläutert und diskutiert.

Im darauffolgenden Kapitel werden die relevanten Grundlagen der Transistortechnologie abgehandelt, dazu zählen das Funktionsprinzip des High Electron Mobility Transistors, als auch die Eigenschaften der AlGaIn-/GaIn-Heterostruktur. Weiterführend werden die Transistormodelle der Bare-Dies von Wolfspeed in Bezug auf DC- und AC-Kenngrößen, sowie das Klein- und Großsignal-Verhalten hin simulativ untersucht. Die gewonnenen Erkenntnisse werden in die Grundlagen der Leistungsverstärker-Theorie eingebunden und Vorbetrachtungen in Bezug auf die Realisierbarkeit der gestellten Ziele werden präsentiert.

Im Anschluss werden die durchgeführten Vorbetrachtungen in Bezug auf Verstärker- und Entwurfskonzepte diskutiert, mit dem Ziel die Entwicklungsschritte nachvollziehen zu können. Die Entwicklung von drei Verstärkerstufen basieren auf wohlbekannten Methoden, diese werden um einen zusätzlichen Schritt erweitert, um geeignete Anpassnetzwerke auf Grundlage der durch die Source- und Load-Pull Simulation bestimmten optimalen Impedanzen zu erstellen.

Die Entwicklung der Aufbautechnologie wird im darauffolgenden Kapitel gewissenhaft abgehandelt. Hierbei wird auf zwei Ansätze der Realisierung zurückgegriffen und diese messtechnisch für Kleinsignal- und Großsignal-Verhalten der Verstärkerstufen im Vergleich zu der Simulation analysiert und ausgewertet. Ein Vergleich zu bestehenden Entwicklungen in Forschung und Industrie wird für jede der drei Verstärkerstufen diskutiert.

Abschließend werden die erreichten Ergebnisse zusammengefasst und ein Vergleich mit aktuellen Forschungen aufgestellt. Zusätzlich werden zukünftige Verbesserungen der Prozesstechnologie in Betracht gezogen.

## 2 Grundlagen und Vorbetrachtungen

Die Grundlagen in Bezug auf passive und aktive Elemente dieser Arbeit werden in diesem Abschnitt abgehandelt. Eine Einführung in die Messtechnik der folgenden Kapitel legt den Grundstein dieser Abhandlung. Theoretische Analysen der passiven Strukturen werden messtechnisch belegt. Weiterführend werden die aktiven Bauelemente simulativ charakterisiert, gefolgt von einer Einleitung in die Verstärkertheorie.

### 2.1 Messtechnik

In diesem Abschnitt wird die Messtechnik abgehandelt. Der Labormessplatz ist in Abbildung 2.1 dargestellt. Der Aufbau wurde flexibel gestaltet, die Probe Station bildet den Mittelpunkt. Die Messgeräte für Klein- und Großsignal-Analyse sind auf zwei Racks aufgeteilt und können je nach Anwendungsfall mit der Probe Station verbunden werden. In den folgenden Abschnitten wird detailliert auf beide Aufbauten eingegangen.

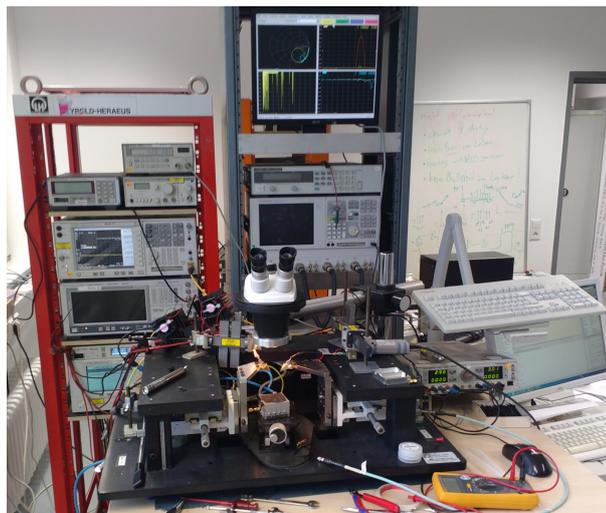


Abbildung 2.1: Labormessplatz mit zwei Racks für Klein- und Großsignal-Analyse.

### 2.1.1 S-Parameter Messung

Die entwickelten Schaltungen und Bauelemente wurden alle auf das Kleinsignal-Verhalten hin untersucht. Der dafür verwendete Messaufbau besteht aus einem 4-Tor Vector Network Analyser (VNA) N5230A von Keysight Technologies mit einem Frequenzbereich von  $300\text{ kHz}$  bis  $20\text{ GHz}$  und aus einer Probe Station. Eine hohe Genauigkeit der Messergebnisse wird durch die Verwendung von  $|Z|$ -Probes [Mic10] der Firma Cascade Microtech erreicht. Der komplette Messaufbau ist in Abbildung 2.2 skizziert.

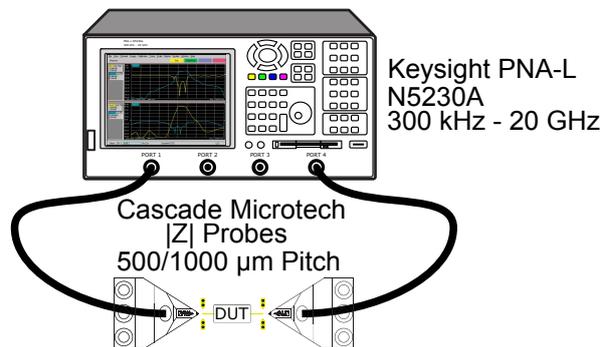


Abbildung 2.2: Kleinsignal-Messplatz bis  $20\text{ GHz}$ .

Die Messköpfe sind äußerst robust und zeichnen sich durch einen geringen Kontaktwiderstand, als auch eine hohe Wiederholbarkeit aus. Der Vorteil dieses Messverfahrens liegt darin, dass die Kalibrierung und Messung direkt auf dem Substrat erfolgen, Steckverbinder und damit verbundene Lötstellen sind nicht notwendig. Parasitäre Effekte, die mit steigender Frequenz Messunsicherheiten mit sich ziehen, können somit auf ein Minimum reduziert werden. Die Messköpfe sind in einer Dreileiterstruktur ausgeführt, mit den Potentialen Ground-Signal-Ground (GSG) und einem Abstand von  $500\text{ }\mu\text{m}$  bzw. einer zweiten Variante mit  $1000\text{ }\mu\text{m}$  zwischen den Spitzen. Das bedeutet im gleichen Zug, dass das Massepotential und der Signalleiter der Mikrostreifenleitungen auf die gleiche Ebene gebracht werden müssen.

Die Positionierung der Messspitzen erfolgt über Manipulatoren, die über hoch-präzise Mikrometerschrauben eingestellt werden. Die koaxiale Verbindung zwischen VNA und Messkopf erfährt somit so gut wie keine mechanische Bewegung, sodass Phasen- und Amplitudenveränderungen dieser nach der Kalibrierung nur marginal sind. Die Kalibrierung, als auch die Messungen der Teststrukturen auf dem Dünnschichtsubstrat werden unter Verwendung der  $500\text{ }\mu\text{m}$  Probes durchgeführt. Messfehler durch die Kalibrierung auf dem von Cascade Microtech bereitgestelltem Substrat CSR-4 [Mic17] werden durch eine TRL Kalibrierung auf dem Messsubstrat umgangen. Der TRL-Standard [PHRP89] ist ein sehr feh-

lertolerantes, bzw. robustes Verfahren. Hierfür wird eine Durchgangsleitung (THRU) benötigt, diese besteht aus einer Leitung, deren Hälften jeweils eingangs- als auch ausgangsseitig jeder Teststruktur hinzugefügt wird. Der Mittelpunkt des THRU stellt die Referenzebene für die kalibrierten Messungen dar. Ein weiteres Element muss die Reflexion (REFLECT) darstellen, hierbei kann es sich sowohl um einen Leerlauf, als auch einen Kurzschluss handeln. Erfahrungsgemäß ist ein Leerlauf die bessere Wahl, durch den Wegfall der Durchkontaktierungen und deren parasitären Induktivität. Damit ein großer Frequenzbereich abgedeckt wird, werden Leitungen (LINE) unterschiedlicher Länge gemessen. Alle notwendigen Standards sind in Abbildung 2.3 dargestellt. Die Leitungslängen und die daraus folgenden Frequenzbereiche sind in Tabelle 2.1 aufgelistet.

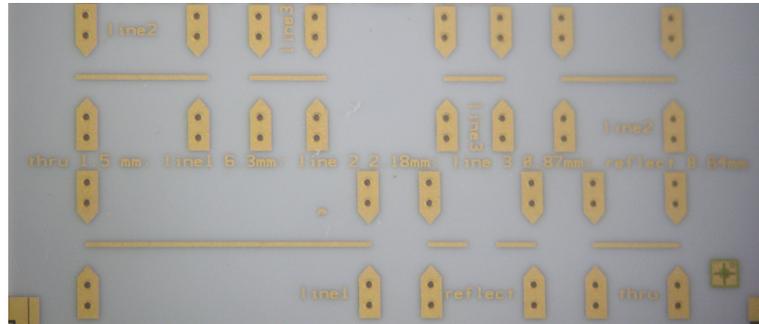


Abbildung 2.3: TRL Standards auf Keramiksubstrat inkl. Beschriftung.

Tabelle 2.1: TRL Leitungslängen und Frequenzbereiche

Leitung	Länge	Frequenzbereich
1	6,3 mm	2,05 GHz – 5,5 GHz
2	2,18 mm	5,5 GHz – 14,9 GHz
3	0,87 mm	14,9 GHz – 40 GHz

Eine Messunsicherheit bleibt jedoch für den Frequenzbereich unterhalb von 2,05 GHz bestehen. Diese wird durch eine erste GSOLT [Heu03] Kalibrierung auf CSR-4 minimiert. Die TRL Methode ist für niedrige Frequenzen, aufgrund der resultierenden langen Leitungen, nicht geeignet.

### 2.1.2 Großsignal-Messung

Der Großsignal-Messplatz ist schematisch in Abbildung 2.4 dargestellt und basiert grundlegend auf dem Kleinsignal-Aufbau. Die CW-Signalgeneration wird durch einen Hittite HMC-T2100 bis 20 GHz gewährleistet. Im späteren Verlauf wird auf einen Agilent E8254A

mit der Möglichkeit der Generierung von gepulsten Signalen bis zu  $40\text{ GHz}$  zurückgegriffen. Die Ausgangsleitung beider Generatoren reicht mit  $20\text{ dBm}$  nicht aus, um die entwickelten Leistungsverstärker in die Sättigung zu treiben. Ein Vorverstärker, ZVE-3W-183+, der Firma Mini Circuits mit einem Frequenzbereich von  $5,9$  bis  $18\text{ GHz}$  und einer Verstärkung von mehr als  $30\text{ dB}$  liefert die benötigte Ausgangsleistung von bis zu  $3\text{ W}$ , bzw.  $35\text{ dBm}$ .

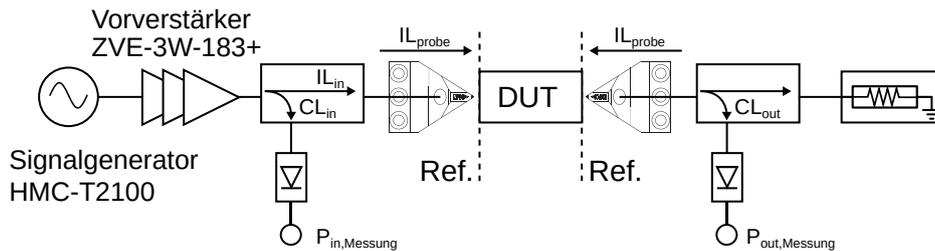


Abbildung 2.4: Schematische Darstellung des Großsignal-Messaufbaus.

Ausgangs-, sowie Eingangsleistung werden mittels einer zweikanal Basistation simultan gemessen. Die thermischen Leistungsmessköpfe E9300A von Keysight bieten einen Dynamikbereich von  $80\text{ dB}$  mit einer oberen Leistungsgrenze von  $20\text{ dBm}$  bis  $18\text{ GHz}$ . Prinzipiell können hiermit auch gepulste Signale gemessen werden, jedoch nur deren Durchschnittsleistung. Dioden-basierte Messköpfe, NRP-Z85, von Rohde&Schwarz werden für diese Messung bevorzugt, um die Spitzenleistung zu ermitteln. Der Frequenzbereich reicht bis  $40\text{ GHz}$  mit einer Maximalleistung von ebenfalls  $20\text{ dBm}$ . Die Auskopplung der Signale wird mit Richtkopplern erreicht. Ausgangsseitig kann hier auch auf ein Leistungsdämpfungsglied zurückgegriffen werden.

Die Kalibrierung des Messplatzes ist im Vergleich aufwendiger als für die Kleinsignal-Untersuchung. Die Koppler und die  $|Z|$ -Probes müssen gewissenhaft in Bezug auf Ihre Verluste analysiert werden. Im X-Band Frequenzbereich wird eingangsseitig der 772D Richtkoppler von Keysight verwendet. Die Ausgangsleistung wird direkt über ein  $30\text{ dB}$ -Dämpfungsglied gemessen. Die Auskopplung des Signals ist aufgrund der geringen Leistung nicht notwendig, somit vereinfacht sich der Aufbau. Im Fall der Messung für die höherfrequenten Ku-Band Leistungsverstärker werden Hohlleiter-Richtkoppler mit  $30$  und  $40\text{ dB}$  Kopplung von ATM genutzt, um die Transmissions-Verluste geringer als  $1\text{ dB}$  zu halten.

Die Messung der Eingangsleistung ist unabhängig von der Präzision des Signalgenerators oder dem Übertragungsverhalten des Vorverstärkers. Die Leistung am DUT kann allein über die tatsächliche Messung am Koppler unter Berücksichtigung der Kopplung und der

Verluste aller nachfolgenden Elemente, in diesem Fall eine  $|Z|$ -Probe, nach Gleichung 2.1 ermittelt werden. Die Ausgangsleistung wird nach Gleichung 2.2 bestimmt und berücksichtigt ebenfalls die Transmissions-Verluste, sowie die Kopplung.

$$P_{in,DUT} = P_{in,Messung} + CL_{in} - IL_{in} + IL_{probe} \quad (2.1)$$

$$P_{out,DUT} = P_{out,Messung} + CL_{out} + IL_{probe} \quad (2.2)$$

Wobei  $P_{in,Messung}$  und  $P_{out,Messung}$  die gemessene Leistung an den Messköpfen in dBm,  $CL_{in}$  und  $CL_{out}$  die Kopplung des Ein- bzw. Ausgangskopplers in dB und  $IL_{probe}$  die Verluste einer Messspitze darstellen.

### 2.1.3 Messungen mit modulierten Signalen

Die Linearität von Verstärkerschaltungen kann anhand modulierter Signale analysiert werden. Der hierfür benötigte Messaufbau entspricht weitestgehend Abbildung 2.4, jedoch wird ein Vektor-Signalgenerator als Signalquelle genutzt. Die Software SystemVue von Keysight ermöglicht die Generierung beliebig komplexer Signale, die anschließend auf einen Keysight E4438C übertragen werden können. Der Frequenzbereich ist jedoch auf  $6\text{ GHz}$  begrenzt und deckt somit nicht den in dieser Arbeit angestrebten Frequenzbereich bis  $14,5\text{ GHz}$  ab. Ein passiver Mischer wird aus diesem Grund hinzugefügt. Dieser Aufbau wird nur für die Analyse der Ku-Band Verstärker genutzt und eine in der Satellitenkommunikation übliche Frequenz von  $12,8\text{ GHz}$  als Local Oscillator (LO) eingesetzt. Ausgangsseitig wird zusätzlich zu der Ausgangsleistung auch das Spektrum aufgenommen, um die Nichtlinearität anhand des Schulterabstandes zu bestimmen. Abbildung 2.5 veranschaulicht den Aufbau.

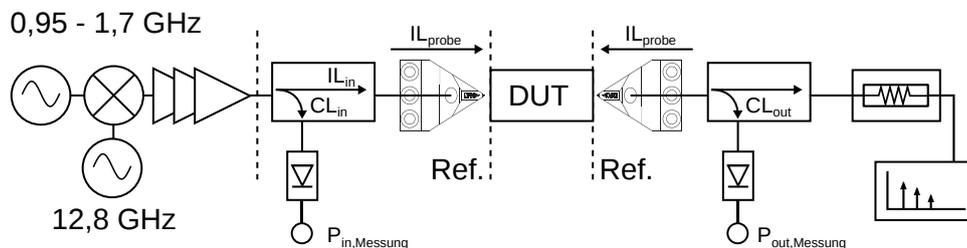


Abbildung 2.5: Schematische Darstellung des Messaufbaus für modulierte Signale.

Die Ausgangsleistung wird über einen Leistungsmesskopf bestimmt, um die Durchschnittsleistung des modulierten Signals zu ermitteln. Das Verhältnis von Spitzen- und Durchschnittsleistung, peak-to-average-power-ratio (PAPR), wird anschließend über das Quadrat des Scheitelfaktors, oder auch Crest-Faktor,  $k_s$  unter Anwendung der komplementären Verteilungsfunktion (engl. complementary cumulative distribution function, CCDF) mithilfe des Spektrum-Analysers ermittelt. Somit kann auf die Spitzenleistung relativ zur Durchschnittsleistung geschlossen werden. Der Zusammenhang ergibt sich aus Gleichung 2.3 und 2.4.

$$k_s = \frac{|V_{peak}|}{V_{avg}} \quad (2.3)$$

$$PAPR = \frac{|V_{peak}|^2}{V_{avg}^2} \quad (2.4)$$

Eine Erweiterung des Messaufbaus stellt die in [MRV<sup>+</sup>17] erläuterte Methode dar. Hiermit wird das System um eine Linearisierung im Frequenzbereich des Signalgenerators ausgebaut.

## 2.2 Passive Bauelemente

In diesem Kapitel werden alle passiven Strukturen und Bauelemente, die in der verwendeten Technologie zum Einsatz kommen, abgehandelt. Dabei handelt es sich um Strukturen in Mikrostreifentechnologie auf dem Dünnschichtsubstrat  $Al_2O_3$ . Die Analysen beinhalten sowohl die gewissenhafte Simulation der Strukturen, als auch deren Messung.

Im Verlauf dieses Abschnitts werden das Substrat (2.2.1) und die Strukturen (2.2.2-2.2.6) der Dünnschichttechnologie detailliert diskutiert. Nach einer analytischen Betrachtung der elektrischen Eigenschaften des Substrats und dessen Metallisierung in Bezug auf Verluste und Leitungsimpedanzen, werden Dünnschichtwiderstände, sowie die kapazitiven Elemente MIM- und Interdigital-Kapazität charakterisiert. Die induktiven Elemente, Bond-Drähte und Durchkontaktierungen bilden den Abschluss der passiven Elemente. Darauf folgend werden die grundlegenden Prinzipien und Eigenschaften des GaN-HEMTs diskutiert. Anhand der verwendeten 250 nm Transistortechnologie von Wolfspeed, G40V4, werden wesentliche Kenngrößen für den Gleichstrom- (DC) und Wechselstromfall (AC) analysiert. Eine detaillierte Source- und Load-Pull Simulation gibt Aufschluss über die maximal erreichbare Ausgangsleistung und Power-Added-Efficiency der Technologie.

### 2.2.1 Substrat

Grundsätzlich kann bei der Entwicklung von elektrischen Schaltkreisen zwischen integrierten Schaltungen (engl. Integrated Circuits, kurz IC) und hybriden Aufbauten unterschieden werden. In Bezug auf hochfrequente Schaltungen sind die beiden Begriffe Monolithic Microwave Integrated Circuit (MMIC) und Microwave Integrated Circuit (MIC) repräsentativ für integrierte und die hybride Realisierung. In MMIC Technologie ist die komplette Schaltung auf dem Basismaterial, z. B. Gallium Nitrid (GaN) auf Silicium Carbide (SiC) oder Gallium Arsenid (GaAs), des Wafers eines Transistors integriert. Fläche auf einem Wafer ist jedoch kostenintensiv und der Prozess sehr langwierig. Die Firmen Wolfspeed [Wol15a] - [Wol17a] und Qorvo [Qor16b] - [Qor16f] bieten neben den Foundry Services auch Bare-Die Technologie an, d. h. Leistungstransistoren ohne zusätzliche Beschaltung. Damit kann die Fläche auf einem Wafer und auch die Kosten reduziert werden. Die Entwicklung der Anpasstrukturen verläuft auf einem separaten Substrat und führt zu einer hybriden Realisierung der Schaltung.

### 2.2.1.1 Dünnschichttechnologie

In dieser Arbeit wurde sich für Dünnschicht Technologie und Transistoren von Wolfspeed, die in Kapitel 2.3 abgehandelt werden, entschieden. Bei dem verwendeten Substrat handelt es sich um Aluminiumoxid,  $Al_2O_3$ , mit einem Aluminiumoxidgehalt von 99,6% und einer Dicke von  $127\ \mu m$  ( $5\ mil$ ). Die Substrathöhe entspricht damit ca. der Dimension von den Bare-Dies ( $100\ \mu m$ ). Somit muss mittels Bonddrahtverbindungen zwischen Substrat und Transistor nur die horizontale Distanz überbrückt werden und die Induktivität wird auf ein Minimum reduziert. Detaillierte Analysen diesbezüglich folgen in Abschnitt 2.3.2. Die geringe Dicke des Substrats macht dieses instabil und anfällig für Risse und Brüche während der Fertigung, vor allem aber während der Trennung der einzelnen Schaltungen aus der  $4\ Zoll$  großen Keramik.

Das Substrat zeichnet sich durch eine relative Permittivität von  $\varepsilon_r = 9,9$  und einen geringen Verlustwinkel, der bei  $1\ MHz$  mit  $\tan \delta = 2 \cdot 10^{-4}$  definiert ist, aus. Dielektrische Verluste werden somit auf ein Minimum reduziert. Die Oberfläche ist zusätzlich poliert, damit ergibt sich eine Rauigkeit von  $\Delta R_a = 0,05\ \mu m$ . Alle Eigenschaften des Substrats sind in Tabelle 2.2 aufgelistet. Grundsätzlich stehen zwei Prozesstechnologien zur Verfügung, die sich im Lagenaufbau der Metallisierung unterscheiden. Die Wahl steht zwischen dem Palladium-Gold- und dem Titan-Wolfram-Gold-System. Die Unterschiede sind in der Diffusionsbarriere und der darüberliegenden Metallisierung zu finden. Titan (Ti) dient, aufgrund der hohen Dichte von  $4,50\ g/cm^3$ , als Grundlage für die Diffusionsbarriere. In Verbindung mit Wolfram (W) ergibt sich eine sehr gute Löslichkeit und damit einfache Realisierung für dünne, homogene Schichten, die im Sputterverfahren hergestellt werden. Eine Nickel-Chrom-Schicht (NiCr) dient als Widerstandsschicht und zusätzlicher Haftvermittler zwischen Substrat und Metallisierung. Jedoch kann auf diese Schicht verzichtet werden, sofern keine Widerstände notwendig sind. Abschließend werden die Strukturen standardmäßig auf  $4,5\ \mu m$  Gold galvanisch verstärkt. Höhere Dimensionen bis zu  $20\ \mu m$  sind möglich, jedoch mit dem Verlust an Präzision in Bezug auf Leiterbahnbreiten und -abstände. Eine zusätzliche Verstärkung der Diffusionsbarriere kann unter Einsatz von Palladium (Pd) umgesetzt werden, wodurch Lötprozesse ohne weiteres möglich sind. Die zusätzliche Schichtdicke von  $200\ nm$  führt zu erhöhten Toleranzen und die damit verbundenen Mindestbreiten und -abstände müssen größer gewählt werden. Tab. 2.3 listet die beiden Schichtsysteme detailliert auf.

In dieser Arbeit wurde das TiW-Schichtsystem gewählt, da dieses eine bessere Haftung der Bonddrahtverbindungen gewährleisten kann, im Vergleich zum Pd-Lagenaufbau. Aufgrund von hohen Strömen bis zu  $3\ A$  für die entwickelten Schaltungen, wird eine Kontaktverstärkung der Leiterbahnstrukturen auf  $10\ \mu m$  eingesetzt. Die minimalen Leiterbahnabstände

**Tabelle 2.2:** Substrateigenschaften

Attribut	Einheit	Wert
Aluminiumoxidgehalt	%	99,6
Permittivität @ 1 MHz	–	$9,9 \pm 0,2$
$\tan \delta$ @ 1 MHz	–	$2 \cdot 10^{-4}$
Wärmeleitfähigkeit	$W/m \cdot K$	33
Dicke	$\mu m$	127
Rauigkeit (RMS)	$\mu m$	0,05

und -breiten steigen proportional zu der Kontaktverstärkung, d. h. ein Mindestmaß von  $50 \mu m$  sollte möglichst nicht unterschritten werden. Damit eine hohe Präzision beibehalten werden kann, wird eine doppellagige Maske für den Galvanikprozess vorgesehen, um einer eventuellen Pilzbildung vorzubeugen. Diese würde einer Verjüngung der Abstände zwischen den Leiterbahnen im oberen Bereich der Metallisierung mit sich ziehen. Eine nähere Erläuterung folgt in Abschnitt 2.2.4.

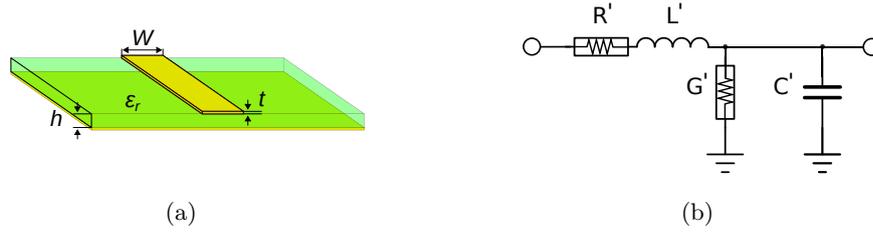
Das hochpermittive Substrat ermöglicht eine Miniaturisierung der Verstärkerschaltung und im gleichen Zug können, in Verbindung mit der geringen Höhe, sehr niederohmige Impedanzen realisiert werden. Generell existieren Substrate mit höherer Permittivität [Lab13], jedoch steigen die ohmschen Verluste im gleichen Zug enorm an. Analysen diesbezüglich werden im nachfolgendem Abschnitt diskutiert.

Tabelle 2.3: Schichtsystem

Lagen-System	Pd - Au	TiW - Au
Widerstandsschicht	NiCr 10 – 160 nm	NiCr 10 – 160 nm
Diffusionsbarriere	Titan 60 nm	Titan-Wolfram 50 nm
Metallagen (gesputtert)	Palladium 200 nm Gold > 100 nm	Gold > 100 nm
Gesamtmetallisierung	4,5 $\mu\text{m} \pm 0,5 \mu\text{m}$	4,5 $\mu\text{m} \pm 0,5 \mu\text{m}$
Leiterbahnbreite (min.)	25 $\mu\text{m}$	10 $\mu\text{m}$
Leiterbahnabstand (min.)	25 $\mu\text{m}$	10 $\mu\text{m}$
Toleranzen	$\pm 4,5 \mu\text{m}$	$\pm 2 \mu\text{m}$

### 2.2.1.2 Mikrostreifenleitung

Alle Parameter des Substrats und der Metallisierung sind hinreichend definiert und analytische Betrachtungen in Bezug auf Leitungsdimensionen und -verluste können durchgeführt werden. Abbildung 2.6 stellt den Aufbau einer Mikrostreifenleitung und das Ersatzschaltbild inklusive wichtiger Parameter für die folgenden Analysen grafisch dar.



**Abbildung 2.6:** (a) Grafische Darstellung einer Mikrostreifenleitung und (b) das Ersatzschaltbild.

Die charakteristische Impedanz in Abhängigkeit der Leitungsbreite ist in Abbildung 2.7(a) dargestellt. Die komplexe Gleichung 2.5 bildet die Grundlage der Betrachtung [BGB79, S.87 ff.]. Zwei Fälle werden hierbei unterschieden, den Grenzwert bildet das Verhältnis zwischen Leitungsbreite  $W$  und Substrathöhe  $h$ .

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{r,eff}}} \cdot \ln \left( 8 \cdot \frac{h}{W_{eff}} + 0,25 \cdot \frac{W_{eff}}{h} \right) & , W/h < 1 \\ \frac{120\pi}{\varepsilon_{r,eff}} \left( \frac{W}{h} + 1,393 + 0,667 \cdot \ln \left\{ \frac{W}{h} + 1,444 \right\} \right)^{-1} & , W/h \geq 1 \end{cases} \quad (2.5)$$

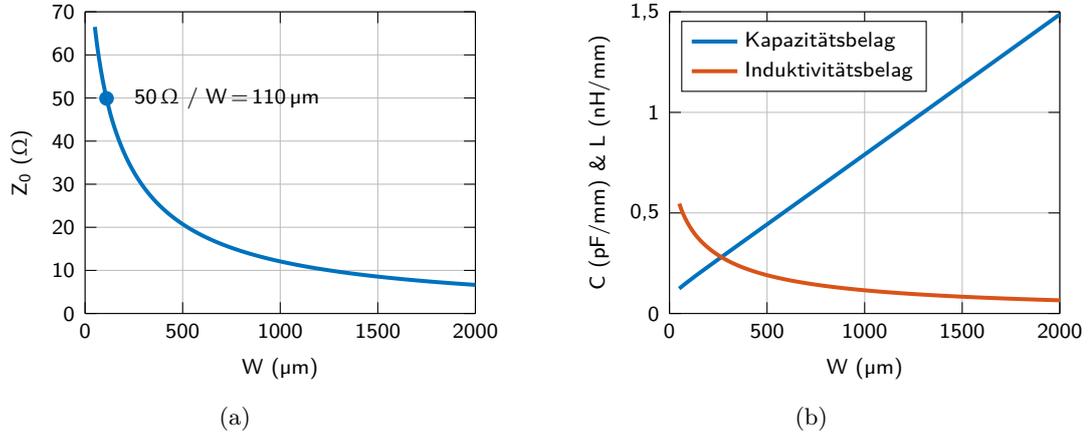
$$\varepsilon_{r,eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \quad (2.6)$$

$$W_{eff} = \begin{cases} W + 0,398 \cdot t \cdot \left( 1 + \ln \left\{ 4 \cdot \pi \cdot \frac{W}{t} \right\} \right) & , W/h < \frac{1}{2\pi} \\ W + 0,398 \cdot t \cdot \left( 1 + \ln \left\{ 4 \cdot \pi \cdot \frac{2 \cdot h}{t} \right\} \right) & , W/h \geq \frac{1}{2\pi} \end{cases} \quad (2.7)$$

Die entsprechenden Leitungsbeläge in Abhängigkeit der charakteristischen Impedanz sind aus Abbildung 2.7(b) zu entnehmen. Diese können analytisch mit den Gleichungen 2.8 und 2.9 [Kom05, S.72 ff] approximiert werden, wobei  $c$  die Lichtgeschwindigkeit repräsentiert.

$$L = \frac{Z_0(\varepsilon_r = 1)}{c} \quad (2.8)$$

$$C' = \frac{\sqrt{\varepsilon_{r,eff}}}{c \cdot Z_0(\varepsilon_r)} \quad (2.9)$$



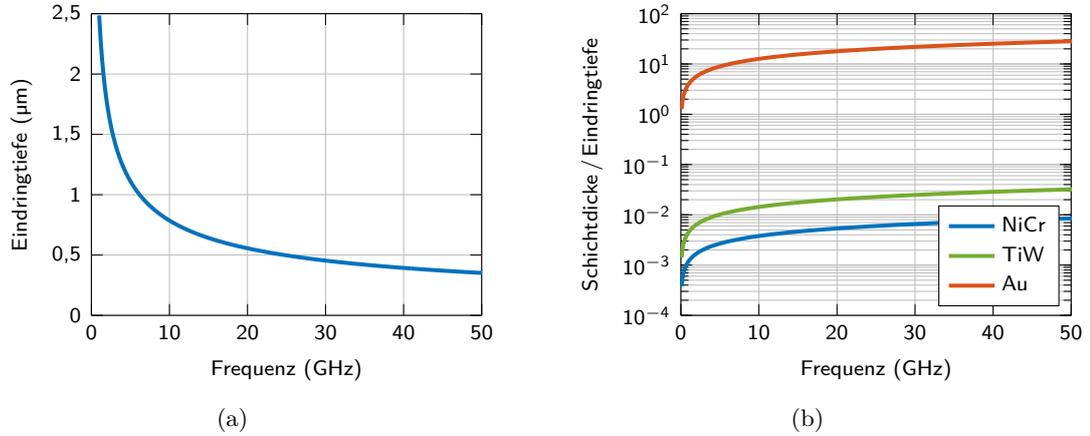
**Abbildung 2.7:** Analytische Betrachtungen der (a) charakteristischen Impedanz  $Z_0$  und (b) Kapazitäts- und Induktivitätsbelag in Relation zu der Leitungsbreite.

Mit zunehmender Frequenz spielt der Skin Effekt eine wichtige Rolle, mit der vereinfachten Gleichung 2.10 kann die Eindringtiefe des Stroms in den Leiter berechnet werden [Whe42].

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}} \quad (2.10)$$

Das Leiterbahnsystem Gold ist mit dem spezifischen Widerstand  $\rho = 2,214 \cdot \Omega\text{mm}^2/m$ , bzw. der elektrischen Leitfähigkeit  $\sigma = 4,1 \cdot 10^7 \text{ S/m}$  charakterisiert. Die absolute Permeabilität  $\mu$  setzt sich aus der relativen Permeabilität von Gold  $\mu_r = 0,999971$  und der magnetischen Feldkonstante  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Vs/Am}$  zusammen. Abbildung 2.8(a) stellt den Zusammenhang zwischen Eindringtiefe und Frequenz grafisch dar. Diese beträgt ca.  $0,5 \mu\text{m}$  bei  $20 \text{ GHz}$  und ist somit um ein Zehntel größer als die Rauigkeit von  $\Delta R_a = 0,05 \mu\text{m}$ . Demzufolge ist davon auszugehen, dass der Einfluss der Rauigkeit auf die ohmschen Verluste im angestrebten Frequenzbereich vernachlässigbar gering ausfallen wird.

Des Weiteren kann auf Grundlage der Eindringtiefe Aufschluss auf den Einfluss des Haftverbinders und der Diffusionsbarriere (Tabelle 2.3) gegeben werden. Im Fall einer schlechtleitenden Metallisierung, z.B. NiCr oder Ti, würde ein Spannungsabfall und damit Verluste in den Leitungsstrukturen auftreten. Abbildung 2.8(b) stellt einen Bezug zwischen Eindringtiefe und der jeweiligen Metallisierungsschicht (Au, NiCr und TiW) her. Hierbei



**Abbildung 2.8:** Analytische Betrachtungen der (a) Eindringtiefe in Abhängigkeit der Frequenz und (b) der Metallagen in Relation zu der jeweiligen Eindringtiefe.

ist der Skin Effekt innerhalb der Lagen auf deren horizontale Dimension  $t$  bezogen. Das relative Verhältnis von  $t/\delta$  für die NiCr-Widerstandsschicht beträgt  $<0.01\%$ , bzw.  $<0.3\%$  für die TiW-Diffusionsbarriere bis zu einer Frequenz von  $50\text{ GHz}$ . Auf Grundlage dieser Analysen werden die hierdurch verursachten ohmschen Verluste der beiden Lagen als gering für den angestrebten Frequenzbereich bis  $15\text{ GHz}$  erachtet. Diese Annahme wird folgend durch weitere analytische Betrachtungen, sowie Simulationen und Messungen bestärkt.

Unter Anwendung der folgenden Gleichungen [BGB79, S.87 ff.] können detaillierte analytische Betrachtungen Aufschluss in Bezug auf ohmsche und dielektrische Verluste der Dünnschichttechnologie geben. Leitungsverluste können mit Formel 2.11 approximiert werden. Die vorher erwähnten Verluste durch die Rauigkeit werden durch empirische Analysen [HB75] in die Leitungsverluste einbezogen (Gleichung 2.13).

$$\alpha_c = \begin{cases} 1,38 \cdot A \cdot \frac{R_F}{h \cdot Z_0} \cdot \frac{32 - (W \cdot h)^2}{32 + \left(\frac{W}{h}\right)^2} & , W/h < 1 \\ 6,1 \cdot 10^{-5} \cdot A \cdot \frac{R_F \cdot Z_0 \cdot \varepsilon_{r,eff}}{h} \cdot \left( \frac{W}{h} \cdot \frac{0,667 \cdot \frac{W}{h}}{\frac{W}{h} + 1,444} \right) & , W/h \geq 1 \end{cases} \quad (2.11)$$

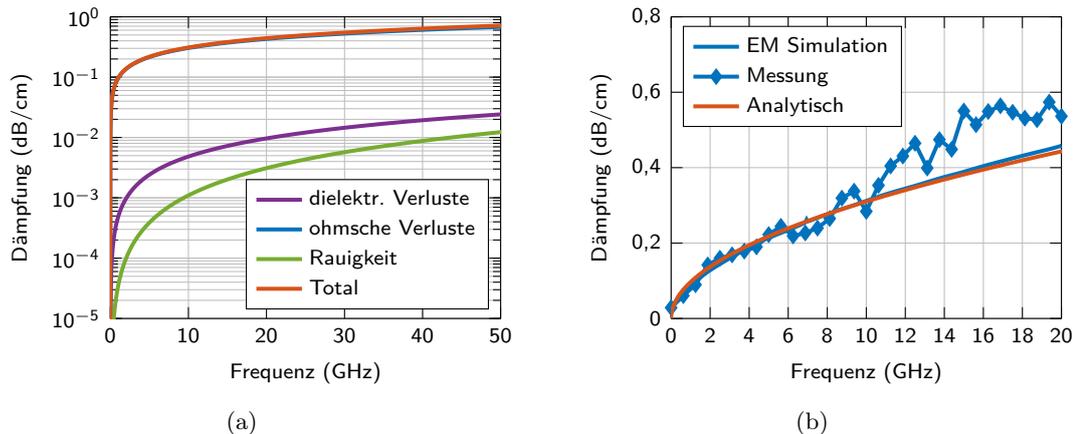
$$A = 1 + \frac{h}{W} \cdot \left( 1 + \frac{1,25}{\pi} \cdot \ln \left( \frac{2 \cdot B}{t} \right) \right) \quad , B = \begin{cases} 2\pi W & , W/h < \frac{1}{2\pi} \\ h & , W/h \geq \frac{1}{2\pi} \end{cases} \quad (2.12)$$

$$\alpha'_c = \alpha_c \cdot \left[ 1 + \frac{2}{\pi} \cdot \arctan \left( 1.4 \cdot \left( \frac{\Delta R_a}{\delta} \right)^2 \right) \right] \quad (2.13)$$

Die Rauigkeit des Substrats hat vorwiegend Einfluss auf die Verluste, sobald diese gleich oder größer als die Eindringtiefe ist. Aus Abbildung 2.9(a) ist jedoch zu entnehmen, dass diese, durch das polierte Substrat, gering ausfällt. Die auftretenden dielektrischen Verluste durch den Verlustwinkel des Substrats ( $\tan \delta = 2 \cdot 10^{-4}$ ) fallen höher aus und werden wie folgt approximiert.

$$\alpha_d = 27,3 \cdot \frac{\varepsilon_r}{\varepsilon_r - 1} \cdot \frac{\varepsilon_{r,eff} - 1}{\sqrt{\varepsilon_{r,eff}}} \cdot \frac{\tan \delta \cdot f}{c} \quad (2.14)$$

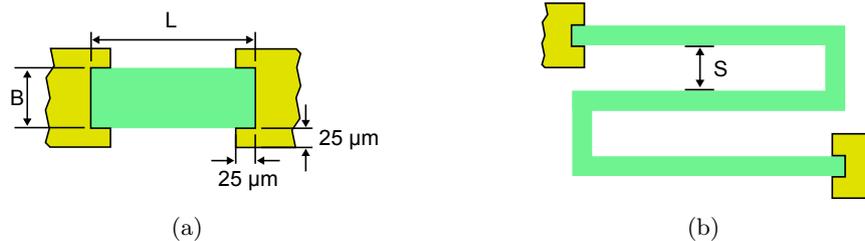
Der Parameter  $R_F$  repräsentiert den Flächenwiderstand der Mikrostreifenleitung,  $W$  und  $t$  die Breite und Höhe der Leitung. Eine grafische Darstellung der Gleichungen 2.11-2.14 ist in Abbildung 2.9(a) veranschaulicht. Es ist zu erkennen, dass die dielektrischen Verluste mit  $\alpha_d = 9,5 \cdot 10^{-3} \text{ dB/cm}$  bei  $20 \text{ GHz}$ , wie erwartet, gering im Vergleich zu den ohmschen Verlusten mit  $\alpha'_c = 4,4 \cdot 10^{-1} \text{ dB/cm}$  ausfallen. Die Rauigkeit hat nur einen geringen Anteil mit  $3,1 \cdot 10^{-3} \text{ dB/cm}$  an den ohmschen Verlusten. Die Simulation zu dieser Betrachtung wurde mit *Advanced Design System* von Keysight Technologies durchgeführt. Die darin enthaltene Software Momentum ist ein 2.5D-Solver und eignet sich hervorragend für planare Strukturen. Hierbei wurde sowohl der Verlustwinkel, als auch die Rauigkeit des Substrats einbezogen. Im Vergleich mit der Messung, als auch in Bezug auf die analytischen Betrachtungen, ergeben sich akkurate Ergebnisse (Abbildung 2.9(b)).



**Abbildung 2.9:** (a) Analytische Betrachtungen der ohmschen und dielektrischen Verluste einer  $110 \mu\text{m}$  breiten Mikrostreifenleitung und (b) die Messung im Vergleich zu der EM-Simulation.

### 2.2.2 Dünnschicht-Widerstände

Der Lagenaufbau der Technologie ermöglicht, wie bereits erwähnt, die Verwendung von Dünnschichtwiderständen, diese bieten eine hohe Präzision, geringe Temperaturabhängigkeit und geringe parasitäre Effekte im Vergleich zu diskreten, gehäusten Bauelementen. Die Widerstände können als Gate-Vorwiderstand oder in einem Stabilitätsnetzwerk eingesetzt werden. Eine weitere Anwendung ist auch die Erstellung von Kalibrierstandards auf dem Substrat. Die Basis der resistiven Schicht bildet eine Nickel-Chrom Legierung, welche auch als Haftvermittler zwischen Substrat und Metallisierung fungiert. Bei der Dimensionierung ist ein Mindestmaß von  $50 \mu\text{m}$  in Länge und Breite der Schicht einzuhalten. Durch nachträgliches Trimmen der Widerstände kann hier auch eine Breite von  $25 \mu\text{m}$  erreicht werden, damit ist aber ein erheblicher Mehraufwand verbunden. Abbildung 2.10(a) stellt einen simplen Layoutentwurf eines Dünnschichtwiderstandes mit einzuhaltenden, überlappenden Rändern der Zuführungsleitungen dar.



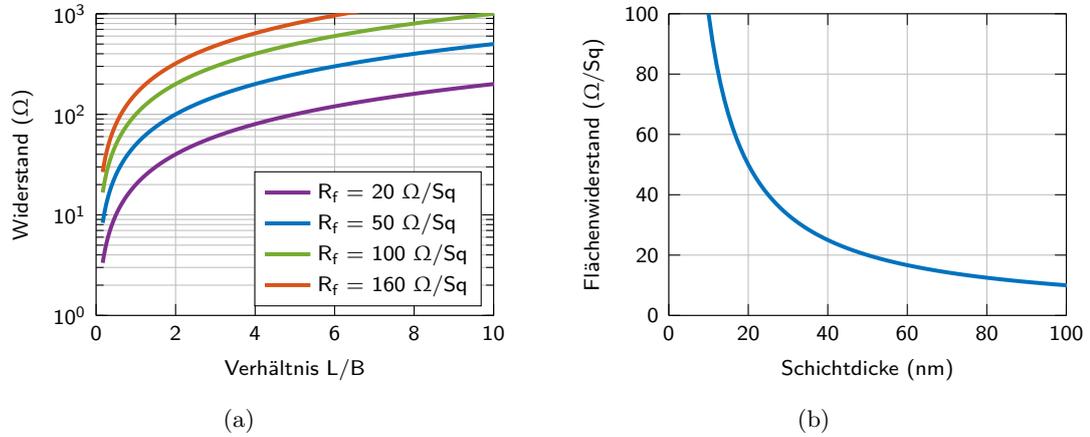
**Abbildung 2.10:** Dimensionierung eines Dünnschichtwiderstands in (a) vereinfachter Form und (b) Serpentin-Form.

Der ohmsche Widerstand in Abhängigkeit der Dimensionen der Widerstandsschicht lässt sich mit Formel 2.15 berechnen [Bah03, S.253].

$$R = \frac{\rho}{t} \cdot \frac{L}{B} = R_F \cdot \frac{L}{B} \quad (2.15)$$

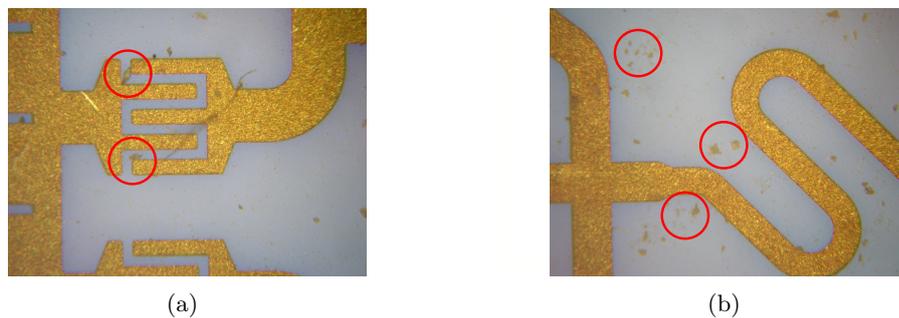
Der Flächenwiderstand  $R_F$  ( $\Omega/\text{Sq}$ ) ergibt sich aus dem spezifischen elektrischen Widerstand des verwendeten Materials, hier  $\rho_{NiCr} = 1,5 \frac{\Omega \cdot \text{mm}^2}{\text{m}}$ , und dessen Dicke  $t$  mit 10 bis  $160 \text{ nm}$  (Tab. 2.3). Das Verhältnis, und nicht die absoluten Werte, von Länge zu Breite ist ausschlaggebend für den Widerstandswert. Hochohmige Widerstände können zum Beispiel durch eine Serpentin-Form erreichen werden 2.10(b), wobei ein Mindestabstand zwischen den Bahnen von ebenfalls  $50 \mu\text{m}$  eingehalten werden muss. Sehr geringe Widerstände sind hingegen technisch schwer zu realisieren. Die Notwendigkeit einer sehr breiten, aber kurzen Schicht führt mit steigender Frequenz zunehmend zu parasitären Effekten, vorwiegend dem Kapazitätsbelag zuzuschreiben. In Abbildung 2.11(a) ist die vorangegangene

Formel grafisch dargestellt.



**Abbildung 2.11:** Grafische Darstellung des (a) Widerstandswertes und (b) der Abhängigkeit des Flächenwiderstands von der NiCr-Schichtdicke.

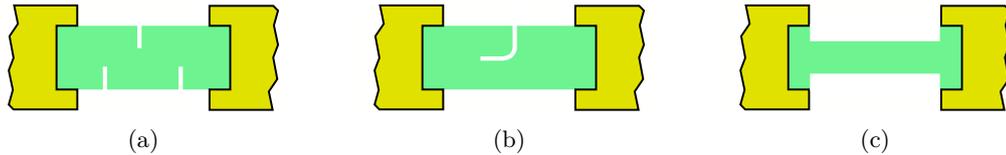
Abgebildet ist der resultierende Widerstandswert über das Verhältnis von Länge und Breite der Schicht für verschiedene Flächenwiderstände von 20 bis  $160 \Omega/Sq$ . Der minimal erreichbare Wert innerhalb der Design-Richtlinien liegt bei  $R_{min} = 3,3 \Omega$  mit einem Flächenwiderstand von  $20 \Omega/Sq$ . Die obere Grenze liegt bei mehr als  $200 \Omega$ , je nach Flächenwiderstand. Es gilt jedoch zu beachten, dass die Prozesstoleranzen nur bei einer dünnen Schicht eingehalten werden können, d.h. Toleranzen steigen proportional zu der Dicke der Widerstandsschicht. Zusätzlich bleiben unter Anwendung einer hohen Schichtdicke Sputter-Reste auf der Keramik zurück, die nur mit hohem Aufwand per Laser entfernt werden können. Abbildung 2.12 verdeutlicht das Problem anhand von gekoppelten Strukturen (2.12(a)) und Mikrostreifenleitungen (2.12(b)). Im ungünstigsten Fall können hierdurch Kurzschlüsse entstehen.



**Abbildung 2.12:** Sputter-Reste durch eine zu dicke NiCr-Schicht für (a) gekoppelte Leitungen und (b) Mikrostreifenleitungen.

Zusätzlich treten Dickentoleranzen der NiCr Schicht über die komplette Keramik auf und führen zu Abweichungen von ca. 5%. Durch das Trimmen jedes einzelnen Widerstandes,

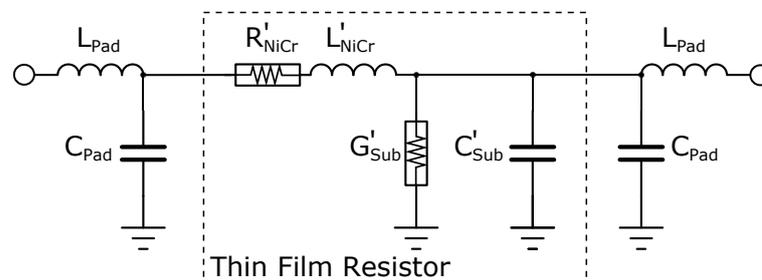
kann jedoch nachträglich eine hohe Genauigkeit in Bezug auf den Widerstandswert erreicht werden. Der Trimmsschnitt bei diesem Verfahren ist ca.  $20\ \mu\text{m}$  breit. Abbildung 2.13 verdeutlicht das Prinzip. Es gilt zu beachten, dass das Verhältnis zwischen Länge und Breite nur positiv korrigiert werden kann. Daher empfiehlt es sich die Strukturen in der Entwicklungsphase breiter auszulegen.



**Abbildung 2.13:** Trimm-Schnitte in den Variationen (a) gerader Schnitt, (b) rechtwinkliger Schnitt und (c) Verjüngung der Widerstandsschicht.

Im weiteren Verlauf der Arbeit wird ein Flächenwiderstand von  $50\ \Omega/\text{Sq}$  gewählt, das entspricht einer Schichtdicke von  $t = 20\ \text{nm}$  (Abbildung 2.11(b)), um die Toleranzen in Länge und Breite der planaren Strukturen niedrig zu halten. Die Trimm-Schnitte wurden entsprechend Abbildung 2.13(c) durchgeführt, um Diskontinuitäten auf der Leitung zu umgehen.

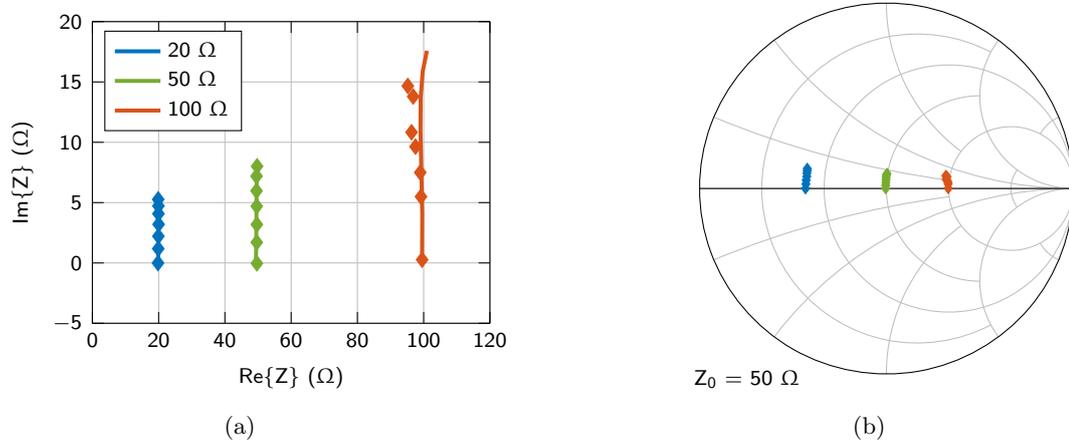
Im Prinzip kann der Widerstand als eine sehr verlustbehaftete Mikrostreifenleitung angesehen werden. Das Ersatzschaltbild ist in Abbildung 2.14 zu sehen. Dargestellt sind sowohl die Zuführungsleitungen, hier als verlustlos angenommen, und das Modell der planaren Widerstandsschicht. Der Substratleitwert  $G_{Sub}$  kann für die Keramik vernachlässigt werden, weil diese eine sehr hohe Isolation, bzw. einen hohen spezifischen Durchgangswiderstand mit mehr als  $10^{14}\ \Omega\text{cm}$ , bietet. Im Fall niedriger Frequenzen ist nur der Widerstandsbelag  $R_{NiCr}$  von Bedeutung. Mit steigender Frequenz erhöht sich der Einfluss der beiden parasitären Elemente  $L_{NiCr}$ , der Induktivitätsbelag, und  $C_{Sub}$ , der Kapazitätsbelag. Diese können analytisch mit den Gleichungen 2.8 und 2.9 auf Abschnitt 2.2.1.2 approximiert werden.



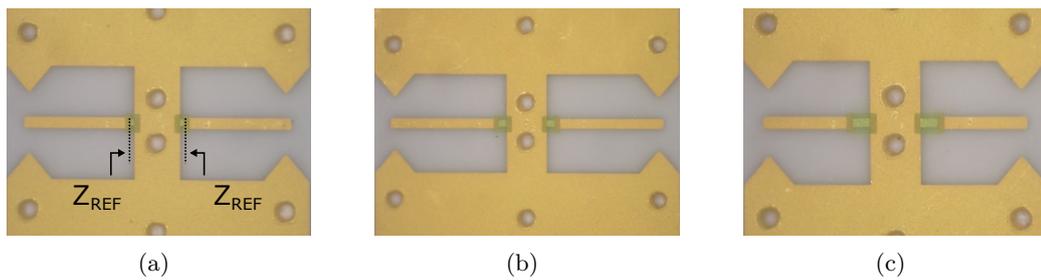
**Abbildung 2.14:** Ersatzschaltbild für einen Dünnschichtwiderstand inkl. Zuführungsleitungen.

Eine Leitungsbreite von  $100\ \mu\text{m}$ , die für alle Teststrukturen verwendet wurde, um die Dimensionen an eine  $50\ \Omega$  Leitung der Breite von  $110\ \mu\text{m}$  anzupassen, resultiert in einem

Induktivitäts- und Kapazitätsbelag von  $L'_{NiCr} = 0,438 \text{ nH/mm}$ , bzw.  $C'_{Sub} = 0,162 \text{ pF/mm}$ . Durch Variation der Länge nach Formel 2.15 werden die Werte 20, 50 und  $100 \Omega$  realisiert. Das induktive Verhalten der Leitungsstrukturen über die Frequenz ist sowohl in der Simulation als auch in der Messung zu beobachten (Abbildung 2.15(a) und 2.15(b)). Je nach Anwendungsfall muss die komplexe Impedanz berücksichtigt werden. Innerhalb dieser Arbeit wird diese Technologie jedoch nur für den Gate-Vorwiderstand verwendet und die parasitären Effekte sind als vernachlässigbar einzuschätzen. Die Simulation wurde in ADS Momentum durchgeführt und der Vergleich zu der Messung weist nur geringe Abweichungen bis  $20 \text{ GHz}$  auf. Die hohe Genauigkeit für niedrige Frequenzen wird durch Trimmen der Widerstandsschicht (Abbildung 2.13(c)) erreicht.



**Abbildung 2.15:** Simulation (Linie) und Messung (Symbole) der Widerstandswerte (a) Real- und Imaginär-Anteil, (b) Smith Diagramm.



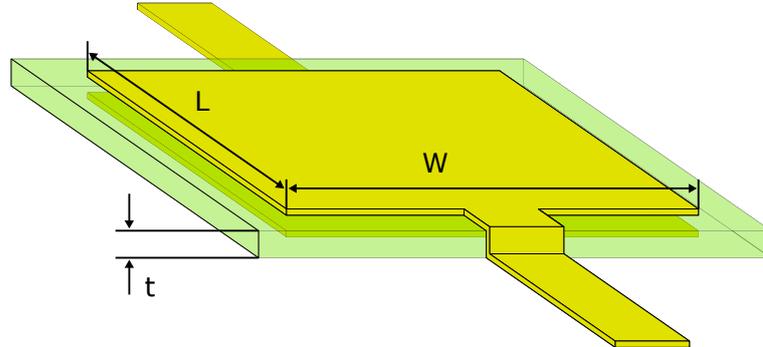
**Abbildung 2.16:** Teststrukturen (a)  $20 \Omega$ , (b)  $50 \Omega$  und (c)  $100 \Omega$ .

### 2.2.3 Dünnschicht-Kapazitäten

Ein weiteres Element, welches auf der Keramik realisiert werden kann, ist die MIM-Kapazität (Metal-Isolator-Metal). Im Prinzip besteht diese aus zwei Elektroden, die durch ein Dielektrikum voneinander getrennt sind (Abbildung 2.17). Die Isolation wird unter Anwendung von Polyimid (PI) erreicht, dessen Eigenschaften in Tabelle 2.4 gelistet sind. Die PI-Schicht wird im letzten Prozessschritt aufgetragen, nachdem alle Leiterbahnen auf ihre endgültigen Dimensionen verstärkt und alle Widerstände freigestellt wurden. Die Top-Elektrode wird galvanisch auf die Dicke der restlichen Strukturen angepasst.

**Tabelle 2.4:** Elektrische Eigenschaften von Polyimid

Attribut	Einheit	Wert
Permittivität @ 1 MHz	–	$3,3 \pm 0,2$
$\tan \delta$ @ 1 MHz	–	$7 \dots 14 \cdot 10^{-3}$
Dicke	$\mu m$	3 – 50
Durchschlagsfestigkeit	$kV/mm$	> 8

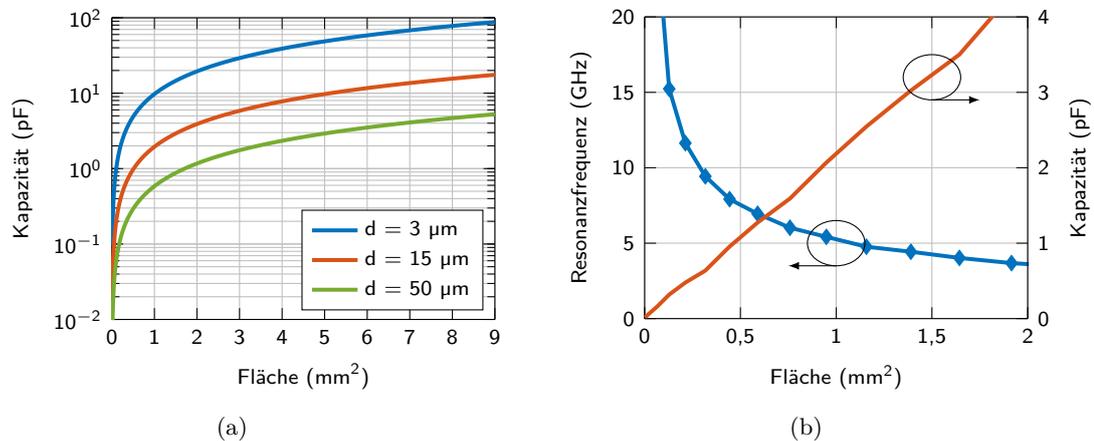


**Abbildung 2.17:** MIM-Kondensator inkl. Zuführungsleitungen.

Ausschlaggebend für die Wahl der Schichtdicke stellt in dieser Abhandlung die Durchschlagfestigkeit mit  $>8 kV/mm$ , bzw.  $>8 V/\mu m$  dar. Spannungsspitzen von bis zu 100 V sind am Ausgang der entwickelten Leistungsverstärker zu erwarten, d. h. die PI-Schicht sollte höher sein als  $12,5 \mu m$ . Der Prozess bietet Schichtstärken von 3 bis  $50 \mu m$ , demzufolge ist eine technische Realisierung möglich. Die Abhängigkeit des Kapazitätswerts von den Dimensionen kann nach der allgemeinen Formel für einen gewöhnlichen Plattenkondensator ermittelt werden (Gleichung 2.16).

$$C = \frac{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot A}{t} \quad (2.16)$$

Abbildung 2.18(a) stellt den Zusammenhang zwischen Fläche und Kapazitätswert grafisch dar. Es ist zu erkennen, dass Werte zwischen  $1 \cdot 10^{-2}$  und  $90 \text{ pF}$  realisierbar sind. Im Fall von hochfrequenten Anwendung gilt jedoch zu beachten, dass diese Struktur eine parasitäre Parallelkapazität gegen Masse proportional zu der Elektrodenfläche darstellt. Hinzu kommt der Induktivitätsbelag und die sehr geringe Kapazität zwischen der Bottom-Elektrode und der Brücke von der Top-Elektrode zu der Zuführungsleitung. Abbildung 2.18(b) stellt den simulierten Kapazitätswert und die Selbst-Resonanzfrequenz in Abhängigkeit der Fläche für eine quadratische Struktur dar. Es ist gut zu erkennen, dass die Resonanz mit steigender Fläche asymptotisch abfällt. Die realisierbaren Kapazitäten mit einer Resonanzfrequenz oberhalb von  $10 \text{ GHz}$  sind auf ein Maximum von  $0,5 \text{ pF}$  mit  $0,25 \text{ mm}^2$  begrenzt, wobei dieser Wert schon als kritisch anzusehen ist.



**Abbildung 2.18:** Grafische Darstellung des (a) Kapazitätswertes und (b) Abhängigkeit der Selbst-Resonanzfrequenz in Bezug auf eine quadratische Elektrodenfläche.

Die parasitären Elemente bestimmen die Resonanzfrequenz der Struktur. In Abbildung 2.19 [KMCS90] ist das Ersatzschaltbild dargestellt. Die Darstellung der Reaktanz in Abhängigkeit der Frequenz veranschaulicht dieses Verhalten (Abbildung 2.20). Ein MIM-Kondensator mit einer Elektrodenfläche von  $A = 0,25 \text{ mm}^2$  resoniert bei ca.  $10,8 \text{ GHz}$ , aufgrund der Elemente  $L$  und  $C_1$ . Mit steigender Fläche verschiebt sich dieser Punkt hin zu niedrigeren Frequenzen. Die zweite Resonanz ist auf die Elemente  $L$  und  $C_2$  zurückzuführen,  $C_2$  stellt eine geringere Kapazität als  $C_1$  dar und ist aus diesem Grund in einem höheren Frequenzbereich angesiedelt. Die Kapazität  $C_{bot}$  ist für die Zwei-Tor-Analyse von geringer Bedeutung, eine Resonanz liegt oberhalb von  $20 \text{ GHz}$ . In dem Punkt der L-C Resonanz schlägt die Kapazität zu einer Induktivität um und stellt einen Kurzschluss dar. Davor steigt der effektive Kapazitätswert exponentiell an, d. h. die Kapazität ist an dieser Stelle sehr empfindlich gegenüber Toleranzen durch den enormen Anstieg. Aus diesem Grund werden Kapazitäten hauptsächlich unterhalb der Resonanzfrequenz eingesetzt, sofern ein

kapazitives Verhalten erzielt werden soll.

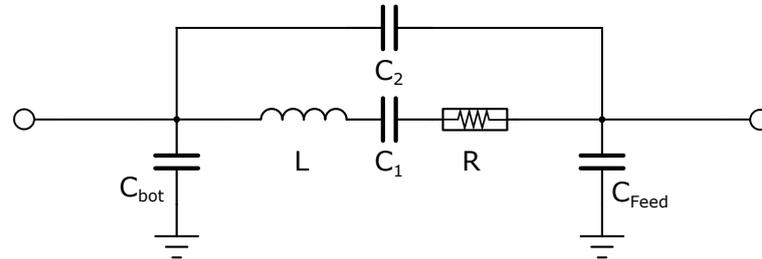


Abbildung 2.19: Ersatzschaltbild für eine MIM-Kapazität.

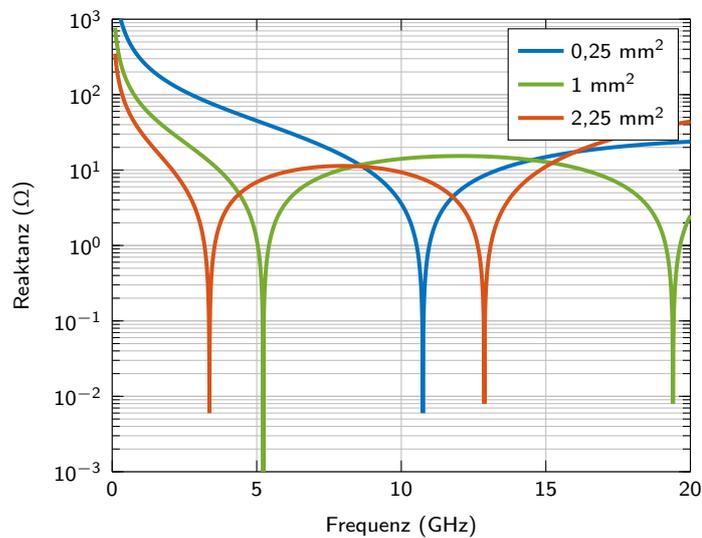


Abbildung 2.20: Reaktanz einer quadratischen Struktur in Abhängigkeit der Frequenz.

Die Toleranzen des Kapazitätswerts sind abhängig von der Schichtdicke. Die Abweichungen liegen bei ca.  $15 \pm 2 \mu\text{m}$ , d. h. 25% und sind nach eigener Einschätzung zu hoch, um in dem angestrebten Frequenzbereich verlässliche Ergebnisse in Bezug auf den Vergleich zwischen Realität und Simulation liefern zu können. Aus diesem Grund und dem zusätzlichen technologischen Aufwand werden diese MIM-Kapazitäten nicht realisiert und finden keinen Einzug in den Schaltungsentwurf.

### 2.2.4 Interdigital Kapazitäten

Eine weitere Möglichkeit Kondensatoren auf dem Substrat zu realisieren sind Interdigital Kapazitäten, die sowohl zur Realisierung von Koppelkondensatoren als auch der Impedanzanpassung dienen können. Die Dimensionen und variable Parameter sind in Abbildung 2.22 skizziert. Die mechanische Symmetrie der Struktur bezieht sich bewusst auf die horizontale Achse, sodass die Feldverteilung ebenfalls dieser Symmetrie zugrunde liegt. Deswegen ergibt sich eingangs- und ausgangsseitig eine unterschiedliche Anzahl der Leitungen. Das hat jedoch den Vorteil einer homogenen Stromverteilung auf der Mikrostreifenleitung für Ein- und Ausgang der Struktur.

Der effektive Kapazitätswert hängt von vielen Faktoren ab, ausschlaggebend sind jedoch die Anzahl und Länge der gekoppelten Leitungen, sowie deren Abstand zueinander. Im Prinzip kann das Verhalten aus der Gleichung eines gewöhnlichen Plattenkondensators (Gleichung 2.16) abgeleitet werden. Hierbei entspricht  $t$  dem Abstand zwischen den gekoppelten Leitungen. Damit eine möglichst große Kapazität erreicht werden kann, muss bei der Dimensionierung der Struktur auf das Minimum der Design-Richtlinien zurückgegriffen werden (Abschnitt 2.2.1). Sowohl Leiterbahnabstand, als auch -breite werden auf  $50\ \mu\text{m}$  festgelegt. Ein harter Impedanzsprung und eine erhöhte Stromdichte an Ecken für den Übergang zwischen den Zuführungsleitungen,  $W_I$  und  $W_O$ , und der Interdigital Kapazität wird durch eine lineare Taper-Struktur [Rai91] abgeschwächt. Dieses Vorgehen reduziert vor allem die Reflexion der Diskontinuität und die damit verbundenen Verluste.

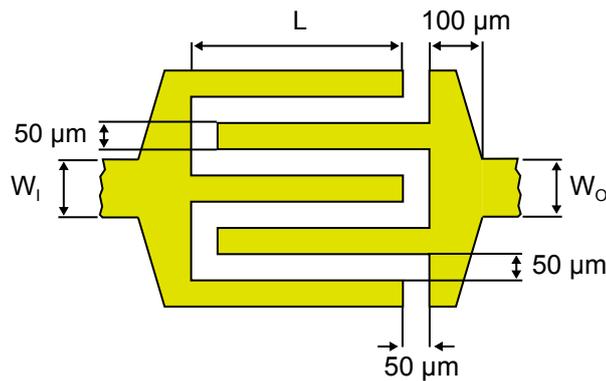


Abbildung 2.21: Layout-Dimensionen einer Interdigital Kapazität.

Die Anzahl und Länge der gekoppelten Leitungen hat neben dem Kapazitätswert auch primär Einfluss auf die SRF. Der Kapazitätswert steigt proportional zu der Fingeranzahl, aber gleichzeitig sinkt die SRF. Diese Beziehung lässt sich aus dem äquivalenten Ersatzschaltbild (Abbildung 2.22) ableiten. Die Serienresonanz wird maßgeblich durch die

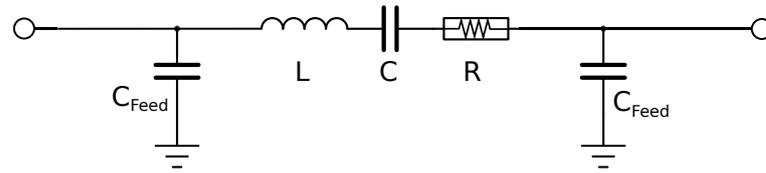


Abbildung 2.22: Ersatzschaltbild einer Interdigital Kapazität.

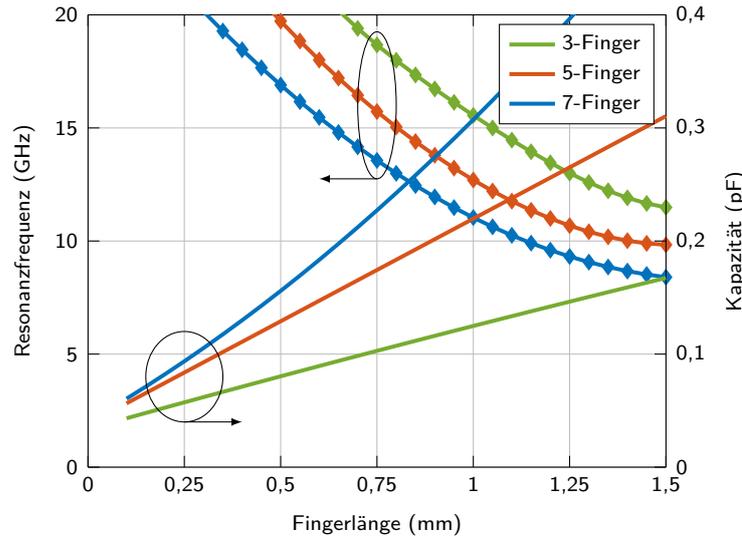
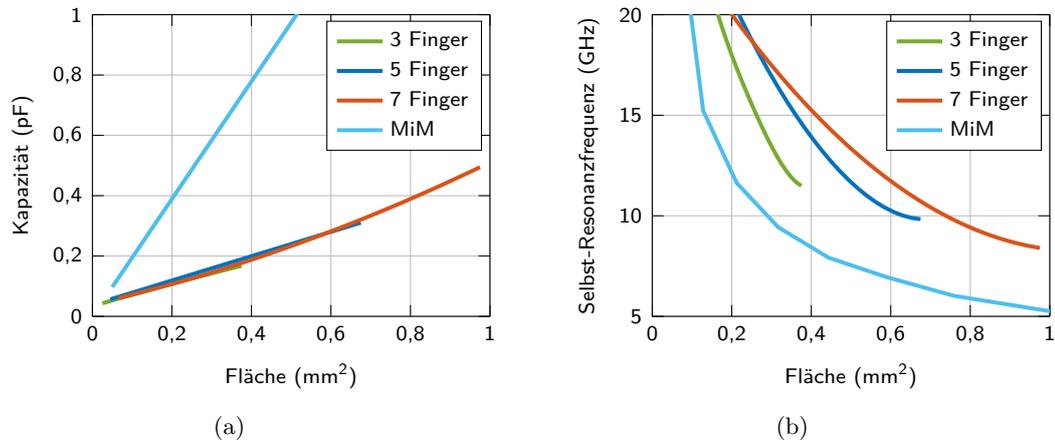


Abbildung 2.23: Simulierte Selbst-Resonanzfrequenz und Kapazitätswert in Abhängigkeit der Fingerlänge und -anzahl.

Serienkapazität zwischen den Fingern und den parasitären, induktiven Eigenschaften dieser bestimmt. Beide Werte verhalten sich proportional zu Fingerlänge und -anzahl, d. h. mit zunehmender Kapazität wird die SRF in den niedrigen Frequenzbereich verschoben. Die Strukturen mit drei, fünf und sieben gekoppelten Leitungen wurden aufgrund der Komplexität mit dem 3D-Simulator EMPro von Keysight simuliert und analysiert. Das beschriebene Verhalten kann durch die Simulation verifiziert werden. Abbildung 2.23 stellt die simulativ ermittelten Werte für Resonanzfrequenz und Kapazität der drei Varianten in Abhängigkeit der Länge der Struktur dar. Eine nahezu lineare Beziehung zwischen Kapazität und Fingerlänge ist festzustellen. Die Resonanzfrequenz hingegen fällt asymptotisch ab, ähnlich des MIM-Kondensators.

Für ein besseres Verständnis und um einen Vergleich zu den MIM-Kondensatoren herstellen zu können, bietet es sich an, diese Abhängigkeiten auf die Fläche der Interdigital Kapazitäten zu beziehen (Abbildung 2.24), welche mit Gleichung 2.17 bestimmt werden kann. Die Parameter  $L$  und  $N$  entsprechen der Länge der Leitungen, bzw. deren Anzahl.

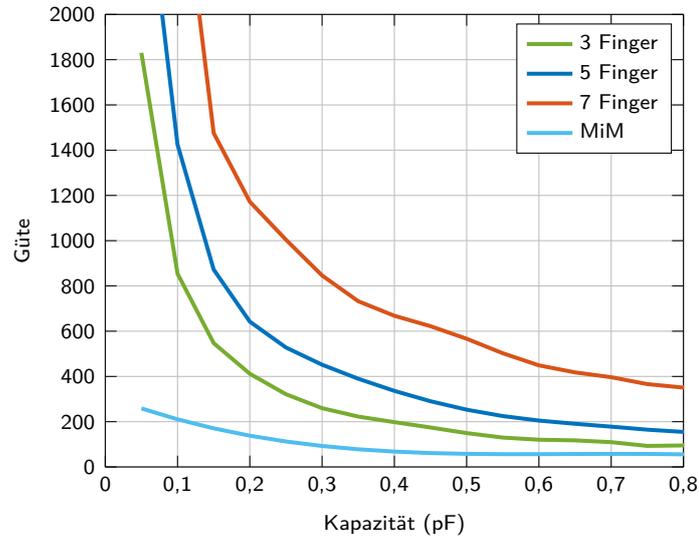


**Abbildung 2.24:** Simulativ bestimmte Werte für (a) Kapazität und (b) Selbst-Resonanzfrequenz in Bezug auf die Fläche der gesamten Struktur.

$$A = N \cdot t + (N - 1) \cdot t \cdot (L + t) \quad (2.17)$$

Eine geringe Anzahl an gekoppelten Leitungen resultiert in einer hohen parasitären Induktivität, d. h. die Resonanzfrequenz sinkt drastisch (Abbildung 2.24(b)). Diese Induktivität kann bei konstanter Kapazität durch eine höhere Anzahl von Fingern kompensiert werden, jedoch wird die gesamte Struktur hierdurch breiter. Des Weiteren ist die effektive Kapazität, für niedrige Frequenzen im  $kHz$ -Bereich, bezogen auf die Fläche der Struktur unabhängig von Fingeranzahl- und -länge (Abbildung 2.24(a)). Folglich gilt es darauf zu achten, die Induktivität auf ein Minimum zu reduzieren und den Impedanzsprung zwischen Zuführungsleitungen und der kapazitiven Struktur gering zu halten. Ein Mittelweg ist die Struktur mit fünf gekoppelten Leitungen, welche hierdurch nicht zu breit und die parasitäre Induktivität nicht zu hoch wird. Ein weiterer wichtiger Punkt ist die Güte des Kondensators, Abbildung 2.25 vergleicht alle Strukturen. Aufgrund des verlustbehafteten Dielektrikum (Tabelle 2.4) zwischen den Elektroden der MIM-Kapazität, steigen die Verluste und folglich sinkt die Güte. Im Fall der IDCs befindet sich das elektromagnetische Feld sowohl in Luft, als auch im Substrat (QTEM). Die dielektrischen Verluste der Keramik wurden bereits analysiert (Abbildung 2.9(a)) und fallen sehr gering aus. Die Umgebungsverluste in Luft können als vernachlässigbar angesehen werden. Die proportional zur Fingeranzahl steigende Güte lässt sich durch die verringerte Serieninduktivität der Leitungen erklären.

Die Kapazitätswerte fallen in Relation zu den mechanischen Dimensionen gering im Vergleich zu MIM-Kapazitäten aus. Abbildung 2.24(a) stellt beide Varianten gegenüber. Die Vorteile der Interdigital-Kapazität in Bezug auf die technische Realisierung und Toleranzen



**Abbildung 2.25:** Simulierte Güte in Abhängigkeit des Kapazitätswert bei  $10\text{ GHz}$ .

überwiegen jedoch. Aus wirtschaftlicher Sicht ist kein zusätzlicher Prozessschritt notwendig, d. h. die Prozesslaufzeit ist kürzer und die Kosten können reduziert werden. Der wohl ausschlaggebende Aspekt für die Wahl der IDCs sind jedoch die Toleranzen, diese sind nur auf die Metallisierung zurückzuführen (Tabelle 2.2). Mit einer Leiterbahnbreite von  $50\ \mu\text{m}$  und einer maximalen Abweichung von  $\pm 2\ \mu\text{m}$  ergibt sich ein relativer Fehler von ca. 8%. Dieser ist somit geringer als bei dem MIM-Kondensator und ist diesem vorzuziehen.

Im Folgendem werden die komplexen Strukturen mit drei, bzw. fünf gekoppelten Leitungen analysiert und die Simulation mit den Messungen verglichen. Die Teststrukturen inklusive Probe-Pads sind in Abbildung 2.26 und 2.29 dargestellt. Bei den Kapazitäten mit geringer Anzahl an Leitungsstrukturen handelt es sich um die Längen von  $0,35\ \text{mm}$ ,  $0,6\ \text{mm}$  und  $0,8\ \text{mm}$ , welche als Zwei-Tor simuliert und gemessen wurden. Der Eingangs-Reflexionsfaktor ist in Abbildung 2.28(a) im Smith-Diagramm dargestellt. Die Zuführungsleitungen wurden in allen drei Fällen herausgerechnet, d. h. die Referenzebene bezieht sich auf den Punkt direkt vor der Struktur (Abbildung 2.26(a)). Die Methode dahinter wurde bereits in Abschnitt 2.1.1 diskutiert. Die TRL Kalibration liefert zuverlässige Ergebnisse. Der Vergleich zwischen Messung und Simulation weist nur geringe Abweichungen bis  $20\ \text{GHz}$  auf und ein kapazitives Verhalten ist deutlich erkennbar.

Der effektive Kapazitätswert über die Frequenz wird durch Gleichung 2.18 aus den Y-Parametern ermittelt. In Abbildung 2.28(a) ist der Vergleich zwischen Messung und Simulation dargestellt. Es ist eine Abweichung zwischen den Werten zu erkennen, dieser wird

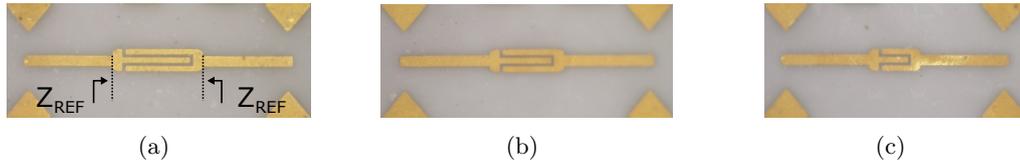


Abbildung 2.26: Teststrukturen (a) 0,8 mm, (b) 0,6 mm und (c) 0,35 mm.

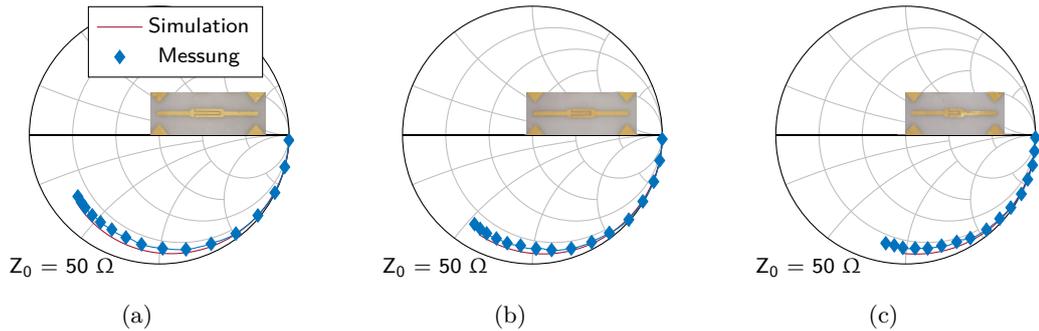


Abbildung 2.27:  $S_{11}$  der Teststrukturen für (a) 0,8 mm, (b) 0,6 mm und (c) 0,35 mm.

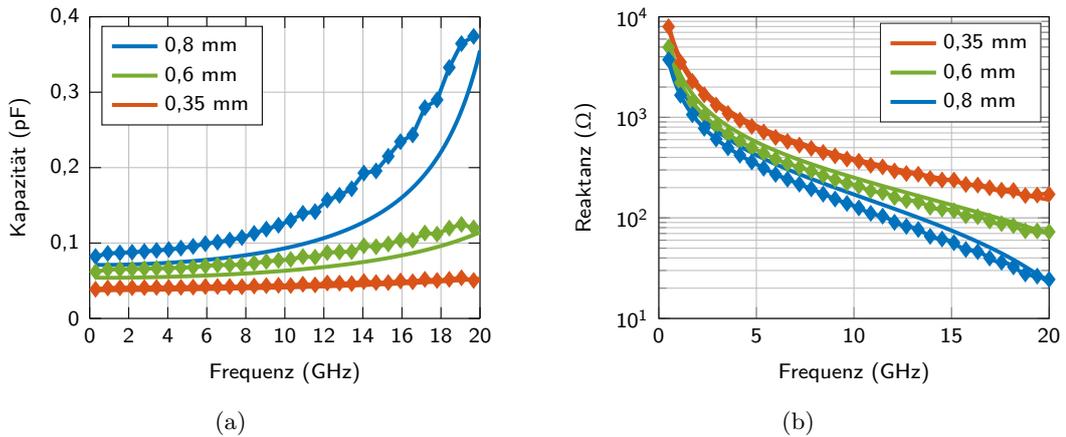
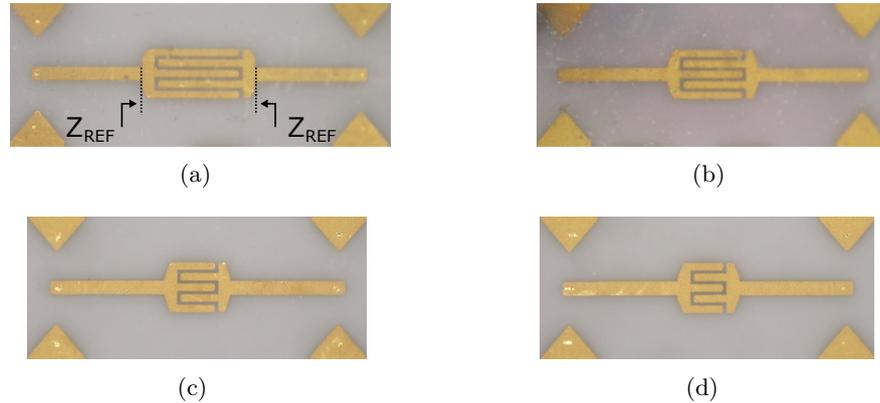


Abbildung 2.28: Simulierte (durchgezogene Linien) und gemessene (Symbole) (a) Kapazität und (b) Reaktanz für die Teststrukturen mit drei gekoppelten Leitungen.

mit zunehmender Fingerlänge prägnanter. Abbildung 2.28(b) stellt die Reaktanz der Strukturen in Abhängigkeit der Frequenz dar. Mit der Annäherung an die SRF ist eine deutliche Abnahme der Reaktanz hin zum Kurzschluss erkennbar. Simulation und Messung liefern übereinstimmende Ergebnisse, wenn auch hier eine zunehmende, geringe Abweichung mit zunehmender Fingerlänge erkennbar ist.

$$C = -\frac{\text{Im}\{Y_{21}\}^2 + \text{Re}\{Y_{21}\}^2}{2\pi f \cdot \text{Im}\{Y_{21}\}} \quad (2.18)$$



**Abbildung 2.29:** Teststrukturen (a)  $0,8\text{ mm}$ , (b)  $0,6\text{ mm}$ , (c)  $0,35\text{ mm}$  und (d)  $0,30\text{ mm}$ .

**Tabelle 2.5:** Leiterbahnbreiten und -abstände

#	1	2	3	4	5
Breite ( $\mu\text{m}$ )	61,79	59,85	59,79	60,08	58,94
Abstand ( $\mu\text{m}$ )	39,57	40,08	40,57	40,06	42,16

Die Ergebnisse der Strukturen mit fünf gekoppelten Leitungen führen zu gleichen Erkenntnissen. Die S-Parameter weisen ein kapazitives Verhalten auf, wobei hier der Vergleich zwischen Messung und Simulation geringere Abweichung aufweist.

Ebenfalls ist hier in der Messung ein geringer Versatz zwischen der gemessenen und simulativ ermittelten effektiven Kapazität festzustellen, der mit steigender Fingerlänge zunimmt. Dennoch stimmen beide Werte gut überein. Die Resonanzfrequenz liegt für die längste Struktur von  $0,8\text{ mm}$  bei ca.  $18,5\text{ GHz}$  (Abbildung 2.31(b)).

Im oberen Bereich der Mikrostreifenleitung bildet sich durch die Kontaktverstärkung auf  $10\text{ }\mu\text{m}$  ein Pilz aus, der zu einer Verjüngung der Abstände führt, d. h. die Kapazitätswerte steigen geringfügig an. Die mechanischen Dimensionen der Strukturen wurden mithilfe eines hochauflösenden Mikroskops untersucht. Abbildung 2.32 stellt exemplarisch zwei Messungen dar. Die Abweichungen wurden über fünf Strukturen gemessen (Tabelle 2.5) und eine konstante Abweichung von  $+10\text{ }\mu\text{m}$  für Leitungsbreiten, bzw.  $-10\text{ }\mu\text{m}$  für -abstände, ermittelt. Dieser Wert kann ohne Weiteres in die Simulation einbezogen werden und dadurch zu akkuraten Ergebnissen führen.

Analog zu den MIM-Kondensatoren, spielt die Durchschlagfestigkeit natürlich auch für die IDCs eine große Rolle. Diesbezüglich gibt es keine Informationen für den verwendeten Prozess, dieser wurde bis jetzt nur bei geringen Spannungen eingesetzt. Aus diesem Grund

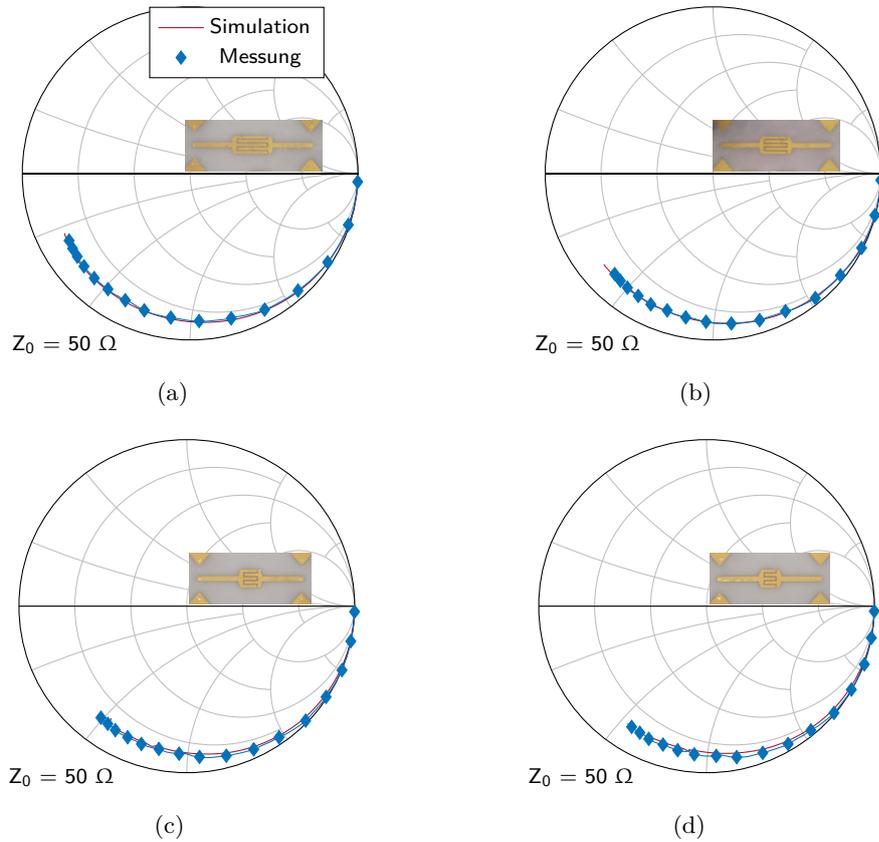


Abbildung 2.30: Teststrukturen (a) 0,8 mm, (b) 0,6 mm, (c) 0,35 mm und (d) 0.30 mm.

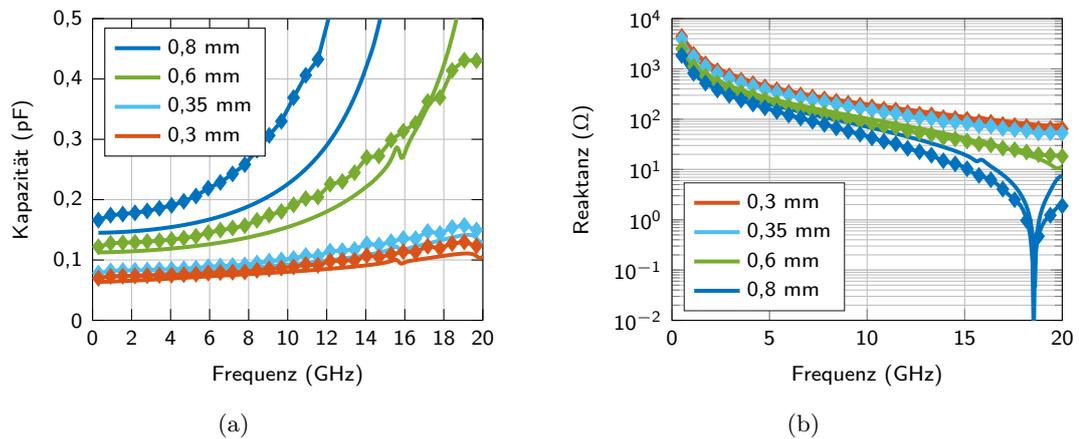
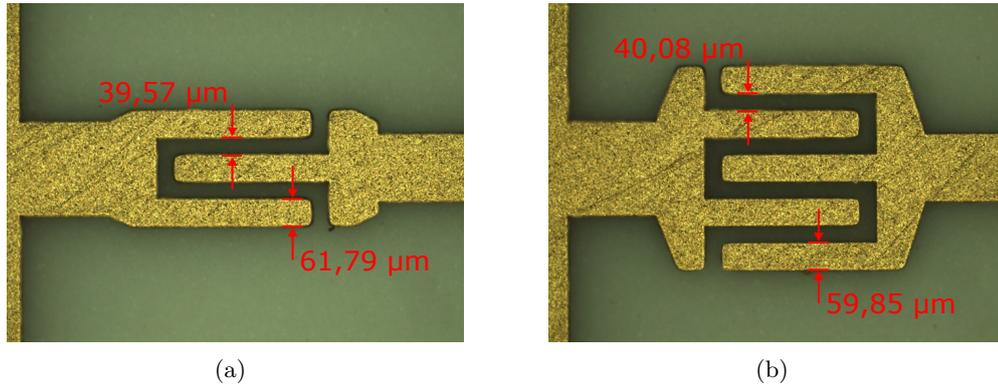


Abbildung 2.31: Simulierte (durchgezogene Linien) und gemessene (Symbole) (a) Kapazität und (b) Reaktanz für die Teststrukturen mit fünf gekoppelten Leitungen.

wurden eigenständige Analysen in einem klimatisierten Raum unter einer konstanten Temperatur von 21 C und einer, leider nicht definierten Luftfeuchtigkeit, durchgeführt. Die Versuche umfassen das Anlegen einer Gleichspannung an die Kondensatoren. Die Span-



**Abbildung 2.32:** Messung der mechanischen Dimensionen der Teststrukturen (a)  $0,35\text{ mm}$  und (b)  $0,6\text{ mm}$



**Abbildung 2.33:** Interdigital Kapazität nach Spannungsdurchschlag.

**Tabelle 2.6:** Durchschlagsspannung

#	Spannung (V)	Abstand ( $\mu\text{m}$ )
1	213	40
2	219	40
3	216	40

nung wird kontinuierlich erhöht, bis es zu einem Durchschlag kommt. Hierbei wurden drei Proben untersucht und eine Durchschlagsspannung von mehr als  $200\text{ V}$  ermittelt (Tabelle 2.6). Das entspricht ca.  $5\text{ kV/mm}$ .

### 2.2.5 Durchkontaktierungen

Durchkontaktierungen sind in hybriden Aufbauten interessant für koplanare Leitungen. Eine weitere Anwendung ist die Realisierung von Substrate-Integrated-Waveguide (SIW) Strukturen [RMKB16], [KMRB16]. In der Dünnschicht sind Vias aber als kritisch anzusehen, vor allem bei einer sehr geringen Substrathöhe von  $127 \mu m$ . Die ohnehin schon hohe Bruchgefahr der Keramik wird hierdurch unvermeidbar erhöht. Aus diesem Grund wurde die Anzahl der Vias auf der Keramik auf ein Minimum reduziert und hauptsächlich auf die Probe-Pads beschränkt.

Vorbetrachtungen bzgl. der Wahl des Via-Radius wird im Vorfeld analytisch betrachtet. Die Abhängigkeit der Induktivität der Durchkontaktierungen von den Substratparametern wird in [GP91] ausführlich diskutiert. Eine allgemeine Formulierung stellt Gleichung 2.19 dar. Die wesentlichen Parameter sind die Substrathöhe  $h$  und der Via-Radius  $r$ . Die Frequenz hat keinen Einfluss auf diese Betrachtung, solange die Bedingung  $h < 0,03\lambda_0$  erfüllt ist.

$$L_{via} = \frac{\mu_0}{2 \cdot \pi} \cdot \left[ h \cdot \ln \left( \frac{h + \sqrt{r^2 + h^2}}{r} \right) + \frac{3}{2} \left( r - \sqrt{r^2 + h^2} \right) \right] \quad (2.19)$$

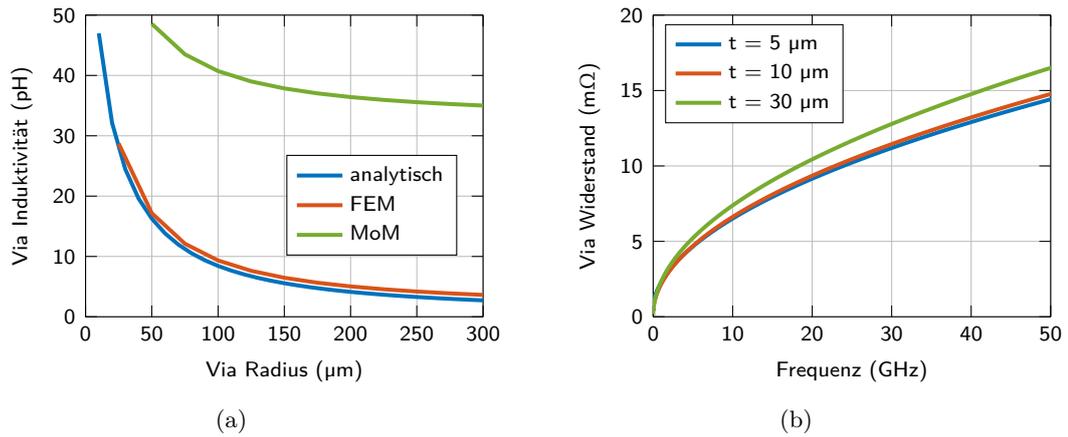
Diese Abhängigkeiten sind in Abbildung 2.34(a) grafisch dargestellt. Es ist zu erkennen, dass die resultierende Induktivität mit steigendem Radius asymptotisch abfällt. Ab einem Verhältnis von 2:1 zwischen Radius und Substrathöhe ist nur noch eine geringe Änderung der Induktivität festzuhalten. Die hohe Dimension führt jedoch zu einem unnötig breiten Restring, welcher zwingend notwendig ist. Aus diesem Grund wurde ein Radius von  $100 \mu m$  gewählt, die resultierende Induktivität liegt somit noch unterhalb von  $10 pH$  und wurde als akzeptabel eingestuft, d. h. der Einfluss auf die Messungen im angestrebten Frequenzbereich fällt gering aus.

Im Gegensatz zu der Induktivität ist der Widerstand von Durchkontaktierungen proportional abhängig von der Frequenz, dieses Verhalten ist mit dem Skin Effekt zu begründen (Kapitel 2.2.1.2). Analytisch kann der Widerstand mit Gleichung 2.20 approximiert werden [GP91], [Alb11, S.98]. Die Wandstärke  $t$  der Metallisierung wird in den Berechnungen mit  $5 \mu m$ ,  $10 \mu m$  und  $30 \mu m$  angenommen. Der korrekte Wert ist nicht bekannt, befindet sich aber innerhalb von 5 bis  $10 \mu m$ .

$$R_{via} = R_{DC} \cdot \sqrt{1 + \frac{f}{f_\delta}} \quad (2.20)$$

$$f_{\delta} = \frac{1}{\pi \cdot \mu_0 \cdot \sigma \cdot t^2} \quad (2.21)$$

$$R_{DC} = \frac{h}{\sigma \cdot A}, \quad A = \pi \cdot (r^2 - (r - t)^2) \quad (2.22)$$



**Abbildung 2.34:** Via-Induktivität (a) in Abhängigkeit des Radius bei  $127 \mu\text{m}$  Substrathöhe und (b) des Widerstands in Abhängigkeit der Frequenz bei  $100 \mu\text{m}$  Via-Radius.

Aus Gleichung 2.22 wird ersichtlich, dass eine dünne Wandmetallisierung und damit verbunden eine geringere Querschnittsfläche den Widerstand der Durchkontaktierung für den Gleichstromfall erhöht. Gefüllte Vias stellen demzufolge den geringsten ohmschen Widerstand dar. Unter Berücksichtigung der Eindringtiefe relativ zu der Metallisierung, ergibt sich mit steigender Frequenz ein anderes Bild, der Widerstand steigt proportional zu der Wandstärke (Abbildung 2.34(b)). Für  $5 \mu\text{m} < t < 10 \mu\text{m}$  fällt der Widerstand mit weniger als  $10 \text{ m}\Omega$  bis zu  $20 \text{ GHz}$  sehr gering aus.

Die simulative Evaluation der Vias mit einem Radius von  $100 \mu\text{m}$  auf der Keramik ist in Abbildung 2.34(a) dargestellt. Neben dem analytischen Modell sind die beiden Simulationen mit ADS Momentum und FEM aufgetragen. Die 3D-FEM Simulation zeigt eine gute Übereinstimmung mit den analytisch ermittelten Werten. Die Momentum Simulation hingegen weist eine Abweichung von 400% auf. Hierbei handelt es sich um die Lösung eines 3D Problems unter Verwendung von Gleichungen, die auf Lösungen für 2.5D Problemen ausgelegt sind. In Bezug auf die Schaltungssimulation von passiven Strukturen [MRB16] kann es ohne Vorwissen diesbezüglich zu erhöhten Abweichungen zwischen Simulation und Messung kommen.

### 2.2.6 Bond-Drahtverbindungen

Die Verbindung zwischen den Anpassschaltungen und Transistor erfolgt über Bonddrähte, die eine gewisse Eigeninduktivität in Abhängigkeit von ihrer Höhe und Länge aufweisen. Grundsätzlich gibt es zwei verschiedene Möglichkeiten die Elemente miteinander zu verbinden, Wedge-Bond und Ball-Bond. In beiden Varianten wird ein runder, dünner Draht als Verbund zwischen den Elementen verwendet. Ball-Bonds bieten den Vorteil omnidirektional zu sein, unabhängig von dem ersten Kontakt, kann der Draht in jede beliebige Richtung bewegt werden. Die Kontaktflächen sind jedoch relativ groß im Vergleich zum Wedge-Bonding, welches sich in zwei Kategorien unterteilen lässt, die Verwendung von runden Drähten und zusätzlich Flachbanddrähte, auch Ribbon-Bond genannt. Der Vorteil von Flachbändern liegt in der niederohmigen Impedanz und der hohen Strombelastbarkeit. Die beiden Varianten, Ball- und Wedge-Bond, der Verbindungstechnik sind in Abbildung 2.35 dargestellt.



**Abbildung 2.35:** Darstellung der Verbindungstechnik für (a) Ball-Bond und (b) Wedge-Bond.

Die in ADS enthaltenen analytischen Modelle für die Bonddrahtverbindungen basieren auf Grundlage aus [NTJ<sup>+</sup>12] und bieten auch die Betrachtung von parallelen Bonddrähten und deren Kopplung zueinander. Die simulativen Ergebnisse für sowohl ein bis drei Bonddrähte mit einem Durchmesser von  $12,5\ \mu\text{m}$ , als auch für Flachbandverbindungen sind in Abbildung 2.37 dargestellt. Der Abstand zwischen zwei und drei Drähten ist mit  $200\ \mu\text{m}$ , bzw.  $80\ \mu\text{m}$  festgelegt. Diese Werte ergeben sich aus den Pad-Dimensionen mit  $200\ \mu\text{m}$  der Transistortechnologie. Es ist gut zu erkennen, dass durch die Kopplung zwischen den Bonddrähten die Induktivität nicht linear mit der Anzahl abnimmt. Der Unterschied zwischen zwei und drei Verbindungen ist nur marginal. Eine Verringerung der Induktivität kann, aufgrund der Breite, nur noch durch den Einsatz von Flachbandverbindungen erreicht werden, welche technologisch bedingt auf  $100\ \mu\text{m}$  ausgelegt sind, d.h. es sind maximal zwei Ribbons pro Transistor-Pad möglich.

Der zu überbrückende Abstand zwischen Substrat und dem Mittelpunkt des Transistor-Pads liegt bei ca.  $350\ \mu\text{m}$ . Unter Anwendung von zwei parallelen Bonddrähten je Pad und einem Abstand von  $200\ \mu\text{m}$  ergibt sich eine Induktivität von ca.  $170\ \text{pH}$ . Weiterführende Simulationen bezüglich der Anpassnetzwerke werden auf diesen Werten aufbauen, um

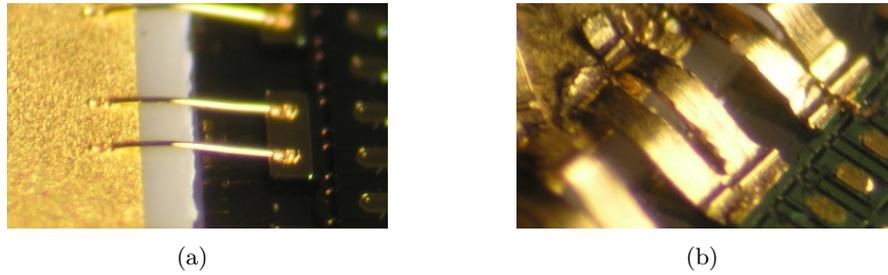


Abbildung 2.36: Bonddrahtverbindungen (a) Wedge- und (b) Ribbon-Bond.

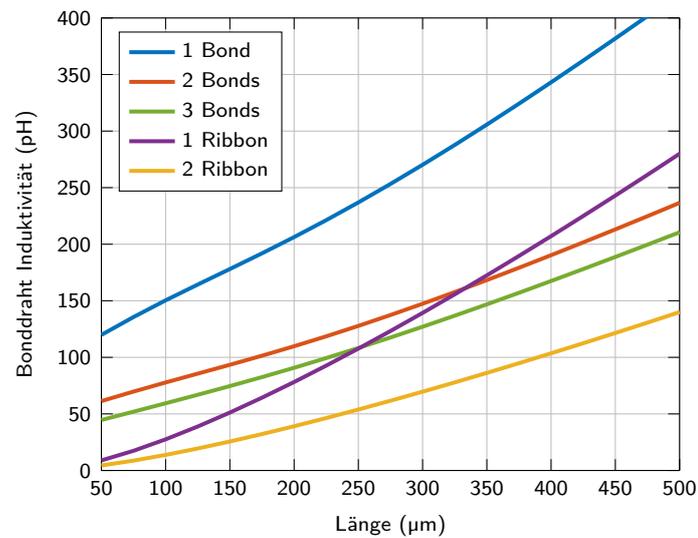


Abbildung 2.37: Simulierte Bonddraht- und Flachbandinduktivität in Abhängigkeit der Länge der Verbindung.

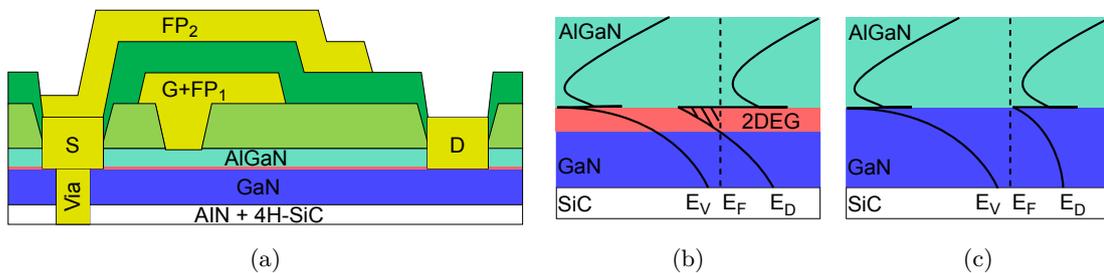
die Toleranzen so gering wie möglich zu halten. Die Wahl von zwei Bonddrähten pro Pad erlaubt spätere Modifikationen, ein drittes Bond kann ohne großen Aufwand gesetzt werden.

## 2.3 Aktive Bauelemente

### 2.3.1 Gallium Nitrid HEMT

Der Heterostruktur-FET oder auch bekannt als HEMT, High Electron Mobility Transistor, besteht aus mindestens zwei Halbleitern mit unterschiedlicher Bandlücke, die aufeinander aufgewachsen werden [Bö14, S.3-15]. Abbildung 2.38 stellt schematisch die Epitaxie eines Transistors und das Bändermodell der beiden kombinierten Materialien dar. An dem Übergang der Bändermodelle bildet sich ein zweidimensionales Elektronengas aus, die Elektronen sind in einem Potenzialtopf gefangen. Die AlGaN-Schicht trennt das Gatepotenzial vom leitenden Kanal und dient damit als Barriere, die auf die GaN-Schicht aufgewachsen ist. Das isolierende Substrat bildet Siliciumcarbid, weil es eine ähnliche Gitterkonstante im Vergleich zu Gallium-Nitrid aufweist, außerdem bietet es mit  $430 \text{ W/m} \cdot \text{K}$  eine hervorragende Wärmeleitfähigkeit [Inc12]. Im Gegensatz zu der ausgereiften GaAs-Technologie, bildet sich auch ohne zusätzliche Dotierung der AlGaN-Schicht ein leitender Kanal aus, dessen Ursprung in der Polarisationschicht an der Grenzfläche der Halbleitermaterialien zu finden ist [KSP<sup>+</sup>05]. Weiterführende, detaillierte Angaben zu dem Aufbau und der Funktionsweise sind in [Mor09, S.349 ff] zu finden.

Die Änderung des Gatepotenzials hat Einfluss auf den Stromfluss des Transistors, genauer werden die Elektronen aus dem Potenzialtopf verdrängt, indem die energetische Lage des Fermi-Niveaus verändert wird (Abbildung 2.38(c)). Heterostruktur-FETs werden aufgrund ihres Aufbaus als Verarmungstyp betrieben und sind als selbstleitend einzustufen. In Folge dessen, ist für die Steuerung des Transistors eine negative Gate-Spannung notwendig. Die sehr dünne, wenige Nanometer, 2DEG-Schicht weist eine hohe Elektronenkonzentration mit einer großen Beweglichkeit und theoretisch keine Störstellen auf. Durch diese Eigenschaften eignen sich HEMTs hervorragend für Hochfrequenz-Anwendungen.



**Abbildung 2.38:** (a) Schematische Darstellung der Epitaxie und Kontakte. Bändermodell eines HEMT für (b) leitenden und (c) sperrenden Zustand [HL09, S.461].

Auf dem Gebiet der Leistungsverstärker haben sich AlGaN/GaN HEMTs in Bezug auf

Linearität, Rauschzahl und Leistungsdichte als konkurrenzfähig zu bestehenden Technologien erwiesen. Die Vorteile gegenüber Gallium-Arsenid-Transistoren belaufen sich auf den sehr viel größeren Bandabstand von  $3,48\text{ eV}$  und damit eine hohe Durchbruchfeldstärke. Demzufolge, ist eine höhere Betriebsspannung von bis zu  $150\text{ V}$  möglich [CFW16]. Damit verbunden ist ein hohes Impedanz-Niveau und die Realisierung von hochfrequenten und breitbandigen Verstärkerstufen mit Leistungsdichten von bis zu  $8\text{ W/mm}$  [PWM<sup>+</sup>12] wird ermöglicht. Die wichtigsten Eigenschaften im Vergleich zu der GaAs-Technologie sind in Tabelle 2.7 aufgelistet.

**Tabelle 2.7:** Halbleitereigenschaften [Qua08]

Eigenschaft	GaAs	4H-SiC	GaN
Bandabstand ( $eV$ )	1,43	3,2	3,42
Durchbruchfeldstärke ( $V/cm$ )	$0,4 \cdot 10^6$	$3,5 \cdot 10^6$	$2 \cdot 10^6$
Wärmeleitfähigkeit ( $W/m \cdot K$ )	54	330	130
Elektronenbeweglichkeit ( $cm^2/Vs$ )	5000	260	1500
Relative Permittivität	12,5	10	9,5

Das Kleinsignal-Ersatzschaltbild für einen Feldeffekttransistor mit intrinsischen und extrinsischen Größen ist in Abbildung 2.39 dargestellt. Dieses spiegelt den linearen Betrieb des Transistors wider. Die Limitierung der oberen Grenzfrequenz für die Kurzschlussstromverstärkung, auch Transitfrequenz, bei der die Verstärkung des Transistors auf eins absinkt, wird hauptsächlich durch die intrinsischen Kapazitäten des Transistors bestimmt (Gleichung 2.23). Die parasitären Elemente der Anschluss-Pads,  $C_{G,pad}$  und  $C_{D,pad}$ , des Transistors führen zu einer Reduzierung der Transitfrequenz (Gleichung 2.24). In der GaN-Technologie konnten bereits Werte von bis zu  $f_T = 454\text{ GHz}$  für on-Wafer Messungen erreicht werden [TSR<sup>+</sup>15].

$$f_{T,intr} = \frac{g_{m,intr}}{2\pi \cdot (C_{gs} + C_{gd})} \quad (2.23)$$

$$f_{T,extr} = \frac{g_{m,intr}}{2\pi \cdot (C_{gs} + C_{gd} + C_{G,pad} + C_{D,pad}) \cdot (1 + g_{m,intr} \cdot R_s)} \quad (2.24)$$

Neben der Transitfrequenz ist auch die maximale, unilaterale Schwingfrequenz des Transistors von Bedeutung. Diese beschreibt die Grenzfrequenz bei einer Leistungsverstärkung von eins, im Gegensatz zu der Transitfrequenz wird nun der Lastfall betrachtet. Die Grenzfrequenz  $f_{MAX}$  kann mit Formel 2.25 beschrieben werden kann. Hierbei wird

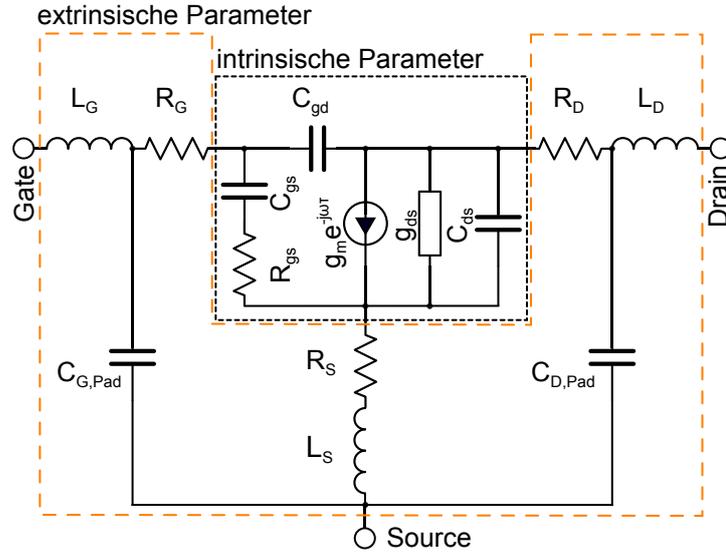


Abbildung 2.39: Kleinsignal-Ersatzschaltbild eines FET [Bah09, S. 94].

ersichtlich, dass die maximale Schwingfrequenz auf der Transitfrequenz beruht. Darüber hinaus ist die maximale Schwingfrequenz weitestgehend unabhängig von den extrinsischen Elementen des Transistors. Werte von bis zu  $f_{MAX} = 444 \text{ GHz}$  wurden bereits veröffentlicht [TSR<sup>+</sup>15].

$$f_{max} = \frac{f_T}{2 \cdot \sqrt{\frac{R_{gs} + R_g + R_s}{R_{ds}} + \frac{1}{2} \left( \left( \frac{C_{gd}}{C_{gs}} \right)^2 + \pi C_{gd} + f_T (R_{gs} + R_g + R_s) \right)}} \quad (2.25)$$

Das nichtlineare Verhalten eines GaN-HEMT wird in dem Großsignal-Ersatzschaltbild ersichtlich (Abbildung 2.40). Die Metall-Halbleiter Übergänge zwischen Gate-Source und Gate-Drain stellen die Dioden  $D_{fs}$  und  $D_{fd}$  dar. Mit zunehmender Aussteuerung bildet sich ein nicht-lineares Verhalten aufgrund der Dioden-Kennlinie aus. Des Weiteren sind die Kapazitäten  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$  und  $C_{ds}$  von der Versorgungsspannung abhängig.

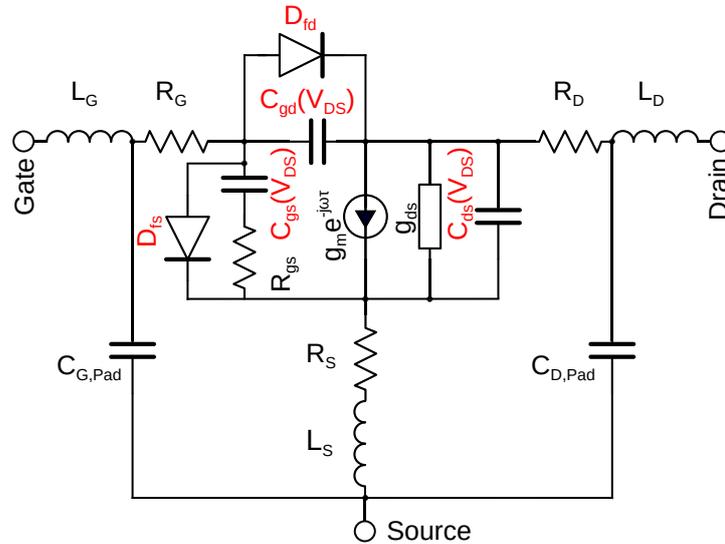


Abbildung 2.40: Großsignal-Ersatzschaltbild eines FET [Mor09, S.438].

### 2.3.2 Wolfspeed G40V4 Technologie

Bei der in dieser Arbeit verwendeten Transistor-Technologie handelt es sich um den Wolfspeed G40V4-Prozess AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> auf Siliciumcarbid, mit einer Betriebsspannung von 40 V und einer Durchschlagspannung von über 100 V. Die komplette Transistorfamilie ist in Abbildung 2.41 dargestellt. Die Bare-Die Technologie weist im Vergleich zu gehäusten Transistoren geringere parasitäre Elemente auf. Demzufolge ergibt sich eine höhere Nutzfrequenz von bis zu 18 GHz. Darüber hinaus bietet eine direkte Verbindung des Bare-Dies und des Flansches einen besseren Wärmeübergangswiderstand. Ein detaillierter Vergleich beider Implementierungen des G40V4-Prozess wird in [RMD<sup>+</sup>18] durchgeführt. Das 6 W-Device (CGHV1J006D) bildet mit einer Gate-Länge und -Weite von 250 μm, bzw. 1,4 mm, die Grundlage für alle drei Transistoren. Das Device zeichnet sich durch sechs Gate- und drei Drain-Finger aus. Die Source ist mit vier Durchkontaktierungen an die Unterseite des Bare-Dies angebunden. Die vom Hersteller spezifizierten Leistungsdichte beläuft sich auf 6 W/mm für Frequenzen bis zu 18 GHz.

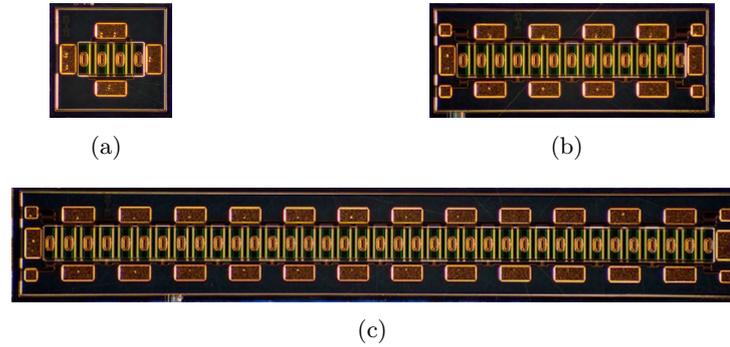


Abbildung 2.41: Wolfspeed (a) CGHV1J006D, (b) CGHV1J025D und (c) CGHV1J070D.

Das 25 W-Device (CGHV1J025D) besteht aus vier 6 W Zellen, die im Aufbau identisch und intern miteinander verbunden sind. Auf der Gate-Seite befinden sich Widerstände zwischen den Einheitszellen, um Odd-Mode Oszillation vorzubeugen. Das 70 W-Device (CGHV1J070D) besteht dementsprechend aus 12 Einheitszellen. Die Anschluss pads der Transistoren sind mit einer Fläche von  $200\ \mu\text{m} \times 100\ \mu\text{m}$  auf Gate- und Drain-Seite spezifiziert, der Source-Kontakt befindet sich, wie bereits erwähnt, auf der Unterseite. Tabelle 2.8 fasst alle wichtigen Eigenschaften der Bare-Dies zusammen.

Tabelle 2.8: Wolfspeed G40V4

Transistormodell	Chipfläche [ $\mu\text{m}^2$ ]	Pad-Dimension [ $\mu\text{m}^2$ ]	Zellen [–]	$P_{\text{sat}}$ [W]	Gate-Weite [mm]
CGHV1J006D [Wol15a]	800 x 840	200 x 100	1	6	1,4
CGHV1J025D [Wol15b]	800 x 1920	200 x 100	4	25	4,8
CGHV1J070D [Wol17a]	800 x 4800	200 x 100	12	70	14,4

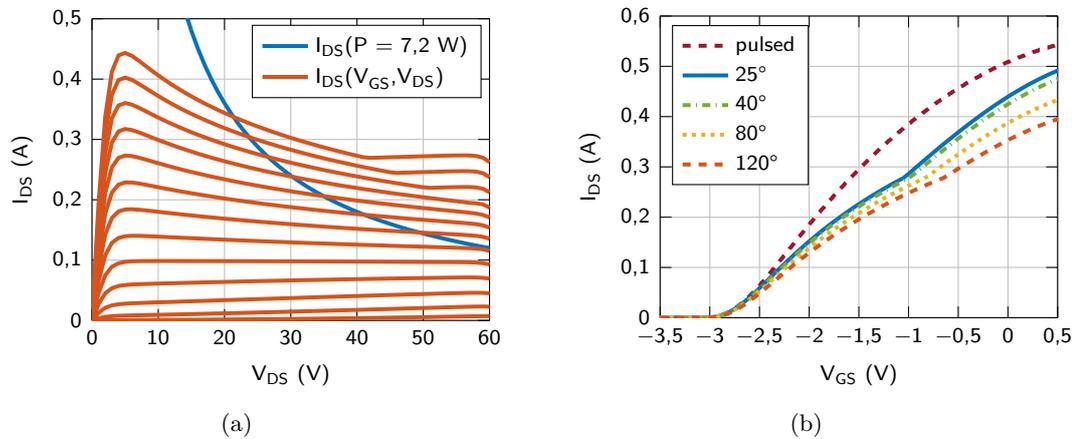
In der nachfolgenden Tabelle 2.9 sind die wichtigsten Größen einer 6 W Zelle beschrieben. Die Werte für die beiden größeren Transistoren können entsprechend der Zellenanzahl, vier bzw. 12, skaliert werden.

**Tabelle 2.9:** Spezifikationen des *CGHV1J006D*

Parameter	Wert	Bedingung
$P_{sat}$	6 W	$V_{dd} = 40 V, I_q = 70 mA$
$P_{diss,max}$	7,2 W	–
$I_{d,sat}$	0,5 A	$V_{ds} = 40 V, V_{gs} = 0,5 V$
$I_{g,max}$	1,2 mA	$V_{gs} = 2 V$
$C_{gs}$	2 pF	$V_{dd} = 40 V, V_{gs} = -8 V, f = 1 MHz$
$C_{ds}$	0,35 pF	$V_{dd} = 40 V, V_{gs} = -8 V, f = 1 MHz$
$C_{gd}$	0,05 pF	$V_{dd} = 40 V, V_{gs} = -8 V, f = 1 MHz$

### 2.3.2.1 DC-Kenngrößen

Abbildung 2.42(a) stellt das Ausgangskennlinienfeld des CGHV1J006D dar. Der abfallende Strom mit zunehmender Verlustleistung ist mit der zunehmenden Temperatur des Kanals zu begründen [RFR11, S. 37]. Die maximale Verlustleistung ist mit 7,2 W definiert und ebenfalls im Diagramm gekennzeichnet. Die Temperaturabhängigkeit wird im Steuerkennlinienfeld (Abbildung 2.42(b)) verdeutlicht. Die Modellierung der Eigenerwärmung kann in der Simulation durch gepulste Versorgungsspannung teilweise umgangen werden. Der maximale Drain-Strom beläuft sich auf  $I_{DS,max} = 0,5 A$  bei einer Versorgungsspannung von  $V_{DS} = 40 V$  für das 6 W-Device. Folglich ergeben sich Ströme von  $I_{DS,max} = 2 A$  und  $I_{DS,max} = 6 A$  für die beiden anderen Transistoren mit vier, bzw. zwölf Zellen.



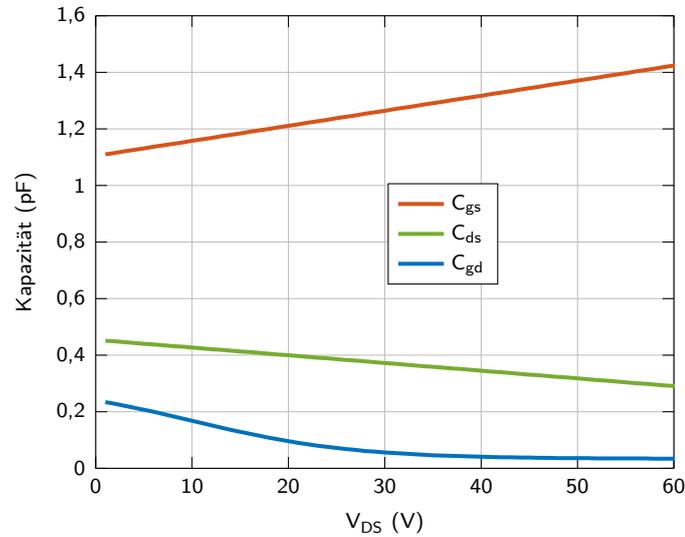
**Abbildung 2.42:** CGHV1J006D (a) Ausgangskennlinienfeld, (b) Steuerkennlinie für 40 V in Abhängigkeit der Flanchtemperatur.

### 2.3.2.2 AC-Kenngrößen

Die AC-Kenngrößen der Transistoren sind für diese Arbeit von größerem Interesse und werden ausführlicher diskutiert, als die DC-Eigenschaften. In Abschnitt 2.3.1 wurde bereits auf die Kenngrößen  $f_T$  und  $f_{MAX}$  theoretisch eingegangen. Diese sind von den intrinsischen Elementen, vor allem den kapazitiven Größen, des Transistors abhängig. Die Werte für die intrinsische Gate-Source-Kapazität  $C_{gs}$ , Drain-Source-Kapazität  $C_{ds}$  und der Miller-Kapazität  $C_{gd}$  können nach [Key14] simulativ ermittelt werden. Der Transistor wird bei dieser Analyse im 'kalten' Zustand betrieben, d. h. der Kanal ist absolut nicht-leitend ( $V_{GS} = -8$  V). Der Einfluss parasitärer, induktiver Elemente wird durch die Wahl einer geringen Frequenz von  $f = 1$  MHz auf ein Minimum reduziert.

Abbildung 2.43 stellt die ermittelten Werte in Abhängigkeit der Versorgungsspannung dar. Die Ausgangskapazität  $C_{ds}$  bestimmt maßgeblich die optimale Ausgangsimpedanz. Das Verhalten ist indirekt proportional zu der Spannung. Das bedeutet, die optimalen Last-Impedanzen steigen proportional zu  $V_{DS}$  an.

Es ist zu erkennen, dass  $C_{gs}$  die größte Kapazität darstellt und linear mit  $V_{DS}$  ansteigt. Die Miller-Kapazität,  $C_{gd}$ , weist hingegen ein sehr nichtlineares Verhalten auf, fällt jedoch in Relation zu  $C_{gs}$  klein aus. Diese beiden Elemente bestimmen, in Verbindung mit der Steilheit,  $g_m$ , hauptsächlich die Transitfrequenz (Gleichung 2.23). Die Steilheit gibt den Anstieg des Drain-Stroms in Abhängigkeit der Gate-Source-Spannung unter Kleinsignal-Bedingungen an. Sie beschreibt damit die Steuerungsfähigkeit des Transistors über die Gate-Spannung. Die Steilheit, für die Frequenzen 5, 10 und 15 GHz, in Abhängigkeit der Gate-Source-Spannung ist in Abbildung 2.44 dargestellt. Im Idealfall ist die Kurve nach



**Abbildung 2.43:** Abhängigkeit der intrinsischen Eingangs-, Ausgangs- und Miller-Kapazität einer Einheitszelle von der Betriebsspannung im kalten Zustand ( $V_{gs} = -8V$ ,  $f = 1MHz$ ).

dem Erreichen ihres Maximums für einen bestimmten Bereich konstant, d. h. im Steuerkennlinienfeld ist ein konstanter Anstieg des Stroms zu verzeichnen, und fällt danach wieder ab. In diesem Fall ist aber eine kontinuierliche Abnahme zu verzeichnen, wie auch schon im Ausgangskennlinienfeld ist dieses Verhalten auf die hohe Temperatur mit steigendem Drain-Strom zurückzuführen. Des Weiteren variiert der Punkt maximaler Steilheit stark über die Frequenz.

Die Auswirkung der Parameter auf  $f_T$  und  $f_{MAX}$  ist, neben der Leistungsverstärkung (MAG) und der Kurzschlussstromverstärkung (H21), in Abbildung 2.45 dargestellt. Die Abnahme der beiden Grenzfrequenzen mit dem Ruhestrom ist hauptsächlich auf die Steilheit zurückzuführen. Im Kleinsignal-Verhalten geht die Steilheit und damit die Verstärkung für den Kurzschluss- und Last-Fall gegen null, somit existiert in diesem Fall keine Grenzfrequenz. Das gilt jedoch nur für die Kleinsignal-Analyse und gibt keinen Aufschluss auf das Großsignal-Verhalten. Im Kleinsignal-Betrieb werden Werte von  $f_T > 40GHz$  und  $f_{MAX} > 50GHz$  erreicht.

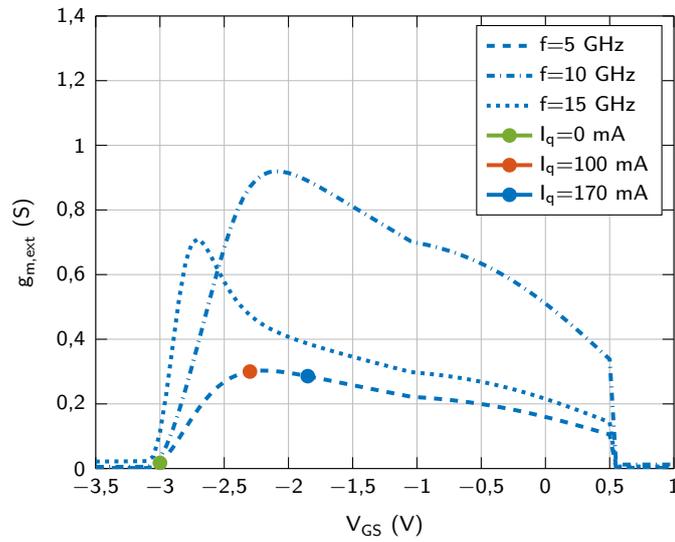


Abbildung 2.44: Abhängigkeit der extrinsischen Steilheit des CGHV1J006D von der Frequenz bei  $V_{ds} = 40\text{ V}$ .

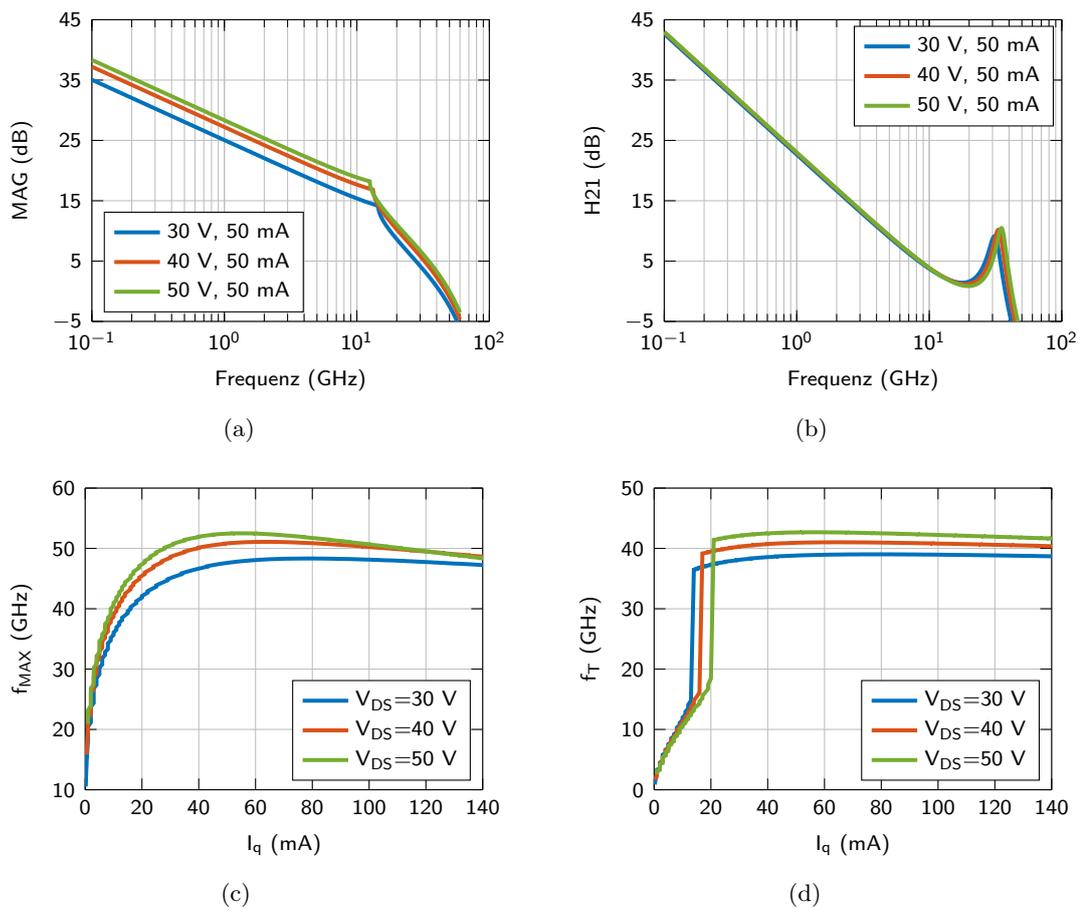
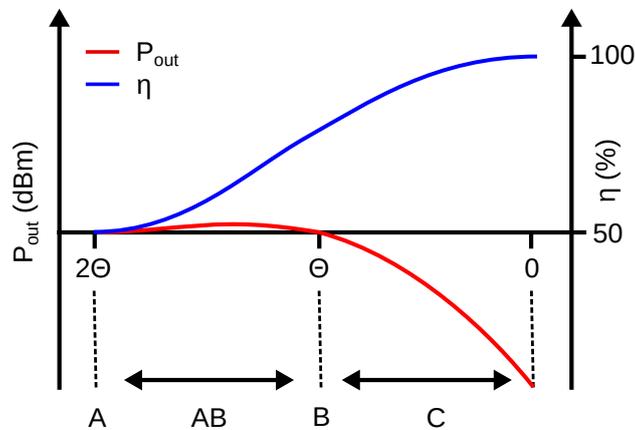


Abbildung 2.45: CGHV1J006D (a) MAG, (b) H21, (c)  $f_T$ , (d)  $f_{MAX}$ .

## 2.4 Leistungsverstärker

### 2.4.1 Verstärkerklassen

Verstärkerschaltungen werden in die klassischen, auch lineare, Verstärker und Schaltverstärker [GSF12] unterteilt. In dieser Arbeit werden nur lineare Verstärkerklassen behandelt, die je nach Ruhestrom  $I_q$  bzw. Stromflusswinkel  $\Theta = \pi$  in die Klassen A bis C unterteilt werden können [Cri06, S.40 ff]. Abbildung 2.46 verdeutlicht dieses Prinzip.



**Abbildung 2.46:** Ausgangsleistung und Effizienz in Abhängigkeit des Stromflusswinkels.

Der Klasse A Verstärker bietet mit einem Stromflusswinkel von exakt  $360^\circ$  eine hohe Linearität, große Bandbreite, sowie Verstärkung [Bö12, S.2-52]. Ein Nachteil besteht jedoch in dessen Effizienz, durch den ständig fließenden Ruhestrom ergibt sich ein theoretisches Maximum von 50%, unter der Annahme, dass die Abschnürspannung  $V_{knee} = 0V$  beträgt. Durch die hohe Verlustleistung eignen sich Verstärker, die in Klasse A betrieben werden, nur für geringe Ausgangsleistungen. Diese Effizienz gilt jedoch nur für ein CW-Signal, im Fall eines modulierten Signals fällt die Effizienz proportional zu der PAPR ab.

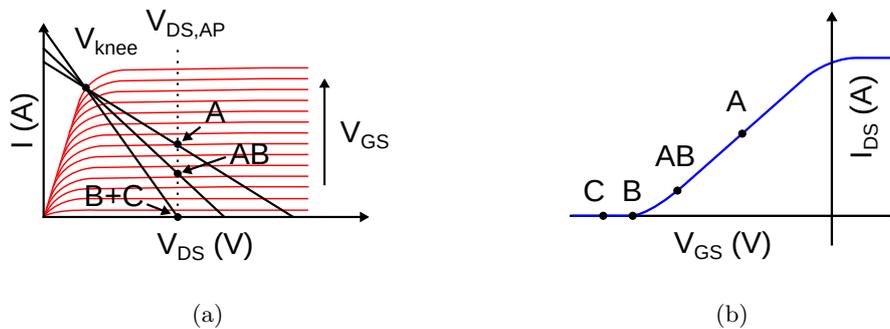
Eine Steigerung der Effizienz eines Verstärkers liegt in der Verringerung des Stromflusswinkels, bei einem Klasse B Verstärker liegt dieser bei genau  $180^\circ$ . In diesem Fall wird die positive Halbwelle eines Sinus-Signals verstärkt, die negative hingegen abgeschnitten. Dadurch ergibt sich eine maximale Effizienz von 78,5% [Bö12]. Diese Verstärkerklasse ist oft in einer Push-Pull Schaltung vorzufinden, womit aus zwei verstärkten Halbwellen eine komplette Sinusschwingung rekonstruiert werden kann. Einen Kompromiss zwischen

beiden Klassen bildet der Klasse AB Verstärker, dessen Stromflusswinkel in der Region zwischen  $360^\circ$  und  $180^\circ$  liegt. Der Kleinsignal-Betrieb bietet alle Vorteile der Klasse A, deren Linearität und Verstärkung, das Großsignal-Verhalten tendiert in Richtung des Klasse B Verstärkers und den damit verbundenen harmonischen Verzerrungen, aber zugleich hoher Effizienz.

Der Klasse C Verstärker geht noch einen Schritt weiter und verringert den Stromflusswinkel auf weniger als  $180^\circ$ , womit theoretisch eine Effizienz von 100% erreicht werden könnte, jedoch fällt mit niedrigerem Stromflusswinkel auch die maximale Ausgangsleistung und der Vorteil des Klasse C Verstärkers geht verloren, Abbildung 2.46 verdeutlicht diese Beziehung. Durch die starken harmonischen Verzerrungen findet sich in der Datenübertragung wenig Anwendung für diese Verstärkerklasse.

### 2.4.2 Arbeitspunkteinstellung

Das Prinzip des Stromflusswinkels kann anschaulich in den DC-Kenngrößen eines Transistors dargestellt werden. Das Ausgangskennlinienfeld (Abbildung 2.47(a)) eines Feld-Effekt-Transistors stellt den Drain-Strom  $I_{DS}$  in Abhängigkeit von der Drain-Source-Spannung  $V_{DS}$  für eine konstant steigende Gate-Source-Spannung  $V_{GS}$  dar. Die Betriebszustände der linearen Verstärkerklassen sind im idealisierten Steuerkennlinienfeld (Abbildung 2.47(b)) gekennzeichnet.

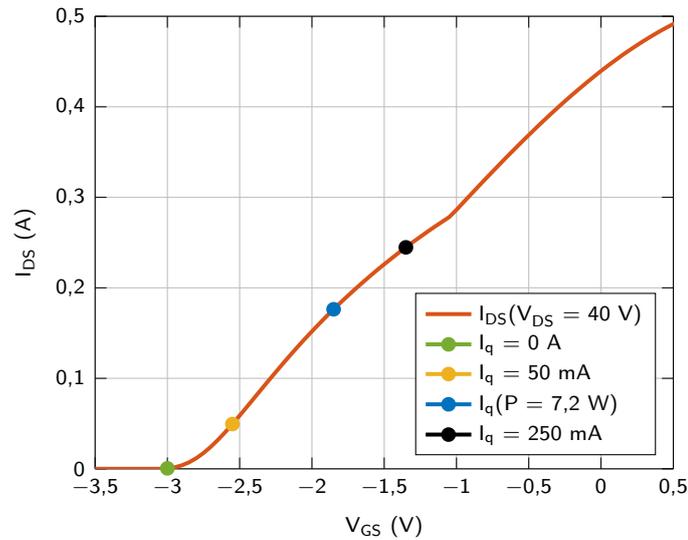


**Abbildung 2.47:** Betriebsarten linearer Verstärker (a) Ausgangskennlinienfeld (b) Drainstrom in Abhängigkeit der Gatespannung.

Die Wahl der Versorgungsspannung ist abhängig von der maximalen Durchbruchspannung, in Fall der Wolfspeed G40V4 Technologie, mit  $V_{br} = 110\text{ V}$ . Unter Berücksichtigung der Spitzenspannung von  $V_{SS} = 2 \cdot V_{DS}$  im Klasse A Betrieb, sollte gelten  $V_{DS} < 0,5 \cdot V_{br}$ . In Abbildung 2.48 sind die verschiedenen Verstärkerklassen A - B anhand des Steuerkennlinienfelds des CGHV1J006D für  $V_{DS} = 40\text{ V}$  dargestellt. Der Ruhestrom für Klasse A entspricht in diesem Fall  $I_q = 250\text{ mA}$ , jedoch beträgt die Verlustleistung hiermit  $P_{diss} = 10\text{ W}$

und übersteigt das Maximum von  $7,2\text{ W}$ . Durch die hohe Verlustleistung eignen sich Verstärker, die in Klasse A betrieben werden, nur für geringe Ausgangsleistungen, z. B. als Vorverstärker. Die Konsequenz ist, dass diese Verstärkerklasse nur unter Verringerung der Betriebsspannung möglich wird.

Unter Berücksichtigung der Restriktion durch die Verlustleistung ergibt sich ein maximaler Ruhestrom von  $I_q = 0,35 \cdot I_{DS,max} = 0,175\text{ mA}$ . Das entspricht dem Klasse AB Betrieb.



**Abbildung 2.48:** Steuerkennlinie des CGHV1J006D und Kennzeichnung diverser Ruhestrome für  $V_{DS} = 40\text{ V}$ .

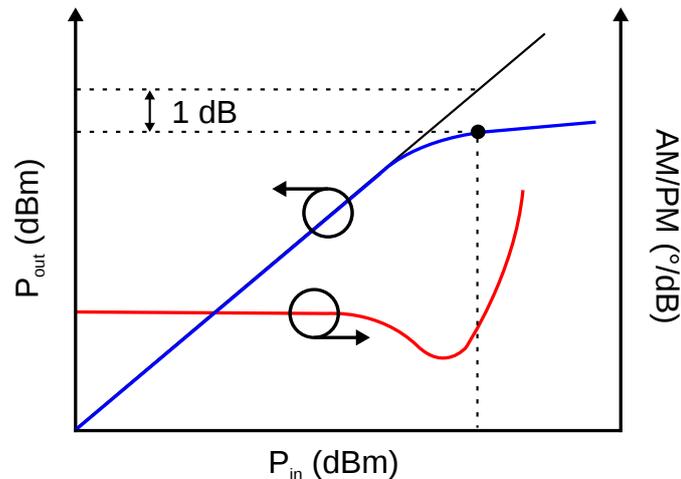
### 2.4.3 Linearität

Die Linearität eines Verstärkers hängt, wie bereits im vorherigen Abschnitt erwähnt, stark von dem Stromflusswinkel, bzw. Arbeitspunkt, ab. Eine Verringerung dieses und damit verbunden die Begrenzung der Verstärkung der negativen Halbwelle, führt zu einer Verzerrung des Signals. In den folgenden Abschnitten wird auf diese Verzerrungen näher eingegangen.

#### 2.4.3.1 Kompressions- und Phasenverhalten

Die Linearität einer Verstärkerstufe kann für die Eintonaussteuerung anhand der Kompression, bzw. AM/AM-Conversion, und des Phasenverhaltens, AM/PM-Conversion, bestimmt werden. Mit steigender Aussteuerung des Transistors, hin zu der Sättigungslei-

nung, nimmt die Verstärkung ab. Erreicht diese Abnahme eine Differenz von  $1\text{ dB}$  im Vergleich zu der linearen Approximation der Kleinsignal-Verstärkung, ist der 1dB-Kompressionspunkt eines Verstärkers erreicht. Zusätzlich hat die Aussteuerung auch einen Einfluss auf die Phase des Ausgangssignals. Die Phasenänderung ist üblicherweise definiert als die Variation der Ausgangsphase in Abhängigkeit der Eingangsleistung. Diese wird in Grad pro dB ( $^{\circ}/\text{dB}$ ) ausgedrückt. Beide Phänomene sind in Abbildung 2.49 grafisch dargestellt.



**Abbildung 2.49:** Schematische Darstellung des Kompressions- und Phasenverhalten in Abhängigkeit der Eingangsleistung.

### 2.4.3.2 Verzerrung und Intermodulation

Die Nichtlinearität eines Verstärkers führt neben der Verstärkung der Grundwelle auch zu harmonischen Verzerrungen. Hierbei handelt es sich um die Generierung von ganzzahligen Vielfachen  $n$ , auch als Oberwelle bezeichnet, dieser. Die Oberwellen weisen einen um den Faktor  $n$  erhöhten Abstieg pro  $\text{dB}$  im Vergleich zu der Grundwelle auf. Abbildung 2.50 verdeutlicht dieses Prinzip.

Der Gesamtanteil harmonischer Verzerrung wird als Klirrfaktor bezeichnet, es ist ein dimensionsloses Verhältnis der Effektivwerte der harmonischen Anteile  $V$  und wird mit Gleichung 2.26 bestimmt.

$$k = \sqrt{\frac{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots}{V_1^2 + V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots}} \quad (2.26)$$

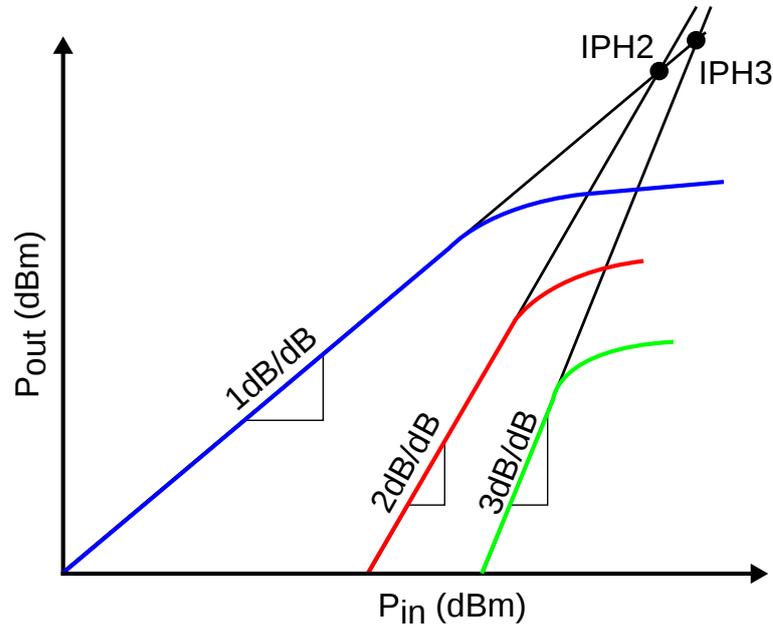


Abbildung 2.50: Harmonischer Intercept Point zweiter und dritter Ordnung IPH2 und IHP3.

Der mathematische Ansatz sowie weiterführende Analysen diesbezüglich werden in [Alb11, Bö12] ausführlich erläutert und aus diesem Grund in dieser Arbeit nicht abgehandelt.

Neben der Eintonaussteuerung kann eine erweiterte Analyse der Linearität anhand von einer Zweitonaussteuerung einer Verstärkerstufe bestimmt werden. Das Eingangssignal besteht hierbei aus zwei Signalen mit derselben Amplitude und einem Frequenzabstand  $\Delta f = \omega_2 - \omega_1$ . Dieser liegt je nach Anwendung in einem Bereich von einigen Mega- bis Kilohertz. Abbildung 2.51 stellt das Spektrum eines solchen Signals schematisch dar. Der mathematische Hintergrund ist in [Bö12] ausführlich erläutert. Neben den beiden Grundwellen werden durch die nichtlineare Verstärkerstufe Intermodulationsprodukte generiert. Dargestellt sind die Produkte bis zu der dritten Ordnung.

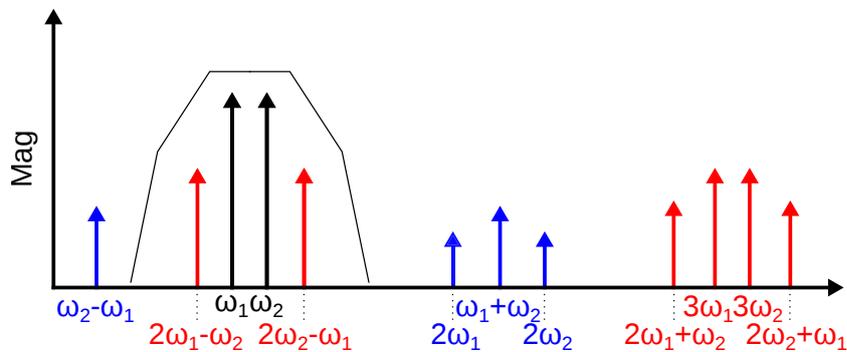


Abbildung 2.51: Ausgangs-Amplitudenspektrum bei der Zweitonaussteuerung eines nichtlinearen Verstärkers.

Vergleichbar zu der harmonischen Verzerrung lässt sich auch für die Zweitonaussteuerung der Anstieg der trägernahen Intermodulation bestimmen. Hierbei sind jedoch nur die ungeraden Vielfachen  $m$  von Interesse. Abbildung 2.52 stellt die wesentlichen Parameter dieser Methode grafisch dar. Die Charakterisierung durch den intermodulationsbasierten Intercept Point dritter Ordnung, gibt den Punkt eines als sättigungsfrei angenommenen Verstärkers an, in dem der Pegel der Intermodulationsprodukte dritter Ordnung exakt dem Pegel einer der Grundschwingungen entsprechen würde. Dieser Punkt kann in Bezug auf die Eingangsleistung, IIP3, oder Ausgangsleistung, OIP3, angegeben werden. Der Abstand zwischen einer der Grundwellen und des Intermodulationsprodukts dritter Ordnung wird als IM3 bezeichnet. Die Linearität wird anhand dieses Abstands, bzw. an dem OIP3/IIP3, eines Verstärkers gemessen.

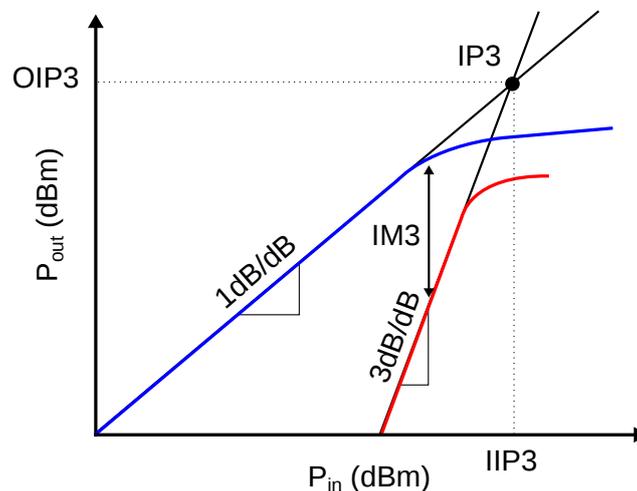


Abbildung 2.52: Intermodulationsbasierter Intercept Point IP3.

In der modernen Kommunikationstechnik stellen sich die trägernahen Intermodulationsprodukte als problematisch heraus. Die Bandbreite eines komplexen Signals kann als eine Vielzahl von Tönen im Spektrum angesehen werden. Mit steigenden Intermodulationen werden benachbarte Kanäle beeinträchtigt. Die hochfrequenten Anteile können in praktischen Anwendungen herausgefiltert werden (Abbildung 2.51). Die Generierung und Messung von komplexen Signalen stellt mit steigender Datenrate und Bandbreite eine Herausforderung dar. Ein Zweitonsignal lässt sich vergleichsweise simpel mit zwei Signalgeneratoren einspeisen. Aus diesem Grund wird häufig auf die Zweitona-Messung zurückgegriffen.

### 2.4.4 Load-Pull Analyse

Die optimalen Ein- und Ausgangsimpedanzen eines Transistors, um die maximale Ausgangsleistung zu erreichen, unterscheiden sich von den Kleinsignal-Impedanzen. Die Kleinsignalanpassung resultiert in maximaler Verstärkung, führt aber zu einer frühen Sättigung und damit verbunden geringerer Ausgangsleistung. Auf dem Gebiet der PAs steht die Leistung im Vordergrund, die dafür notwendigen optimalen Ausgangs-  $Z_{L,opt}$  und Eingangsimpedanzen  $Z_{S,opt}$  werden mithilfe der Load-Pull Analyse bestimmt. Bei diesem Verfahren wird der Transistor in die Sättigung getrieben und die Eingangs- und Ausgangsimpedanzen iterativ verändert, bis die maximale Ausgangsleistung erreicht wird. Dieses Vorgehen resultiert in einer geringeren Verstärkung, aber zugleich höherer Leistung im Sättigungsbereich. In Abbildung 2.53 ist der Unterschied zwischen Kleinsignal- und Großsignal-Anpassung grafisch dargestellt.

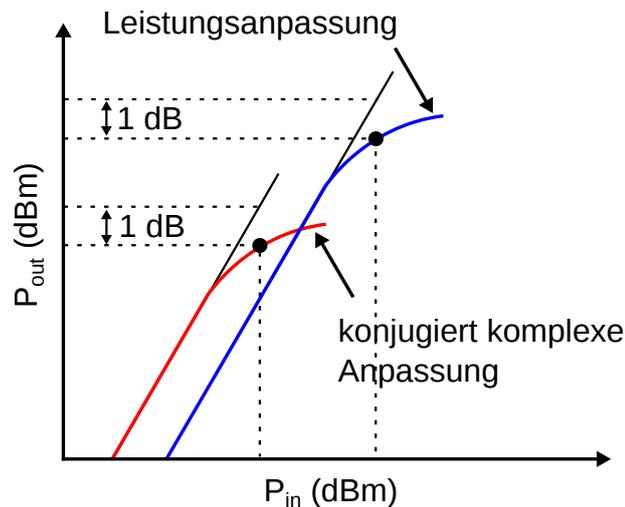
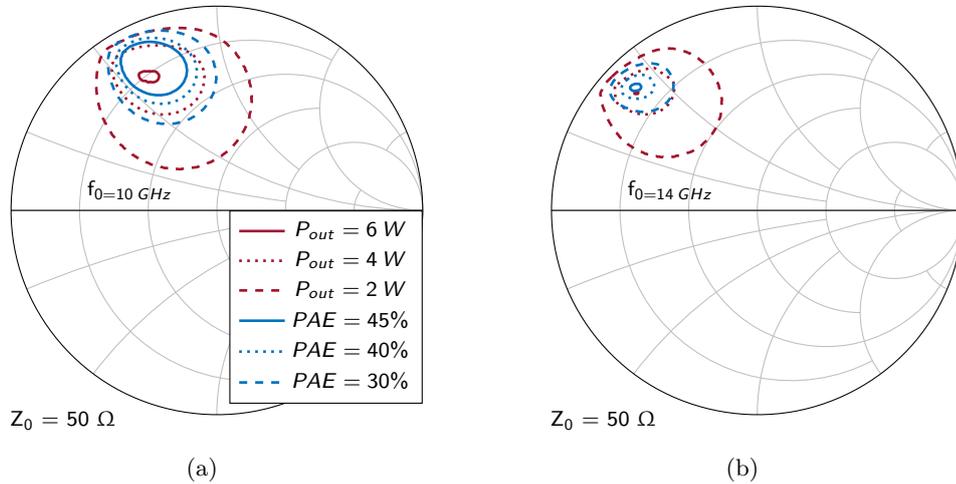


Abbildung 2.53: Kleinsignal- und Leistungs-Anpassung im Vergleich [Bö14].

Bei der Load-Pull Messung werden am Ein- und Ausgang des Transistors (Device under Test, kurz DUT) Impedanztuner vor- beziehungsweise nachgeschaltet. Während der Messung werden für verschiedene Impedanzwerte die Parameter für PAE, Ausgangsleistung und Verstärkung aufgenommen. Der Aufbau und die Durchführung der Messungen sind nicht trivial [MSPB13] und die Simulation bietet auf diesem Gebiet eine Zeitersparnis und erweist sich als eine geeignete Alternative, solange hinreichend gute Transistormodelle existieren. Die Load-Pull Konturen, welche einen Bereich konstanter Leistung und Effizienz repräsentieren, sind das Ergebnis dieser Messungen, bzw. Simulation. Abbildung 2.54 stellt die Load-Pull Konturen des 6W-Device für PAE und max. Ausgangsleistung im Smith Diagramm dar. Es ist zu erkennen, dass die Konturen für konstante PAE und Ausgangs-

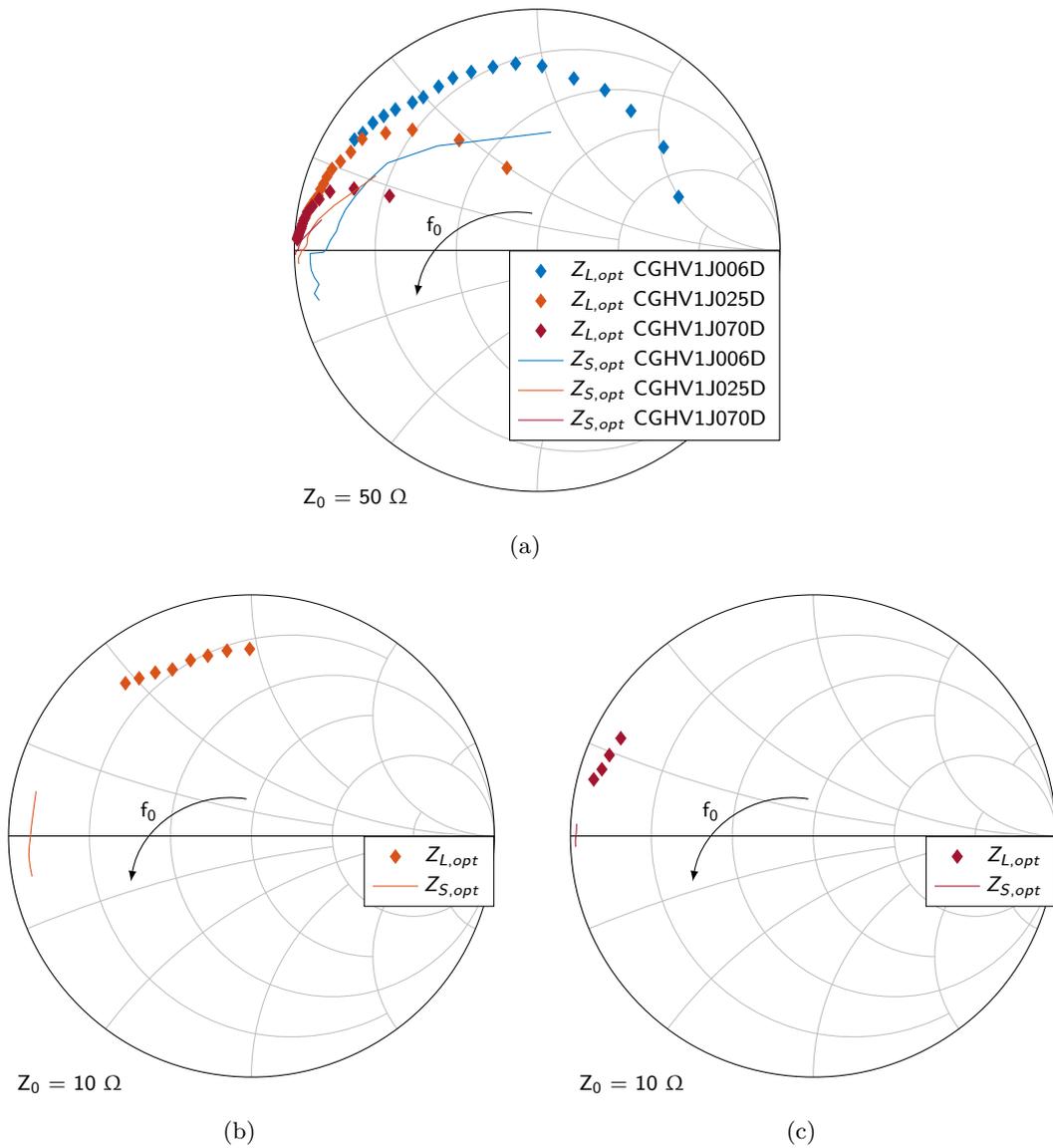
leistung mit steigender Frequenz enger werden. Folglich wird der Verstärkerentwurf durch Toleranzen der Bonddrähte und Anpassnetzwerke erschwert.



**Abbildung 2.54:** Simulierte Load-Pull Konturen des CGHV1J006D für (a)  $10 \text{ GHz}$  und (b)  $14 \text{ GHz}$ .

Die optimalen Load- und Source-Impedanzen des G40V4-Prozess für maximale Ausgangsleistung über einen Frequenzbereich von  $500 \text{ MHz}$  bis  $18 \text{ GHz}$  sind in Abbildung 2.55(a) im Smith Diagramm aufgetragen. Der Arbeitspunkt ist im Klasse AB-Bereich, mit  $V_{DS} = 40 \text{ V}$  und  $I_q = 50/100/300 \text{ mA}$ , angesiedelt. Erkennbar ist, wie sich, mit der Größe des Transistors, die Lastimpedanzen verringern. Der Impedanz-Verlauf in Richtung Kurzschluss für hohe Frequenzen ist auf die Ein- und Ausgangskapazität zurückzuführen.

Eine detailliertere Ansicht für den Frequenzbereich von  $8 - 15 \text{ GHz}$  für den  $25 \text{ W}$ - und  $70 \text{ W}$ -Transistor ist in Abbildung 2.55(b) und 2.55(c) dargestellt. Die Referenzimpedanz des Smith Diagramm ist, aufgrund der extrem niederohmigen Impedanzen, auf  $Z_0 = 10 \Omega$  definiert. Die Last ist in beiden Fällen mit ca.  $2 \Omega$ , bzw.  $0,4 \Omega$  hochohmiger angesiedelt, als die Quell-Impedanz. Diese repräsentiert mit ca.  $0,5 \Omega$ , bzw.  $0,12 \Omega$  fast einem reellen Kurzschluss. Der Grund liegt in der hohen Kapazität am Eingang der Transistoren. Eine detaillierte Auflistung aller Last- und Quell-Impedanzen mit dem Bezug auf die Ausgangsleistung und PAE ist in Tabelle 2.10 gegeben.



**Abbildung 2.55:** Simulierte Last-Impedanzen (a) von  $500 \text{ MHz}$  bis  $18 \text{ GHz}$  und eine Detailansicht von  $8$  bis  $15 \text{ GHz}$  für (b) CGHV1J025D und (c) CGHV1J070D.

**Tabelle 2.10:** Wolfsspeed G40V4 Source-/ Load-Impedanzen ( $V_{DS} = 40\text{ V}$ )

		CGHV1J025D ( $I_q=100\text{ mA}$ )						CGHV1J070D ( $I_q=300\text{ mA}$ )					
Frequenz	$P_{\text{out}}$	PAE	$Z_{L,\text{opt}}$	$Z_{S,\text{opt}}$	$P_{\text{out}}$	PAE	$Z_{L,\text{opt}}$	$Z_{S,\text{opt}}$	$P_{\text{out}}$	PAE	$Z_{L,\text{opt}}$	$Z_{S,\text{opt}}$	
[GHz]	[dBm]	[%]	[ $\Omega$ ]	[ $\Omega$ ]	[dBm]	[%]	[ $\Omega$ ]	[ $\Omega$ ]	[dBm]	[%]	[ $\Omega$ ]	[ $\Omega$ ]	
8	43,63	56,7	$2,47 + j9,6$	$1,32 + j0,6$	48,48	54,51	$0,62 + j2,4$	$0,125 + j0,26$					
9	43,66	54,12	$2,22 + j8,53$	$1,16 + j0,32$	48,42	52,94	$0,55 + j2,13$	$0,128 + j0,14$					
10	43,55	53,65	$2,1 + j7,67$	$0,957 + j0,07$	48,38	51,73	$0,52 + j1,91$	$0,123 + j0,05$					
11	43,47	51,5	$1,94 + j6,96$	$1 + j0,01$	48,39	49,7	$0,48 + j1,74$	$0,12 - j0,01$					
12	43,38	49,78	$1,87 + j6,186$	$0,548 + j0,01$	48,43	48,86	$0,46 + j1,54$	$0,11 - j0,08$					
13	43,58	48,55	$1,6 + j5,63$	$0,76 + jj0,0$	48,4	48,16	$0,4 + j1,41$	$0,105 - j0,11$					
14	43,61	47,61	$1,4 + j5,1$	$0,69 - j0,34$	48,28	46	$0,35 + j1,27$	$0,105 - j0,16$					
15	43,32	46,3	$1,22 + j4,68$	$0,437 - j0,78$	48,3	43,64	$0,3 + j1,17$	$0,108 - j0,23$					

### 2.4.5 Bode-Fano Kriterium

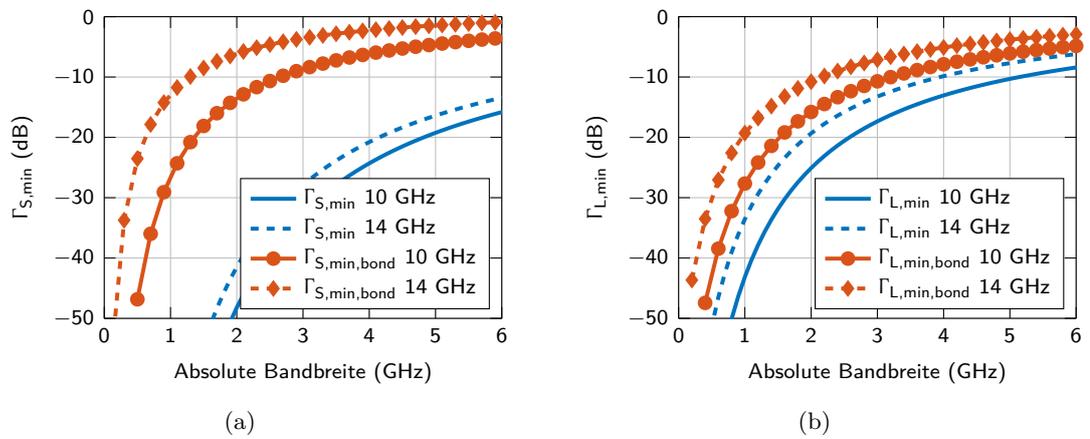
Die Betrachtung in Bezug auf die Realisierbarkeit einer breitbandigen Anpassung kann mit dem Bode-Fano-Kriterium untersucht werden [VPR05, S.257 ff]. Ein vereinfachter Ansatz ist die Bestimmung der Güte für Last und Quell-Impedanzen mit Gleichung 2.27. Die repräsentative Güte der Transistor-Impedanzen ist, aufgrund der Parallelisierung von mehreren Einheitszellen, für alle drei Devices identisch.

$$\Gamma_{min} = \exp\left(\frac{-\pi \cdot Q_2}{Q_1}\right) \quad (2.27)$$

$$Q_1 = \left| \frac{Im\{Z\}}{Re\{Z\}} \right|, Q_2 = \frac{f_0}{\Delta f} \quad (2.28)$$

Der frequenzabhängige Reflexionsfaktor  $\Gamma$  entspricht der Amplitude der relativen Anpassung am Ein- und Ausgang der Verstärkerstufe. Diese spiegelt den Grenzwert, welcher theoretisch erzielt werden kann, wider. Das Ergebnis dieser Analyse in Bezug auf die absolute Bandbreite ist in Abbildung 2.56 dargestellt. Darin wird sowohl auf das Bare-Die, als auch auf den Einfluss der Bonddrähte eingegangen. Eingangsseitig ist ein Reflexionsfaktor von 20 dB über eine Bandbreite von 4 GHz für die Mittenfrequenzen 10 und 14 GHz theoretisch möglich (Abbildung 2.56(a)). Der Einfluss der Induktivität durch die Bonddrähte ist jedoch enorm. Der Imaginärteil der Impedanzen wird in den kapazitiven Bereich des Smith Diagramm transformiert, demzufolge sinkt die Güte. Ein ähnliches Verhalten kann auch ausgangseitig festgehalten werden, jedoch ist der Einfluss geringer. Der Grund ist in den bereits induktiv belasteten optimalen Impedanzen zu finden. Eine Transformation in den kapazitiven Bereich ist nicht so stark ausgeprägt, der Imaginärteil fällt gering aus.

Das theoretische Limit in Bezug auf die mögliche relative Anpassung der Ausgangsimpedanzen beläuft sich somit auf 20 dB im Ku-Band für  $FBW = 6\%$  und ca. 10 dB im X-Band für  $FBW = 40\%$ . Diese Analyse verdeutlicht die Schwierigkeit einer hybriden Realisierung von Verstärkerstufen im X- und Ku-Band Frequenzbereich.



**Abbildung 2.56:** Relative Anpassung in Bezug auf die absolute Bandbreite bei 10 und 14 GHz Mittenfrequenz mit und ohne Bonddrahtinduktivität.

## 3 Schaltungsentwurf

### 3.1 Vorbetrachtungen

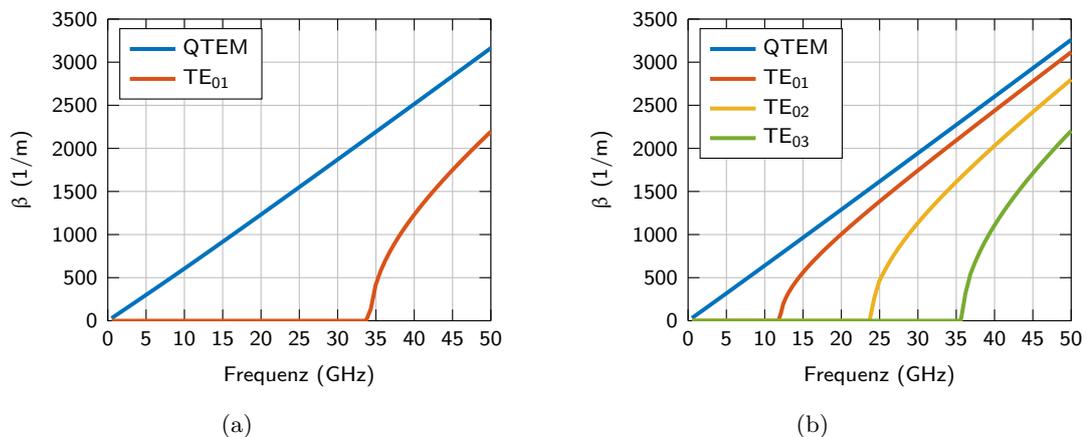
Die Vorbetrachtungen beziehen sich auf die theoretische Betrachtung möglicher Anpassstrukturen, speziell das Verhalten der Mikrostreifenleitung. Breite Leitungen führen zu der potenziellen Möglichkeit einer Änderung der Feldverteilung im Umfeld der Struktur, sodass die QTEM-Mode nicht mehr die einzige dominante Mode ist. Eine Analyse in Hinblick auf die Ausbreitung höherer Moden in Abhängigkeit der lateralen Dimensionen der Mikrostreifenleitung wird folgend diskutiert. Die Betrachtung der Stromdichte-Verteilung auf den Leitungen gibt Aufschluss über die Ansteuerung der Transistoren über die Breite der Bare-Dies, um eine Gleichverteilung über die Einheitszellen gewährleisten zu können.

#### 3.1.1 Mehr-Moden-Ausbreitung

Mittels einer Mikrostreifenleitung, deren Leitungsbreite dem Abstand der äußeren Kontaktflächen der Transistoren entspricht (Tabelle 2.8), könnten alle vier, bzw. zwölf Ausgänge gleichzeitig angeschlossen werden. Die elektrische Breite dieser Mikrostreifenleitung ist dementsprechend  $55^\circ$  bei  $1,28\text{ mm}$  und  $170^\circ$  bei  $4\text{ mm}$  auf dem Keramiksubstrat. Der Leitungswellenwiderstand einer solchen Mikrostreifenleitung liegt bei ca.  $9,8\ \Omega$ , bzw.  $3,8\ \Omega$ . Eine homogene Wellenausbreitung ist jedoch für Leitungen mit einer lateralen Dimension  $>\lambda/4$  nicht mehr gegeben. In einem entsprechenden Anpassnetzwerk muss die Möglichkeit der Mehrmoden-Ausbreitung berücksichtigt werden. Die Betonung liegt hierbei auf Ausbreitungsmöglichkeit, höhere Moden müssen primär angeregt werden und breiten sich nicht von selbst aus.

Das Dispersions-Diagramm in Abbildung 3.1 stellt die simulierte Phasenkonstante  $\beta$  in Abhängigkeit der Frequenz dar und gibt Aufschluss über die Ausbreitungsfähigkeit höherer

TE-Moden auf der Mikrostreifenleitung. Aufgrund der hohen Breite der Mikrostreifenmetallisierung entstehen Parallelplatten-Moden, die ähnlich der Feldverteilung im Hohlleiter interpretiert werden können. Es ist gut zu erkennen, dass die QTEM-Mode immer ausbreitungsfähig ist. Die Grenzfrequenz der  $TE_{01}$  Mode liegt bei ca.  $34\text{ GHz}$  für eine Leitung mit der Dimension  $W = 1,28\text{ mm}$ , was für den angestrebten Frequenzbereich bis  $15\text{ GHz}$  unproblematisch erscheint. Kritischer ist hingegen die Betrachtung für  $W = 4\text{ mm}$  mit der  $TE_{01}$  Mode bei ca.  $12\text{ GHz}$  und damit unterhalb der Nutzfrequenz von  $15\text{ GHz}$ .



**Abbildung 3.1:** Dispersions-Diagramm einer Mikrostreifenleitung mit der Breite (a)  $W = 1,28\text{ mm}$  und (b)  $W = 4\text{ mm}$ .

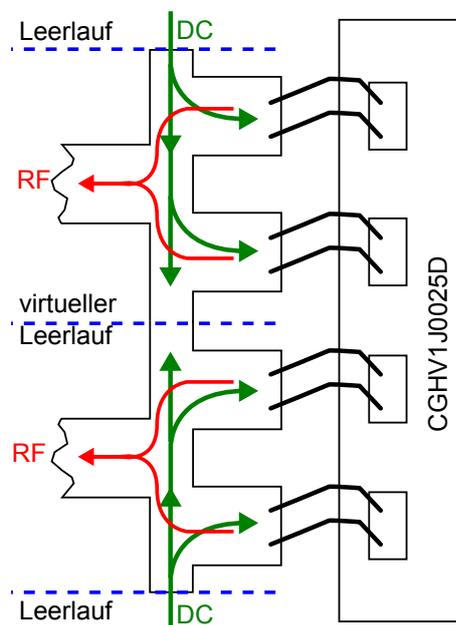
### 3.1.2 Bus-Bar Combiner

Das Problem der Mehrmoden-Ausbreitung auf einer breiten Leitung kann mittels Parallelisierung und Unterteilung dieser in Leitungen geringerer Breite umgangen werden. Das Prinzip des *Distributed Transmission-Line Combiners* [Mar97] greift diesen Ansatz auf, um niederohmige Impedanzen realisieren zu können. Dabei wird immer von einer Gleichtaktausbreitung ausgegangen. Theoretisch ist bei  $n$ -Leitungen in der Felddistribution  $n$ -mal das Mikrostreifenverhalten einer Leitung zu betrachten, wohingegen die Wellenfront in einer sehr niederohmigen breiten Leitung keineswegs als homogen über die Breite angesehen werden kann. Die minimal erreichbare Impedanz einer Mikrostreifenleitung für eine Transistorzelle kann aufgrund der Geometrie auf  $310\ \mu\text{m}$  beschränkt werden, das entspricht ca.  $28\ \Omega$ . Damit würde eine Parallelschaltung von vier Leitungen für das  $25\text{ W}$ -Device in einer Impedanz von  $7\ \Omega$ , bzw.  $2,3\ \Omega$  für das  $70\text{ W}$ -Device, resultieren.

Eine Erweiterung dieses Ansatzes stellt der Bus-Bar Combiner dar [Mar97, MLSD99b]. Dieser baut grundlegend auf einer Baumstruktur, auch T-Junction genannt, auf. Das

Prinzip besteht aus der Zusammenführung von zwei eingehenden auf eine fortführende Leitung. Dieses Vorgehen ist häufig im Designprozess von MMICs aufzufinden. Die Bus-Bar bezeichnet dabei die Zuführungsleitung der Versorgungsspannung, die symmetrisch an beiden Seiten angelegt werden muss und eine geringe Distanz zu dem Transistor aufweist. Als Vorteil dieses Aufbaus ergibt sich eine Aufteilung des Stroms  $I_{DS}$ , der bei maximaler Aussteuerung der Transistoren ca. 2 A, bzw. 6 A beträgt.

Das Prinzip des Bus-Bar Combiners ist in Abbildung 3.2 schematisch dargestellt. Unter der Annahme, dass alle Tore mit derselben Amplitude und Phase angeregt werden und der Abstand zwischen den Toren relativ gering zu der Wellenlänge ist, fließt kein RF-Strom zwischen ihnen [MLSD99a]. Die Verbindung zweier T-Verzweigungen kann als virtueller Leerlauf, in Abbildung 3.2 dargestellt, angesehen werden. Die Eigenschaften des Bus-Bar Combiners stellen eine geeignete Form dar, um die Zellen der Devices zu verbinden und die Versorgungsspannung nah am Transistor zuführen zu können. Die maximal erreichbare relative Bandbreite ist jedoch auf 20% begrenzt [Mar97]. Daher eignet sich dieser Ansatz nicht für die Realisierung der X-Band Verstärkerstufe mit einer angestrebten Bandbreite von  $FBW = 40\%$ . Die Ku-Band PA hingegen, mit  $FBW = 5\%$ , kann theoretisch unter der Verwendung des Prinzips umgesetzt werden.



**Abbildung 3.2:** Schematisch Darstellung des Bus-Bar Combiners.

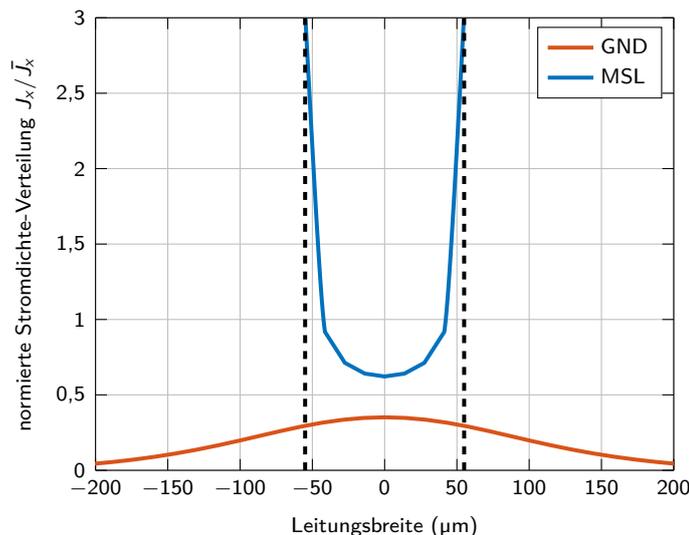
Der Leerlauf an den äußeren Toren der Bus-Bar kann in Mikrostreifentechnologie realisiert werden. Eine radiale Stichleitung stellt einen breitbandigen HF-Kurzschluss dar, dieser wird mittels einer  $\lambda/4$ -Leitung zu einem Leerlauf transformiert. Die angestrebte Bandbreite von 13,75 GHz bis 14,5 GHz kann problemlos realisiert werden. Generell gilt,

je hochohmiger die  $\lambda/4$ -Leitung ist, desto höher die Güte des Leerlaufs, dabei ist aber auch auf die Strombelastbarkeit zu achten. Die Funktionalität der Bus-Bar kann nur sichergestellt werden, wenn der Leerlauf auf beiden Seiten absolut symmetrisch ist, andernfalls verschiebt sich der virtuelle Leerlauf und die relative Phase zwischen den Toren mit dem Resultat destruktiver Überlagerungen.

### 3.1.3 Stromdichte-Verteilung

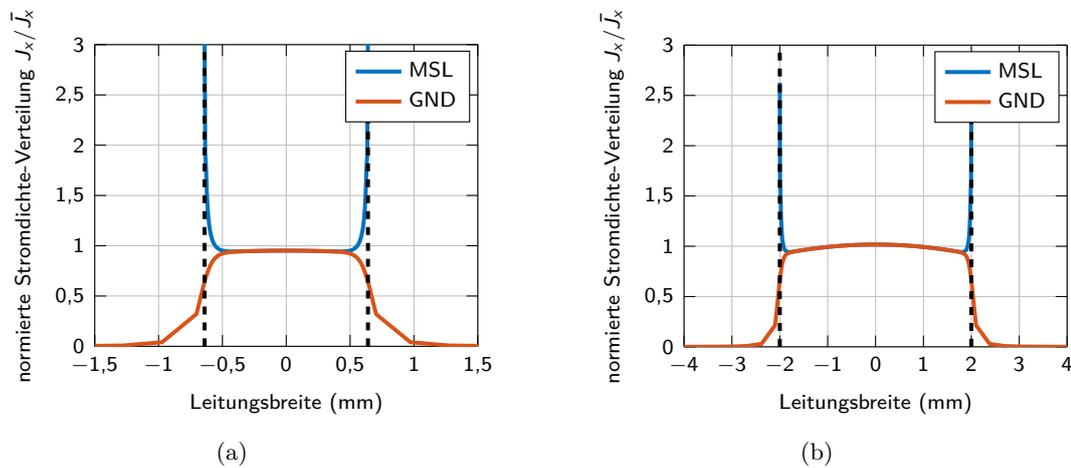
Neben den Moden ist die Stromverteilung über die laterale Dimension der Mikrostreifenleitung essenziell für die Ansteuerung der Transistorzellen. Im Fall einer Ungleichverteilung des Stroms über den Transistor, kann nicht die maximale Leistung erzielt werden. Zudem kommt es zu Temperaturdifferenzen über das Bare-Die, welche zu der Zerstörung führen können.

Die Stromdichteverteilung, normiert auf das arithmetische Mittel der Stromdichte auf dem Signalleiter, über die Breite einer  $50\ \Omega$  Leitung ( $W = 110\ \mu\text{m}$ ) für eine Frequenz von  $15\ \text{GHz}$  ist in Abbildung 3.3 dargestellt. Hierbei handelt es sich um simulativ ermittelte Werte mit der Software CST Microwave Studio<sup>®</sup>. Der theoretische Ansatz für diese Analyse beruht auf dem Skin Effekt. Es ist deutlich erkennbar, dass der Strom an den äußeren Rand der Mikrostreifenleitung verdrängt wird. Der Massestrom ist hingegen über eine laterale Dimension von bis zu  $400\ \mu\text{m}$  verteilt. Dieses Verhalten ist charakteristisch in der MSL-Technologie.



**Abbildung 3.3:** Normierte Stromdichteverteilung auf einer  $110\ \mu\text{m}$  breiten Mikrostreifenleitung für  $15\ \text{GHz}$ .

Diese Betrachtung lässt sich auch für die im vorherigen Abschnitt erwähnten Leitungsbreiten durchführen. Abbildung 3.4 stellt beide Varianten gegenüber. Es ist zu erkennen, dass die normierte Stromdichte über einen großen Bereich des signal-führenden Teils konstant bleibt und der Massestrom sich betragsmäßig an diese annähert im Gegensatz zu der, im Vergleich schmalen,  $50\ \Omega$  Leitung. Die laterale Verteilung des Massestroms ist hier gering. Dieses Verhalten ist für die Leitung mit  $W = 4\ \text{mm}$  noch ausgeprägter (Abbildung 3.4(b)). Eine Erhöhung der Stromdichte im Mittelpunkt der Leitung ist deutlich bemerkbar. Die Erklärung liegt in der zunehmend ausbreitungsfähigen Parallelplatten-Mode. Somit verlagert sich die Feldverteilung zunehmend von den Rändern der Leitung in den Mittelpunkt, zu vergleichen mit einer Hohlleiter-Mode.

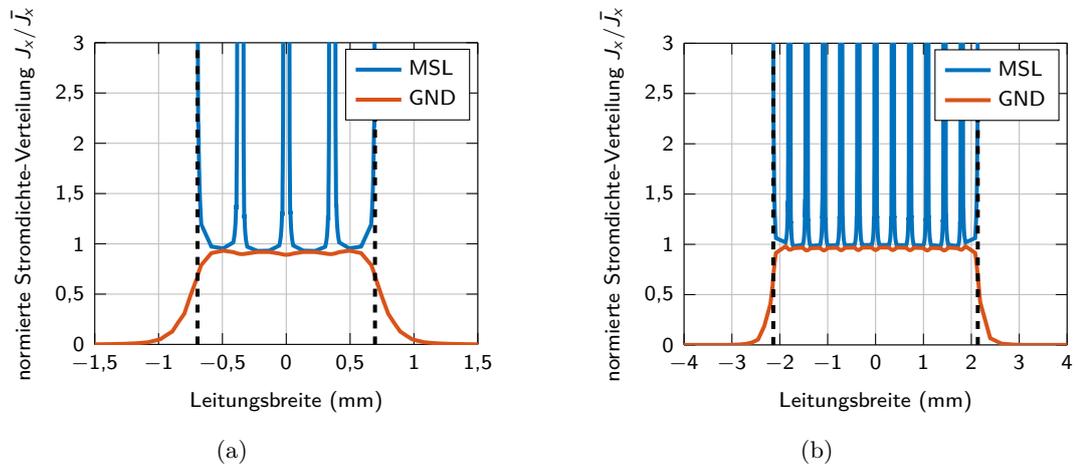


**Abbildung 3.4:** Normierte Stromdichteverteilung auf einer (a)  $1,28\ \text{mm}$  und (b)  $4\ \text{mm}$  breiten Mikrostreifenleitung für  $15\ \text{GHz}$ .

Im Vergleich ist die Stromdichte, für den Fall der Gleichtaktanregung, der beiden Varianten mit vier und zwölf Leitungen in Abbildung 3.5 dargestellt. Es ist deutlich das  $n$ -fache, charakteristische Verhalten einer Mikrostreifen-Leitung zu erkennen. Die äußeren beiden Leitungen weichen jedoch geringfügig von dem Verhalten der anderen ab. Der Grund ist in der fehlenden Begrenzung des E-Felds durch die benachbarte Leitung zu finden. Der Massestrom fällt zwischen den Leitungen nur geringfügig ab und nähert sich betragsmäßig der Stromdichte des Signalleiters an, ähnlich dem Verhalten einer breiten Leitung.

Eine Felderhöhung in der Mitte der Struktur ist nicht zu erkennen, der Parallelplatten-Mode kann mit dieser Herangehensweise erfolgreich unterdrückt werden. Eine homogene Wellenausbreitung und damit verbunden gleichmäßige Aussteuerung der einzelnen Transistorzellen ist somit gewährleistet. Die simulierte charakteristische Impedanz für alle Varianten, breite und verteilte Leitungen, ist in Tabelle 3.1 gelistet. Es ist ein geringfügiger

Unterschied zwischen beiden Methoden erkennbar.



**Abbildung 3.5:** Normierte Stromdichteverteilung auf (a) vier und (b) zwölf verteilten Leitungen mit einer Breite von jeweils  $W = 0,31 \text{ mm}$  für  $15 \text{ GHz}$ .

**Tabelle 3.1:** Leitungs-Impedanzen

	Leitung 1,2 mm	distributed TML (4-Zellen)	Leitung 4 mm	distributed TML (12-Zellen)
Leitungs-Impedanz	9,8 $\Omega$	8,9 $\Omega$	3,8 $\Omega$	3,2 $\Omega$

## 3.2 Ku-Band Leistungsverstärker

Ziel dieses Abschnitts ist die Darstellung der Entwurfsschritte von GaN Leistungsverstärkern für die Satellitenkommunikation im Frequenzbereich  $13,75\text{--}14,5\text{ GHz}$ . Als Ausgangs-Sättigungsleistung werden  $10\text{ W}$  und  $50\text{ W}$  angestrebt. Für die Entwicklung der Verstärker wurden die zuvor erwähnten Transistoren verwendet (Abschnitt 2.3.2). Diese Bare-Dies beinhalten vier bzw. zwölf miteinander verbundene Elementartransistoren. Die Realisierung soll auf Basis von Keramik-Substrat aus Abschnitt 2.2.1 erfolgen. Die Verbindungstechnologie zwischen Substrat und Bare-Die wird mit Drahtbond-Technik umgesetzt (Abschnitt 2.2.6).

In dem hier gewählten Ansatz wird versucht die Pads der Transistoren als einzelne Zellen zu betrachten und entsprechend zu kombinieren. Limitierend bei einem solchen Ansatz sind die geringen Abstände zwischen den Anschluss pads. Die minimale Leitungsimpedanz zwischen zwei Pads auf  $\text{Al}_2\text{O}_3$  Substrat beläuft sich auf ca.  $28\ \Omega$ , das entspricht  $310\ \mu\text{m}$ . Die gewählte Topologie basiert auf dem Bus-Bar Prinzip und entspricht einer Parallelschaltung von Leitungsimpedanzen die mittels einer breiten Schiene (Bar) verbunden werden. So können niederohmige Impedanzen realisiert werden. Die Bar eignet sich, um die Versorgungsspannung symmetrisch zuzuführen, solange Anfang und Ende der Schiene einen RF-Leerlauf darstellen. Folgend wird die Skalierbarkeit dieser Methode demonstriert und die Entwicklung von zwei Leistungsverstärkern diskutiert. Beide Aufbauten,  $\text{PA}_{\text{Ku}10}$  und  $\text{PA}_{\text{Ku}50}$ , sind in Abbildung 3.6 dargestellt.

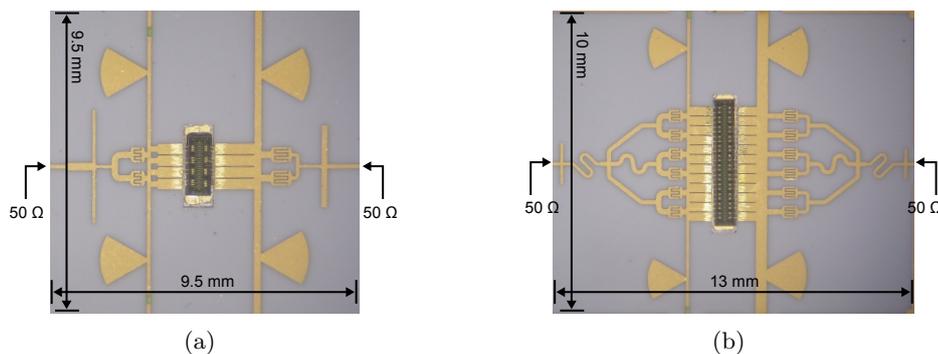
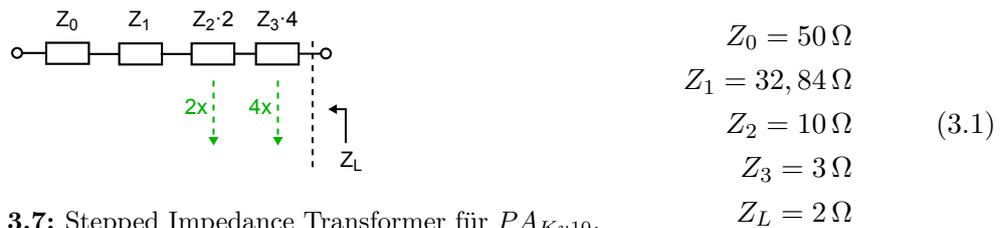


Abbildung 3.6: Realisierte Verstärker (a)  $\text{PA}_{\text{Ku}10}$  und (b)  $\text{PA}_{\text{Ku}50}$ .

### 3.2.1 Design I – 10-W

Der Ansatz der Anpasstrukturen basiert auf dem Stepped Impedance Transformer, dieser bietet die Möglichkeit sehr breitbandig zwischen realen Impedanzen zu transformieren.

Jede elektrische Länge der einzelnen Segmente entspricht bei dieser Topologie  $\lambda/4$  der Mittenfrequenz. Die Transmissions-Welligkeit fällt mit dem maximally-flat Ansatz sehr gering aus. Die optimalen Impedanzen für eine dreistufige Anpassschaltung ( $N=3$ ) sind analytisch zu ermitteln (Anhang A). Basierend auf diesem Prinzip kann eine Anpassstopologie gefunden werden, welche die sehr geringen optimalen Quell- und Lastimpedanzen des Transistors auf  $50\ \Omega$  Systemimpedanz transformiert. Abbildung 3.7 stellt den Transformator und die verteilten Leitungsstrukturen dar.



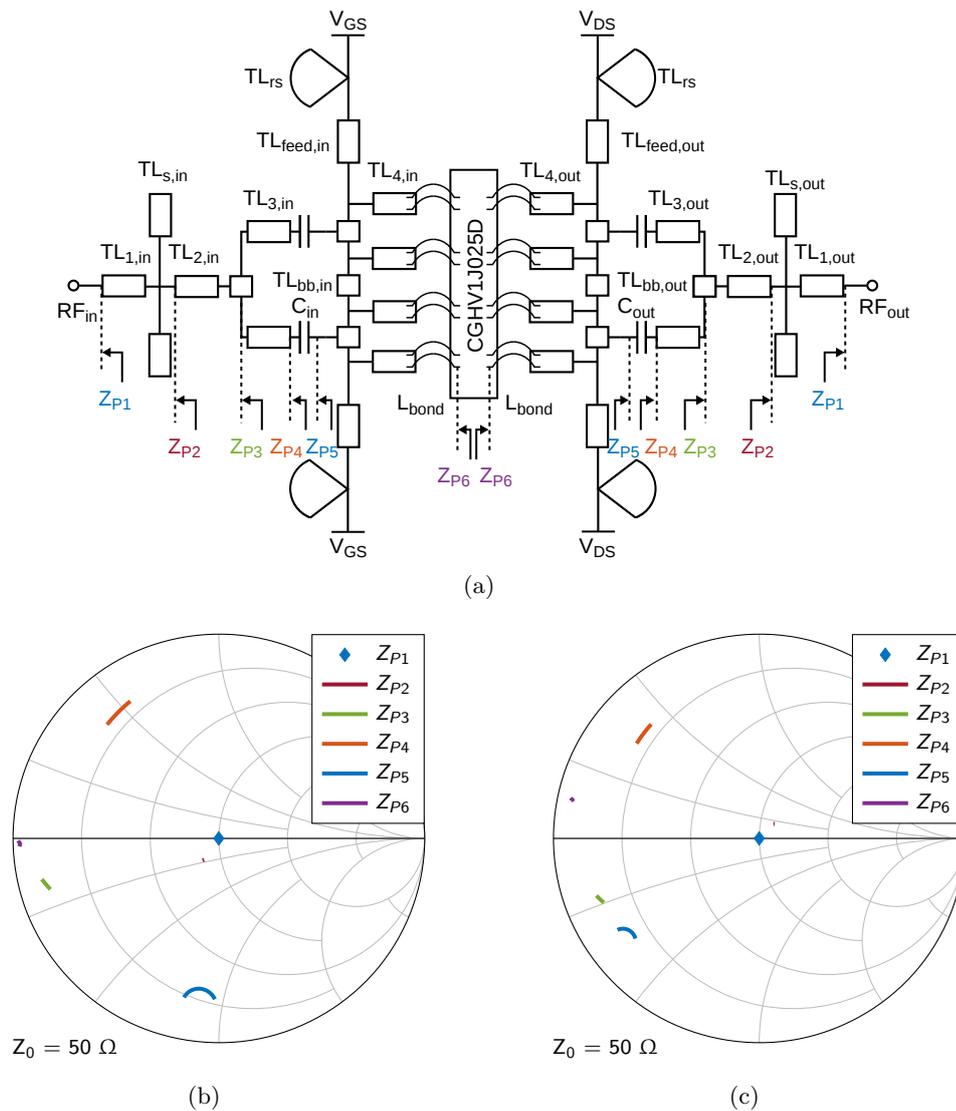
**Abbildung 3.7:** Stepped Impedance Transformer für  $PA_{Ku10}$ .

Diese ermittelten Werte bilden den Ansatzpunkt der Anpassstrukturen, eine schematische Darstellung des  $10\ W$  Ku-Band Verstärkers,  $PA_{Ku10}$ , ist in Abbildung 3.8(a) skizziert. Üblicherweise ist das Kombinieren mehrerer Tore und deren Anpassung an gewünschte Impedanzen, getrennt voneinander zu betrachten. In dieser Arbeit werden beide Methoden miteinander vereint, um eine möglichst kleine Struktur erarbeiten zu können. Der Bus-Bar-Combiner wird in der letzten Sektion des dreistufigen Transformationsnetzwerks integriert. Darauffolgend sind zwei parallele Interdigital Kapazitäten ( $C_{in}$ ,  $C_{out}$ ) als DC-Block und Kompensation der Bonddraht-Induktivität zu finden. Dieses Verhalten lässt sich anhand der parasitären Kapazitäten der Zuführungsleitung gegen Masse, die in Abschnitt 2.2.4 behandelt werden, erklären. Eine zusätzliches kapazitives Verhalten wird durch die Bus-Bar mit einer Breite von  $200\ \mu m$  erreicht.

Der Bus-Bar-Combiner bietet bis auf die Leitungslängen und -breiten nur wenige Freiheitsgrade, diesbezüglich wird die Anpassstruktur um eine hochohmige Stichleitung ( $TL_{s,in}$ ,  $TL_{s,out}$ ) erweitert, welche die Übertragungsfunktion glättet. Nach der Erweiterung des Stepped Impedance Transformer um diese Elemente, muss eine Anpassung der Leitungslängen und -breiten vorgenommen werden. Zusätzlich wird der Imaginärteil der optimalen Impedanzen mit einbezogen und die Struktur daraufhin optimiert. Die feldsimulierten Dimensionen des Eingangs- und Ausgangsnetzwerkes sind in Tabelle 3.2 gelistet. Die Leitungsimpedanzen, sowie ihre elektrischen Längen beziehen sich auf die insgesamt realisierten Werte und nicht auf die Einzelleitungen. Als elektrische Länge der Bus-Bar,  $TL_{bb,in}$  und  $TL_{bb,out}$  ist der Abstand zwischen den parallelen Leitungen zu verstehen. Die Transformation von  $50\ \Omega$  zu den optimalen Impedanzen des Transistors ist in Abbildung 3.8(b) und 3.8(c) im Smith Diagramm dargestellt. Es ist zu erkennen, dass der die eingangsseitig erreichten Impedanzen sehr niederohmig sind und ausgangsseitig induktiv belastet. Der

Bereich für die optimalen Impedanzen des Transistors ist sehr klein. Die Darstellung der S-Parameter in Bezug auf diese gibt mehr Aufschluss über die realisierte Anpassung. Das Übertragungsverhalten und die Anpassung der Strukturen sind in Abbildung 3.9(a) und 3.9(b) dargestellt. Hierfür wurden die Tore der Netzwerke mit den ermittelten optimalen Impedanzen auf Transistorebene abgeschlossen. Die Vorbetrachtungen diesbezüglich aus Abschnitt 2.4.5 spiegeln sich in der Simulation wider. Die erreichte Anpassung der Eingangsimpedanzen beläuft sich auf  $8\text{ dB}$  mit Transmissionsverlusten von bis zu  $2\text{ dB}$  an den Bandgrenzen über den angestrebten Frequenzbereich. Ausgangsseitig ergibt sich ein besseres Bild mit  $20\text{ dB}$  Anpassung und geringeren Verlusten von  $<1\text{ dB}$ . Trotz der beschriebenen Schwierigkeiten in Bezug auf die niederohmigen Impedanzen, kann eine akzeptable Anpassung dieser umgesetzt werden.

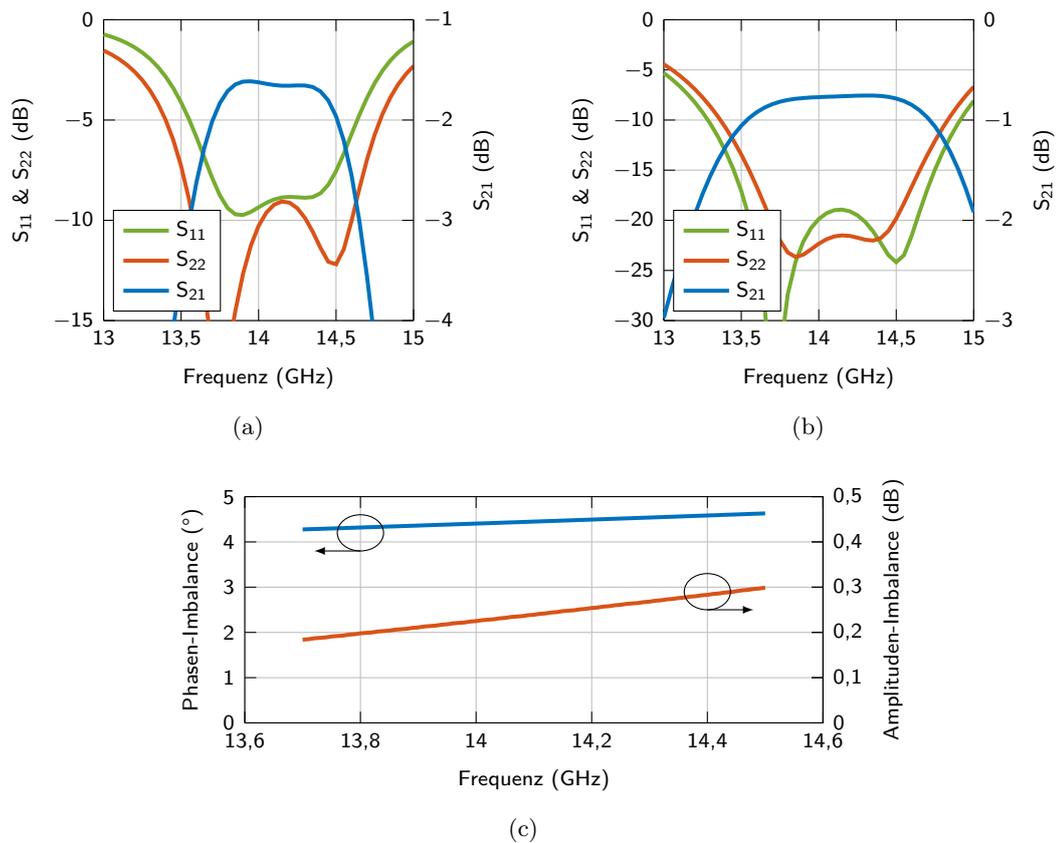
Die gleichmäßige Ansteuerung der Transistorzellen ist von großer Bedeutung, um die maximal mögliche Ausgangsleistung zu erreichen und ein thermisches Gleichgewicht zu garantieren. Diesbezüglich wurde die Transmissionsphase und -amplitude der vier Leitungen für den Ausgang auf Transistor-Seite untersucht (Abbildung 3.9(c)). Hierbei wurden die mittleren beiden Leitungen als Referenzphase, also auch Amplitude, festgelegt. Eine Phasenabweichung von  $<5^\circ$  der äußeren Leitungen im Vergleich zu den inneren ist festzuhalten. In Bezug auf die Amplitude ergibt sich eine Abweichung von  $<0,3\text{ dB}$ . Dieses Verhalten ist auf die Stromdichteverteilung (Abschnitt 3.1.3) zurückzuführen. Die Feldverteilung unterscheidet sich von den inneren und äußeren Toren. Der Phasenversatz ist als vernachlässigbar einzuschätzen. In Bezug auf die Amplitude, werden die äußeren Transistoren geringfügig mehr Ausgangsleistung liefern. Ausgehend von  $6\text{ W}$  pro Transistorzelle unter optimalen Bedingungen, ergibt sich eine Differenz von  $0,4\text{ W}$ . Unter Berücksichtigung der simulierten Transmissionsverluste von ca.  $0,8\text{ dB}$ , ergibt sich eine Leistung von  $4,7\text{ W}$  pro Zelle, d. h. eine Gesamtleistung von  $18,8\text{ W}$  am Ausgang auf der  $50\text{ }\Omega$ -Ebene.



**Abbildung 3.8:** Schematische Ansicht der entwickelten Verstärkerstufe (a) PA<sub>Ku10</sub> und die Impedanz-Transformation des (b) Eingangs- und (c) Ausgangsnetzwerks in dem Frequenzbereich von 13,75 – 14,5 GHz.

**Tabelle 3.2:** Charakteristische Werte bei 14 GHz Mittenfrequenz für PA<sub>Ku10</sub>

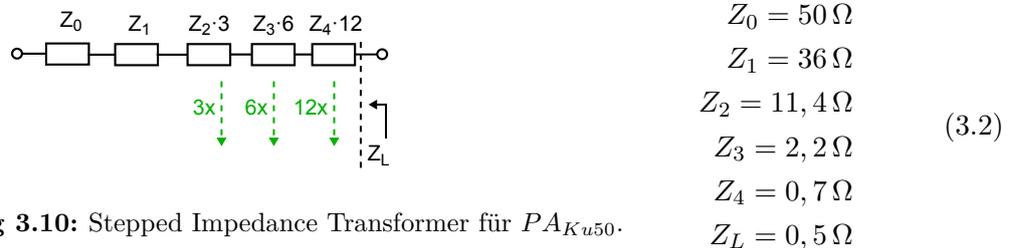
Eingang							
	TL <sub>1,in</sub>	TL <sub>2,in</sub>	TL <sub>3,in</sub>	TL <sub>4,in</sub>	TL <sub>s,in</sub>	TL <sub>feed,in</sub>	TL <sub>bb,in</sub>
Z (Ω)	50	57	19,5	7	58	53	53
Θ (°)	40	20	28	43	67	90	3
C <sub>in</sub> = 0,14 pF				L <sub>bond</sub> = 42,5 pH			
Ausgang							
	TL <sub>1,out</sub>	TL <sub>2,out</sub>	TL <sub>3,out</sub>	TL <sub>4,out</sub>	TL <sub>s,out</sub>	TL <sub>feed,out</sub>	TL <sub>bb,out</sub>
Z (Ω)	50	57	25	7,3	42	37	37
Θ (°)	40	28	21	54	52	90	3
C <sub>out</sub> = 0,17 pF				L <sub>bond</sub> = 42,5 pH			



**Abbildung 3.9:** Anpassung und Transmission des (a) Eingangs- und (b) Ausgangsnetzwerk von PA<sub>Ku10</sub>, sowie (c) die Phasen- und Amplituden-Imbalance der inneren und äußeren Tore.

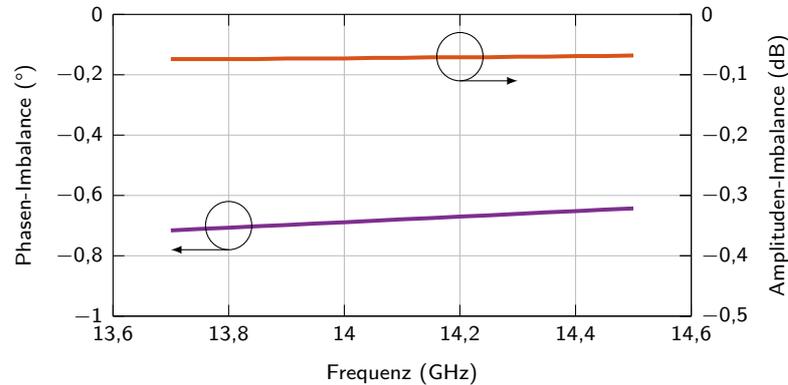
### 3.2.2 Design II – 50-W

Die Entwicklung des Verstärkers mit höherer Ausgangsleistung,  $PA_{Ku50}$ , bis zu 50 W basiert auf demselben Prinzip wie die vorhergehenden Herangehensweise. In diesem Fall werden zwölf Transistorzellen kombiniert. Im Prinzip werden drei der dreistufige Anpassschaltung des kleinen Verstärkers zusammengeführt, somit ergibt sich eine weitere Stufe ( $N=4$ ) für den Stepped Impedance Transformer, dessen analytisch bestimmte Impedanzen in Gleichung 3.2 aufgeführt sind. Der Realteil der optimalen Ausgangsimpedanz ist für das große Bare-Die um ein Viertel geringer, d. h. ca.  $0,5 \Omega$ . Die Impedanz des letzten Transformationsschritt von  $Z_4 = 0,7 \Omega$  ist so gut wie unmöglich zu realisieren. Eine Analyse hierzu (Tabelle 3.1) ergibt eine minimale Impedanz von  $3,2 \Omega$ . Diesbezüglich muss die Bonddraht-Induktivität, wie zuvor, kompensiert werden. Die Parallelschaltung von jeweils sechs Interdigital Kapazitäten resultiert in einem Wert von insgesamt  $C_{in} = 0,4 pF$  am Eingang und  $C_{out} = 0,5 pF$  am Ausgang. Im gleichen Maß steigt auch die Kapazität gegen Masse. Die Breite der Bus-Bar wird, maßgeblich durch den erhöhten DC-Strom von max.  $6 A$ , auf  $400 \mu m$  ausgelegt und führt zu einer Erhöhung dieser Kapazität. In Abbildung 3.12(a) ist eine schematische Ansicht der Verstärkerstufe dargestellt. Die zugehörigen Leitungsimpedanzen, sowie ihre elektrischen Längen, sind in Tabelle 3.3 aufgelistet.



**Abbildung 3.10:** Stepped Impedance Transformer für  $PA_{Ku50}$ .

Die Zusammenführung von zwölf Transistorzellen auf eine  $50 \Omega$  Ausgangsimpedanz führt zwangsläufig zu einem 3-zu-1  $0^\circ$ -Combining (Abbildung 3.12(a)). Die mittlere Leitung muss durch eine Umwegleitung auf die elektrische Länge der benachbarten Leitungen angepasst werden, ohne Einfluss auf die charakteristische Impedanz zu nehmen. In diesem frühen Punkt der Transformation kann jeder Phasenversatz zu einer Reduzierung der PA-Eigenschaften führen. Im ungünstigsten Fall wird der virtuelle Leerlauf und damit die Isolation zwischen den Toren auf der Bus-Bar gestört. Eine Gleichtaktanregung ist somit nicht mehr gegeben und die Felder würden sich destruktiv überlagern, die Schaltungsfunktion außer Kraft gesetzt. Aus diesem Grund wurde die Umwegleitung gewissenhaft simuliert, die resultierenden Abweichungen in Bezug auf Phase und Amplitude von max.  $-0,7^\circ$  und  $-0,07 dB$  sind in Abbildung 3.11 über die Frequenz dargestellt.

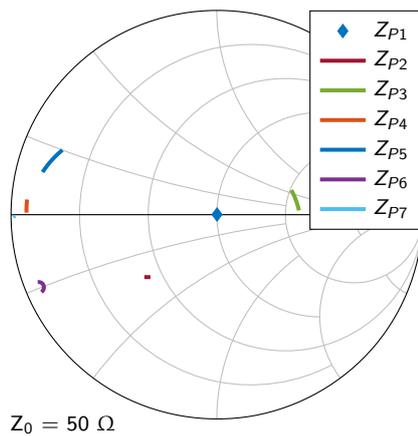
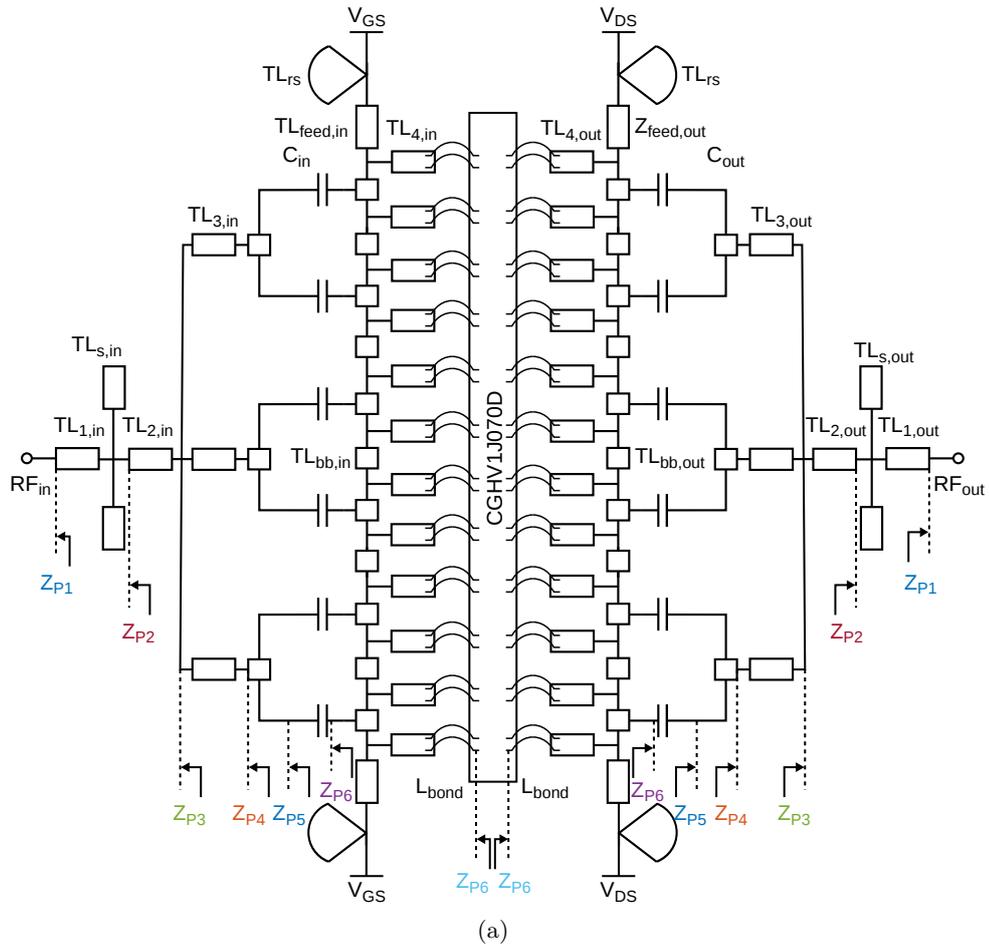


**Abbildung 3.11:** Phasen- und Amplitudenabweichung des 3-zu-1  $0^\circ$ -Combining.

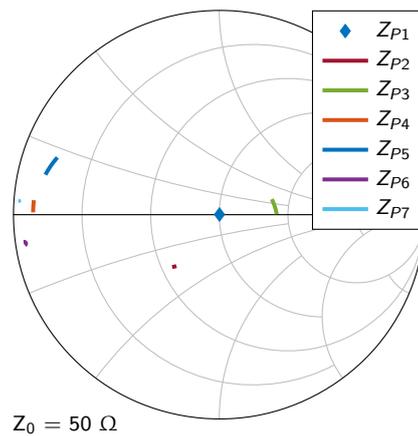
Die hochohmige Stichleitung ( $TL_{s,in}$ ,  $TL_{s,out}$ ) glättet abermals die Übertragungsfunktion. In Kombination mit einer  $\lambda/4$ -Leitung können an dieser Stelle die Bewegungsbahn, auch Trajektorien, der Impedanzen über die Frequenz gedreht werden, d. h. die optimalen und realisierten Impedanzen weisen den gleichen Verlauf in Relation zu der Frequenz auf. Dieses Vorgehen resultiert in einer ausgezeichneten Anpassung sowohl bezogen auf den Ein-, als auch Ausgang. Abbildung 3.13(a) stellt die S-Parameter für beide Netzwerke dar. Es ist zu erkennen, dass die Transmission in sowohl eingangs-, also auch ausgangsseitig weniger als 1 dB über den gesamten Frequenzbereich aufweist.

Eine Verbesserung im Vergleich zu  $PA_{Ku10}$  wird hauptsächlich durch die zusätzliche Stufe im Transformationsnetzwerk ermöglicht. Somit ist eingangsseitig eine Rückflussdämpfung von mehr als 15 dB auf Transistor- und  $50\Omega$ -Ebene zu verzeichnen. Im Ausgangsnetzwerk werden Werte über 20 dB für die optimalen Lastimpedanzen von 13,75 – 14,5 GHz erreicht.

Die gleichmäßige Ansteuerung der Transistorzellen ist bei der hohen Anzahl von Transformationsstufen und T-Verzweigung als kritisch einzuschätzen. Zu Beginn des Netzwerkes wird, wie bereits erwähnt, in der Verteilung auf drei Leitungen ein Phasen- und Amplituden-Versatz eingeführt, auch wenn dieser gering ausfällt (Abbildung 3.11). Durch fortführende Verteilungsstrukturen steigt der Versatz zunehmend an und destruktive Überlagerungen können entstehen. Des Weiteren ist ein perfekter Leerlauf an den äußeren Enden der Bus-Bar nicht zu realisieren, die Güte ist endlich und führt zu Streuung der virtuellen Leerläufe über die Struktur. Diesbezüglich wurde die Transmissionsphase und -amplitude der zwölf Leitungen für den Ausgang auf Transistor-Seite untersucht (Abbildung 3.14(a) und 3.14(b)). Hierbei wurden die mittleren beiden Leitungen als Referenzphase, als auch -amplitude, festgelegt. Eine Phasenimbalance von bis zu  $5^\circ$  ist festzuhalten. Somit ergibt sich ein ähnliches Bild zu der vorher behandelten Struktur aus Abschnitt 3.2.1.



(b)



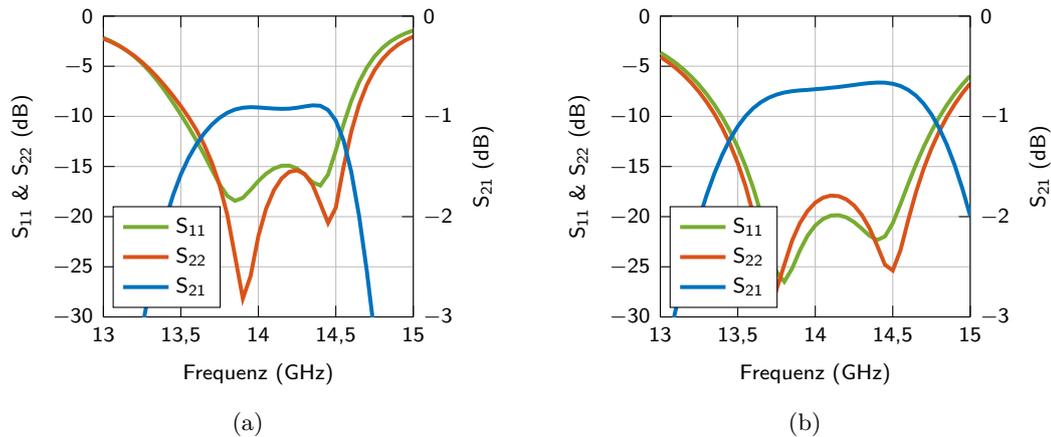
(c)

**Abbildung 3.12:** Schematische Ansicht der entwickelten Verstärkerstufe (a)  $PA_{Ku50}$  und die Impedanz-Transformation des (b) Eingangs- und (c) Ausgangsnetzwerks in dem Frequenzbereich von  $13,75 - 14,5 GHz$ .

Die Abweichungen hinsichtlich der Amplitude sind jedoch mit bis zu 1 dB im Vergleich höher und auf die erwähnten Gründe zurückzuführen.

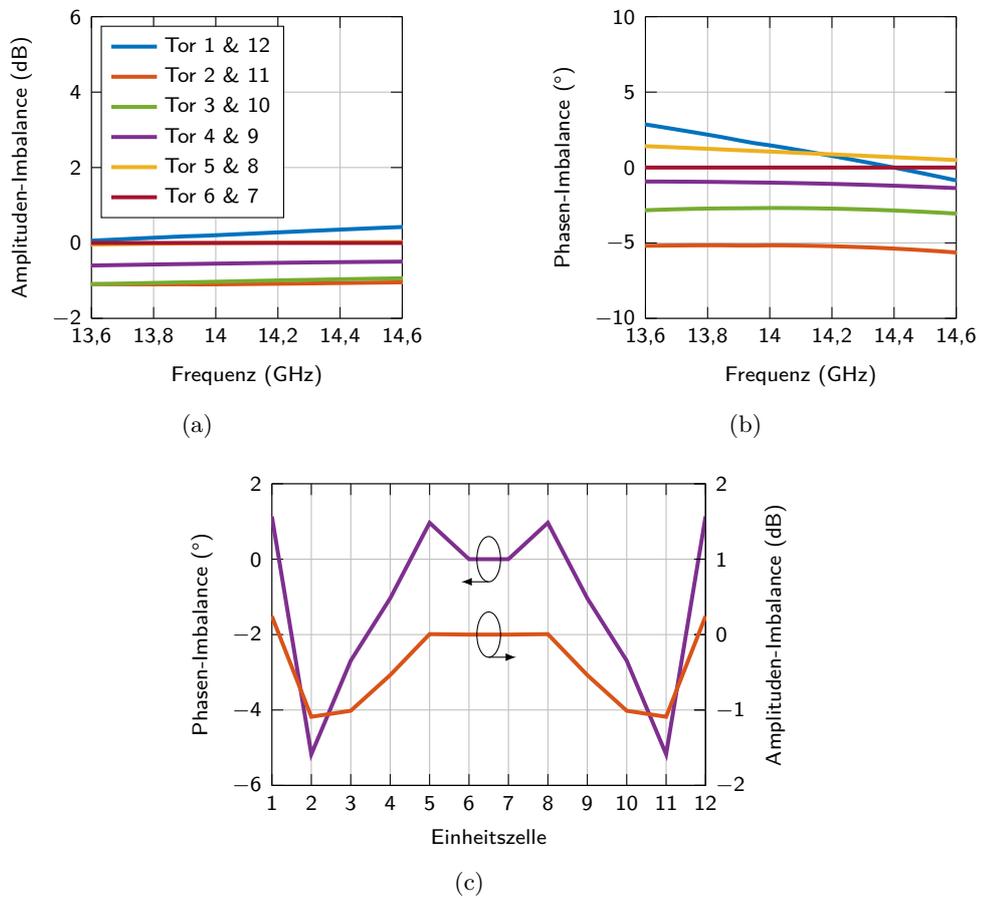
**Tabelle 3.3:** Charakteristische Werte bei 14 GHz Mittenfrequenz für PA<sub>Ku50</sub>

Eingang							
	TL <sub>1,in</sub>	TL <sub>2,in</sub>	TL <sub>3,in</sub>	TL <sub>4,in</sub>	TL <sub>s,in</sub>	TL <sub>feed,in</sub>	TL <sub>bb,in</sub>
Z (Ω)	50	50	7,3	3,2	50	53	53
Θ (°)	40	106	29	41	31	90	3
C <sub>in</sub> = 0,4 pF				L <sub>bond</sub> = 14 pH			
Ausgang							
	TL <sub>1,out</sub>	TL <sub>2,out</sub>	TL <sub>3,out</sub>	TL <sub>4,out</sub>	TL <sub>s,out</sub>	TL <sub>feed,out</sub>	TL <sub>bb,out</sub>
Z (Ω)	50	50	9,3	3,2	50	25	25
Θ (°)	40	104	25	35	22	90	3
C <sub>out</sub> = 0,49 pF				L <sub>bond</sub> = 14 pH			



**Abbildung 3.13:** Anpassung und Transmission des (a) Eingangs- und (b) Ausgangsnetzwerk von PA<sub>Ku50</sub>.

Der Amplituden-Versatz ist in Abbildung 3.14(c) über die Zellen bei 14 GHz dargestellt. Ausgehend von 6 W pro Transistorzelle unter optimalen Bedingungen, ergibt sich eine Differenz von 1 W für die Zellen zwei und drei, bzw. elf und zehn. Unter Berücksichtigung der simulierten Transmissionsverluste von ca. 0,6 dB, ergibt sich eine Leistung von 4,2 W dieser Zellen. Somit ergibt sich eine theoretische Gesamtleistung von 56 W am Ausgang auf der 50 Ω-Ebene.



**Abbildung 3.14:** (a) Amplituden- und (b) Phasen-Imbalance der Anpassungsnetzwerk, sowie (c) die Amplituden- und Phasenverteilung über die Einheitszellen des Bare-Die bei  $14\text{ GHz}$  von  $\text{PA}_{\text{Ku50}}$ .

### 3.3 X-Band Leistungsverstärker

In diesem Abschnitt soll der Entwurf einer Verstärkerschaltung für den X-Band Frequenzbereich beschrieben werden. Dabei ist nicht das IEEE X-Band von  $8 - 12 \text{ GHz}$  angestrebt, sondern der durch den Hohlleiter WR-90 definierte Bereich von  $8,2 - 12,4 \text{ GHz}$ , d. h. eine relative Bandbreite von  $FBW = 40\%$ . Diese Bandbreite kann mit dem Bus-Bar Prinzip, wie bereits erwähnt (Abschnitt 3.1), nicht erreicht werden. Aus diesem Grund wird für diesen Entwurf eingangs- und ausgangsseitig auf eine breite Zuführungsleitung zurückgegriffen. Diese wurde bereits analytisch in Abschnitt 3.1 untersucht. Ein Ansatz mit dem großen  $70 \text{ W}$ -Device würde, in Kombination mit einer breiten Leitung, unter Modendispersion ab  $12 \text{ GHz}$  leiden. Deswegen wird für diesen Entwurf auf den  $25 \text{ W}$ -Transistor zurückgegriffen. Die Ausbreitungsmöglichkeit höherer Moden für eine Leitungsbreite, die dem Abstand der äußeren Pads entspricht, liegt bei ca.  $35 \text{ GHz}$ . Ebenso ist keine Veränderung der Stromdichteverteilung über die laterale Dimension feststellbar (Abbildung 3.4). Der realisierte Verstärker ist in Abbildung 3.15 abgebildet.

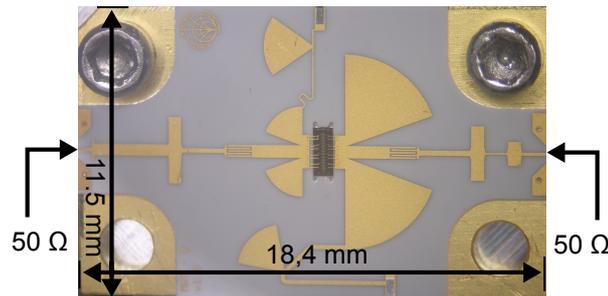
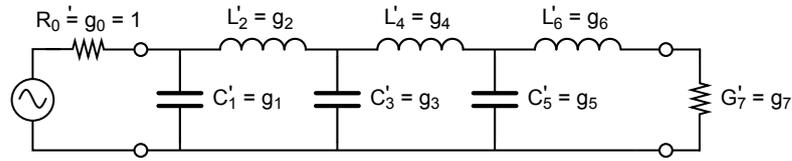


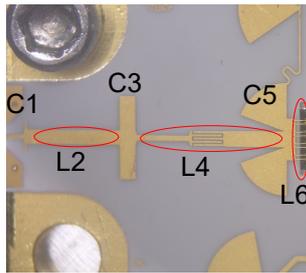
Abbildung 3.15: Realisierter Verstärker  $PA_X$ .

Der Ansatz für die Anpassschaltungen beruht auf der Grundlage des Tschebyscheff Tiefpass Filter Designs [Mat64]. Dieser Design-Ansatz hat sich bereits für Frequenzen bis  $3 \text{ GHz}$  bewährt [SMB14, NMZB15]. Dieses Vorgehen unterstützt nur die Transformation zwischen rein reellen Impedanzen. Aufgrund des geringen Imaginärteils des Transistoreingangs lässt sich diese Methode gut implementieren. Ausgangsseitig ergibt sich jedoch ein anderes Bild, die optimalen Impedanzen sind induktiv belastet. Diesbezüglich muss eine Anpassung des Netzwerks nach einleitenden Analysen vorgenommen werden.

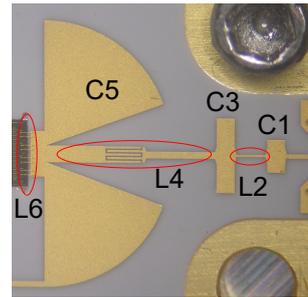
Abbildung 3.16(a) stellt das normierte Netzwerk mit  $n = 6$  Elementen dar. Dieses bildet, aufgrund des vergleichbaren Realteils für Ein- und Ausgangsimpedanzen des Transistors von  $1 - 2 \Omega$ , die Grundlage für beide Anpassnetzwerke. Unter Anwendung des Transformationsverhältnis von  $r = 50 \Omega / 2 \Omega = 25$  und der relativen Bandbreite von  $40\%$  kann



(a)



(b)



(c)

**Abbildung 3.16:** Definition der (a) normierten Elemente des Tschebyscheff Impedanz-Transformators für (b) Ein- und (c) Ausgangsnetzwerk von PA<sub>X</sub>.

die Welligkeit  $L_{Ar}$  aus Tabelle B.1 ermittelt werden. Ein Wert von  $L_{Ar} = 0.0064 \text{ dB}$  ergibt sich mit dem gewählten Netzwerk und liegt unterhalb des geforderten Wertes von  $L_{Ar} < 0.1 \text{ dB}$ . Die normierten Werte der Elemente  $n = 1 \dots 3$  werden den Tabellen B.2 bis B.4 entnommen. Folgende Elemente werden nach Gleichung B.3 berechnet und sind neben den absoluten Werten für Kapazitäten (Gleichung 3.5) und Induktivitäten (Gleichung 3.6) in Tabelle 3.4 gelistet.

$$\omega_m = \frac{\omega_a + \omega_b}{2} = \frac{2\pi \cdot (8.2 \text{ GHz} + 12.4 \text{ GHz})}{2}, \omega'_m = 1 \quad (3.3)$$

$$R' = 1, R = 50 \quad (3.4)$$

$$C_n = C'_n \cdot \frac{\omega'_m}{\omega_m} \cdot \frac{R'}{R} \quad (3.5)$$

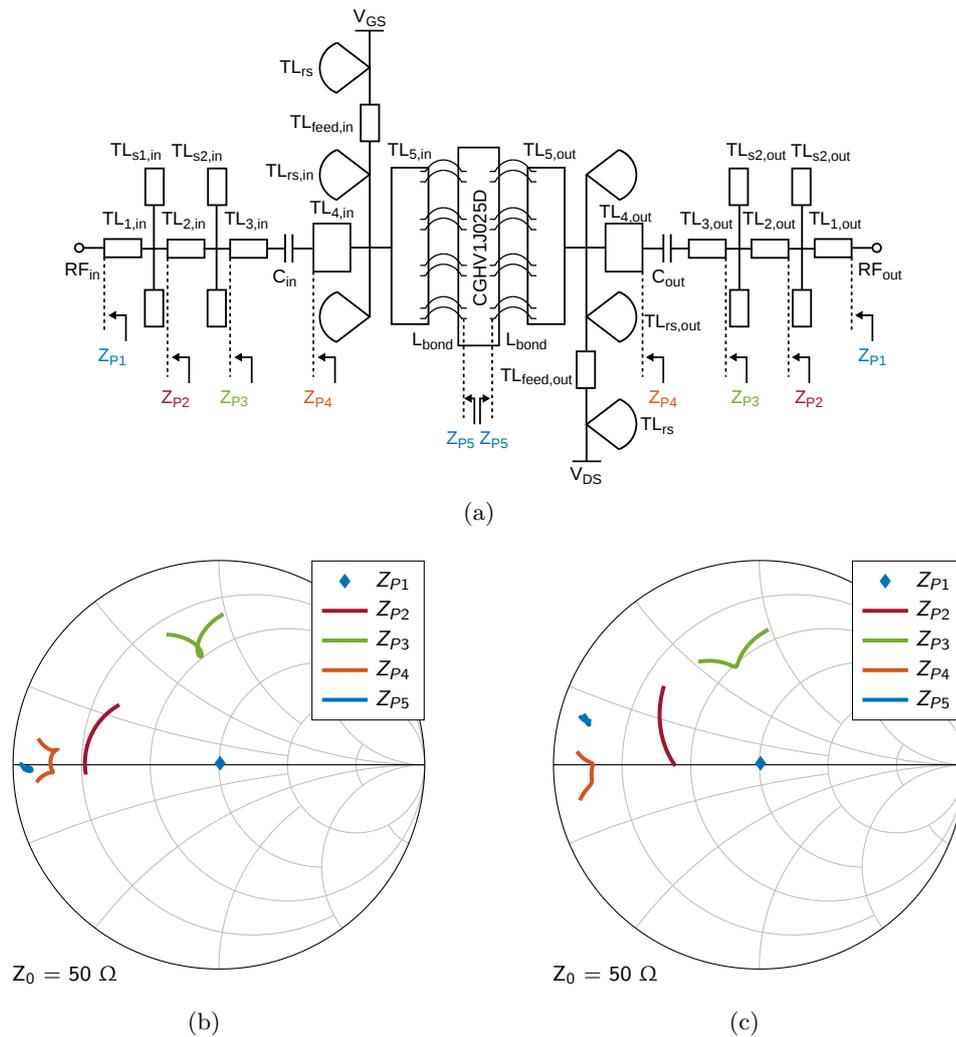
$$L_n = L'_n \cdot \frac{\omega'_m}{\omega_m} \cdot \frac{R}{R'} \quad (3.6)$$

**Tabelle 3.4:** Tschebyscheff Impedanz-Transformator Elemente

Stufe	normierte Elemente	diskrete Elemente
0	1	$50 \Omega$
1	1,53	$0,3 pF$
2	0,58	$0,449 nH$
3	5,48	$1,7 pF$
4	0,22	$0,17 nH$
5	14,5	$4,5 pF$
6	0,061	$47,4 pH$
7	25	$2 \Omega$

Die diskreten Elemente werden mittels ADS und des Transformations Tool in Mikrostreifenleitungen und Sticheleitungen überführt (Abbildung 3.16(b) und 3.16(c)). Die Kapazitäten  $C_3 = 1,7 pF$  und  $C_5 = 4,5 pF$  sind nicht als einzelnen Elemente realisierbar. Eine symmetrische Verteilung um die X-Achse des Anpassnetzwerks halbiert die Kapazitätswerte. Die Implementierung von  $C_5$  erfolgt mit radialen Sticheleitungen, diese bieten ein breitbandiges kapazitives Verhalten. Des Weiteren wird eine Interdigital-Kapazität zwischen  $C_3$  und  $C_5$  als Koppelkondensator eingeführt. Durch die Wahl von langen gekoppelten Leitungen wird in dem angestrebten Frequenzbereich die Resonanz der Struktur gezielt eingesetzt und ein Kurzschluss der Reaktanz realisiert, um das kapazitive Verhalten zwischen den Fingern für die Mittenfrequenz von  $10 GHz$  so gering wie möglich zu halten. Durch dieses Vorgehen wird der Tschebyscheff Ansatz in Bezug auf das Filterelement  $g_4$ , bzw.  $L_4$ , nicht wesentlich beeinflusst. Eine Optimierung hinsichtlich der Anpassung an den Imaginärteil wird über Variation der Leitungslängen erreicht. Die resultierende Verstärkerschaltung inklusive der Impedanztransformation ist in Abbildung 3.17 dargestellt. Die charakteristischen Impedanzen und elektrischen Längen der einzelnen Sektionen des Schematics, sind in Tabelle 3.5 gelistet.

Das Übertragungsverhalten für das feldsimulierte Eingangs- als auch das Ausgangsnetzwerk ist in Abbildung 3.18 dargestellt. Die Transmissionsverluste im Ausgangsnetzwerk belaufen sich auf  $<1 dB$  und lässt den Rückschluss auf eine hohe Ausgangsleistung von bis zu  $20 W$  zu. Eingangsseitig werden  $<1,5 dB$  erreicht. Die Anpassung der Schaltungen an die optimalen Impedanzen fallen, wie bereits in Abschnitt 2.4.5 diskutiert, aufgrund der hohen relativen Bandbreite von 40% relative gering aus. Mehr als  $10 dB$  können theoretisch nicht für die Ausgangsimpedanzen erreicht werden, das spiegelt sich in der Simulation wider.

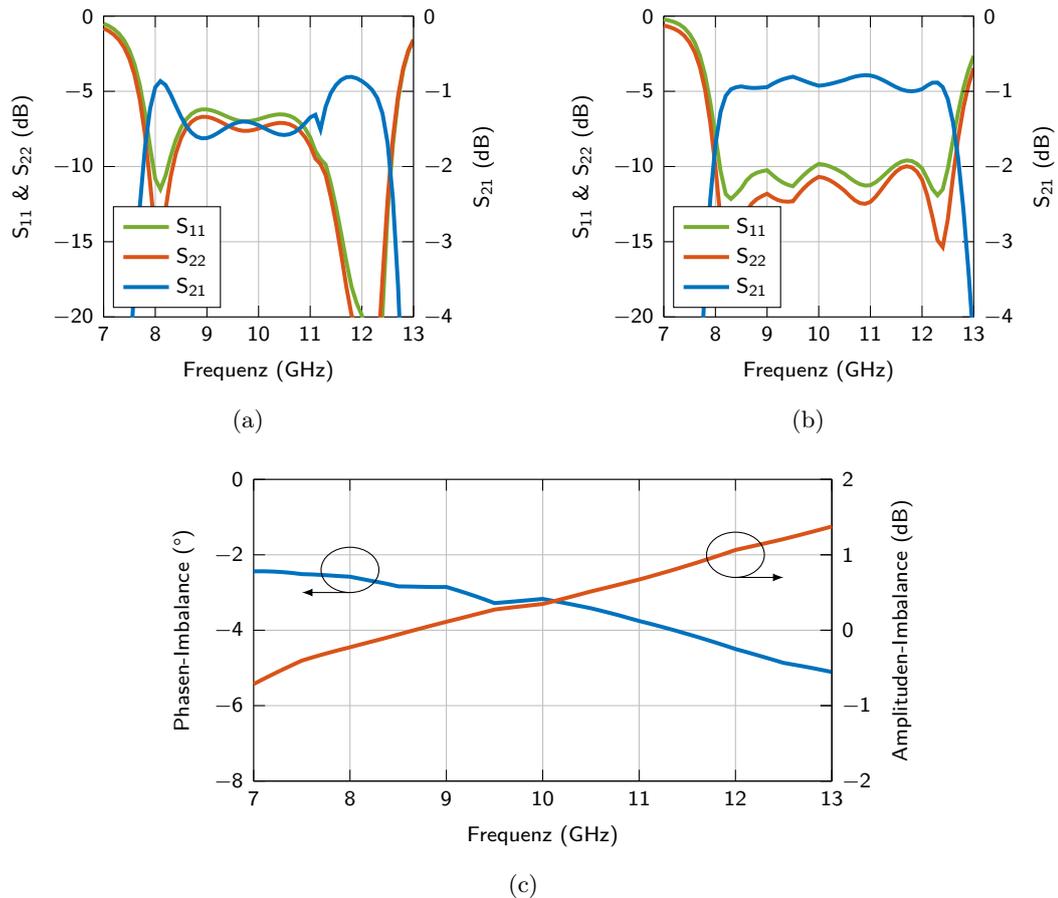


**Abbildung 3.17:** Schematische Ansicht der entwickelten Verstärkerstufe (a) PA<sub>X</sub> und die Impedanz-Transformation des (b) Eingangs- und (c) Ausgangsnetzwerks in dem Frequenzbereich von 8,2 – 12,4 GHz.

Die Anpassung ist gleichmäßig über das Frequenzband verteilt. Die sehr niederohmigen Eingangsimpedanzen erschweren eine Anpassung, diese beläuft sich auf  $>5$  dB bis 11 GHz und  $>12$  dB bis 12 GHz. Die höhere Verstärkung des Transistors für niedrige Frequenzen wird somit kompensiert, um einen flachen Frequenzgang zu erzielen. In der Simulation der Struktur wurde für je zwei Bonddrähte ein Port erstellt, um die Imbalance in Bezug auf Phase und Amplitude zu untersuchen. Abbildung 3.18(c) stellt das Resultat dar. Es ist zu erkennen, dass die Amplitude der äußeren Zellen mit steigender Frequenz bis 1 dB Unterschied zu den inneren Testpunkten aufweist. Das ist auf die erhöhte Stromdichte am Rand der Leitung zurückzuführen. Der Phasenunterschied reicht von  $-2^\circ$  bis  $-5^\circ$  und weist damit einen ähnlichen Versatz zu dem Bus-Bar-Ansatz auf.

**Tabelle 3.5:** Charakteristische Werte bei 10 GHz Mittenfrequenz für PA<sub>X</sub>

Eingang								
	TL <sub>1,in</sub>	TL <sub>2,in</sub>	TL <sub>3,in</sub>	TL <sub>4,in</sub>	TL <sub>5,in</sub>	TL <sub>s1,in</sub>	TL <sub>s2,in</sub>	TL <sub>feed,in</sub>
Z (Ω)	50	28,2	42,8	21,5	9,8	68,3	21,6	68
Θ (°)	15,39	92	50	60,8	9,1	10	40	90
C <sub>in</sub> = 0,14 pF			L <sub>bond</sub> = 42,5 pH			Θ <sub>rs,in</sub> = 49,7°		
Ausgang								
	TL <sub>1,out</sub>	TL <sub>2,out</sub>	TL <sub>3,out</sub>	TL <sub>4,out</sub>	TL <sub>5,out</sub>	TL <sub>s1,in</sub>	TL <sub>s2,in</sub>	TL <sub>feed,in</sub>
Z (Ω)	50	68,3	39,6	22	9,8	28,8	28,8	43
Θ (°)	35,3	23,9	59,7	53,5	13,7	14,4	33,1	90
C <sub>out</sub> = 0,17 pF			L <sub>bond</sub> = 42,5 pH			Θ <sub>rs,out</sub> = 117°		



**Abbildung 3.18:** Anpassung und Transmission des (a) Eingangs- und (b) Ausgangsnetzwerk von PA<sub>X</sub>, sowie (c) die Phasen- und Amplituden-Imbalance über die Breite der Leitung.

# 4 Aufbautechnologie und Messergebnisse

## 4.1 Aufbautechnik

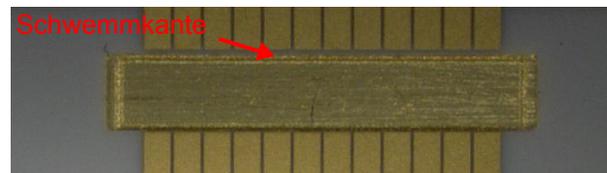
In diesem Abschnitt wird der Aufbau der entwickelten Verstärkerstufen, speziell die Lötung der Bare-Dies und die Fixierung des Substrates auf dem Träger, abgehandelt. Bei der Fixierung der Substrate werden zwei Varianten in Betracht gezogen, erste soll ein Substratausbruch für einen kontrollierten Abstand zwischen Substrat und Bare-Die bereitstellen, der der simulierten Bonddrahtlänge entspricht. Sollte dieser Ansatz für den Aufbau nicht realisierbar sein, werden separate Substratstücke für Ein- und Ausgangsschaltung bereitgestellt.

### 4.1.1 Bare-Die

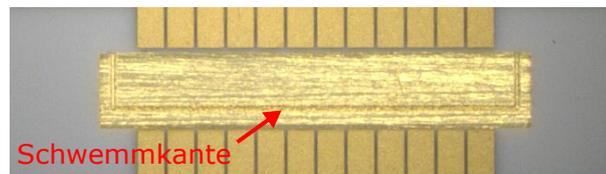
Die Bare-Dies werden mit einem Gold-Zinn Lot (Preform), AuSn 8020 mit  $25\ \mu\text{m}$  Dicke, auf einem Kupfer-Molybdän-Kupfer (Cu/Mo/Cu) Flansch aufgebracht [Inc15]. Dieser Flansch bieten den Vorteil eines thermischen Ausdehnungskoeffizienten ähnlich zu SiC. Somit wird ein Brechen der Preform unter der enormen thermischen Belastung unterbunden.

Die Cu/Mo/Cu Flansche wurden mittels Laser markiert um eine sogenannte Schwemmkante, die das Bare-Die umhüllt, zu erzielen. Diese verhindert das Austreten des Preform-Lots und resultiert in einer homogenen Schicht. Weiterhin wird ein Schwimmen des Bare-Dies während des Prozesses verhindert. Die Markiergenauigkeit der Schwemmkanten mittels Laser ist allerdings sehr toleranzbehaftet ( $100 - 200\ \mu\text{m}$ ), da der Laser auf die Außenkante der Flansche ausgerichtet wird. Diese verfügt aber fertigungsbedingt über eine Falz, wodurch eine Fokussierung als schwierig einzustufen ist. Diese Abweichungen machen eine optische Überprüfung der markierten Flansche unumgänglich. Abbildung 4.1

stellt das Verhalten dar. Das Substrat liegt als Referenz auf dem Flansch auf. In Abbildung 4.1(b) ist ein deutlicher Versatz in den oberen Bereich des Ausschnitts zu verzeichnen.

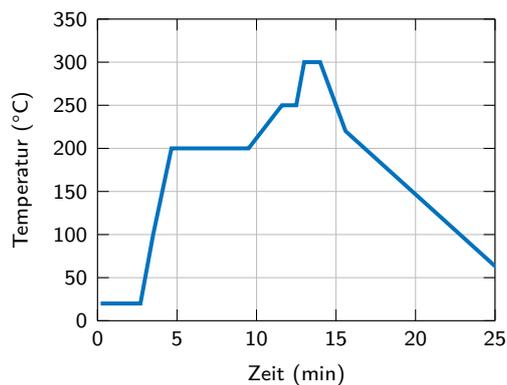


(a)

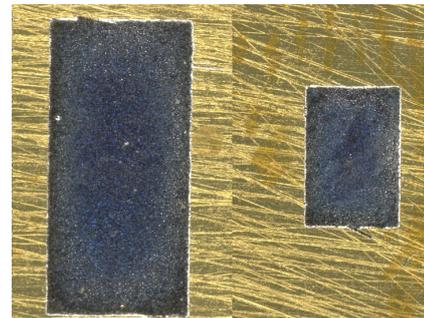


(b)

**Abbildung 4.1:** Lasermarkierung/ Schwemmkante (a) akzeptabler Versatz und (b) erheblicher Versatz.



(a)

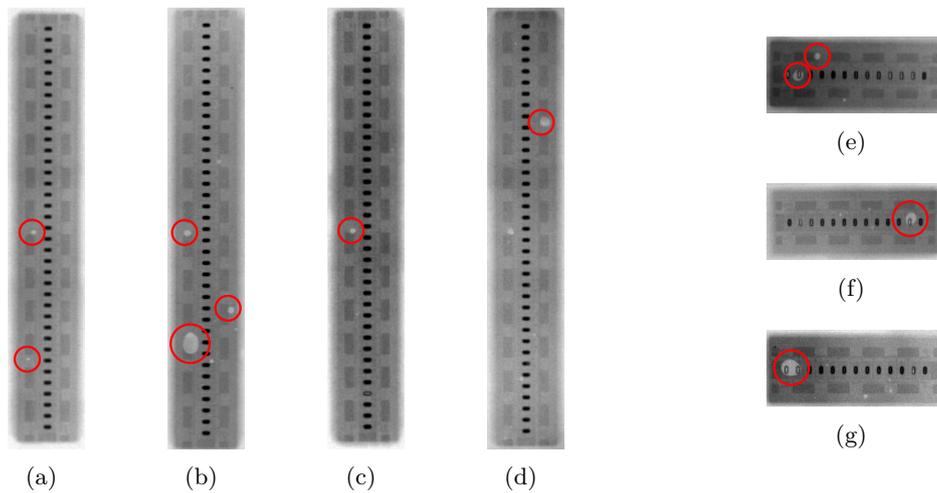


(b)

**Abbildung 4.2:** Vakuumlötung (a) Temperatur-Kurve und (b) Benetzungsverhalten der Preform auf dem Cu/Mo/Cu Flansch.

Die Bare-Dies wurden mittels einer Vakuumlötung bei  $300^{\circ}\text{C}$  mit Aktivierung durch Ameisensäure ( $\text{HOOCH}$ ) gelötet, die Temperaturkurve hierfür ist in Abbildung 4.2(a) aufgezeigt. Durch diesen Prozess konnte ein sehr gleichmäßiges Benetzungsverhalten erreicht werden (4.2(b)). Anschließend werden die verlöteten Transistoren geröntgt und auf Lufteinschlüsse, bzw. Lunker-Bildung, untersucht. Ein solcher Lufteinschluss in der Lötung führt zu einem deutlich schlechteren elektrischen und thermischen Übergangswiderstand und kann im Zweifel das Bare-Die im Betrieb zerstören. In der Abbildung 4.3 sind Lötungen der vier und zwölf Zellen Devices dargestellt. Die Röntgenbilder der Lötung zeigen allesamt eine geringe Lunker-Bildung, jedoch sind vereinzelt Lufteinschlüsse feststellbar. In der deutlich

größeren Fläche der zwölf Zellen Bare-Dies sind verhältnismäßig gleich wenig Lunker feststellbar. Die Röntgenbilder weisen allesamt nur ca. einen großen Lunker (ca.  $100 \cdot 100 \mu\text{m}$ ) als Lufteinschluss auf. Weitere kleine Lufteinschlüsse sind feststellbar und aufgrund der geringen Ausmaße als unkritisch einzuschätzen.



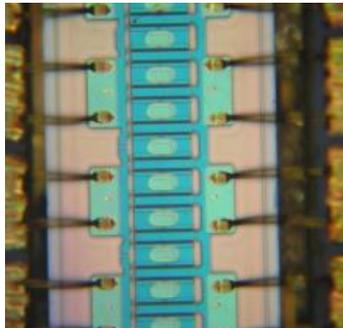
**Abbildung 4.3:** Röntgenbilder der Bare-Dies (a)-(d) CHGV1J070D und (e)-(g) CHGV1J025D.

Diese Lunker-Bildung hat folgende Gründe. Zum einen sind Unebenheit der Preform, durch das Stanzen dieser, festzustellen. Aufgrund des Durchbiegens ergibt ein erhöhtes Luftdepot unter der Verbindung, welches durch den Prozess nicht 100% evakuiert werden kann. Zum anderen entstehen Ausgasung an den Durchkontaktierung der Bare-Dies durch eventuelle Blue-Tape Reste oder sonstige Klebstoffreste. Dadurch bilden sich im Bereich der Durchkontaktierungen der Bare-Dies Lunker. Die hohe Anzahl an Lötungen lässt den Schluss zu, dass der Prozess mittels Vakuumlötlung unter Zuhilfenahme des Prozessgases nachvollziehbar gleiche Ergebnisse liefert.

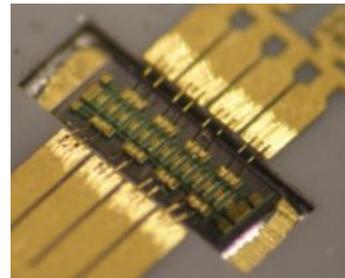
## 4.1.2 Substrat

### 4.1.2.1 Leitfähiger Kleber

Das Substrat wird in einem zweiten Prozessschritt auf den Flansch verklebt und eine Bonddrahtverbindung zwischen Substrat und Bare-Die hergestellt (Abbildung 4.4). Die Bare-Dies werden mithilfe von zwei  $12.5\ \mu\text{m}$  Wedge-Bonds pro Pad mit dem Substrat verbunden. Ein drittes Bondwire kann bei Bedarf nachgerüstet werden. Die Bondverbindungen sind allesamt als fest und gleichmäßig flach anzusehen. Bei dem elektrisch leitfähigen Kleber handelt es sich um TF E2214F [Des11], welcher als Folie mit  $50\ \mu\text{m}$  Dicke ausgeführt ist und bei einer Temperatur von  $120^\circ\text{C}$  aushärtet. Die Fixierung stellte sich als unproblematisch heraus.



(a)

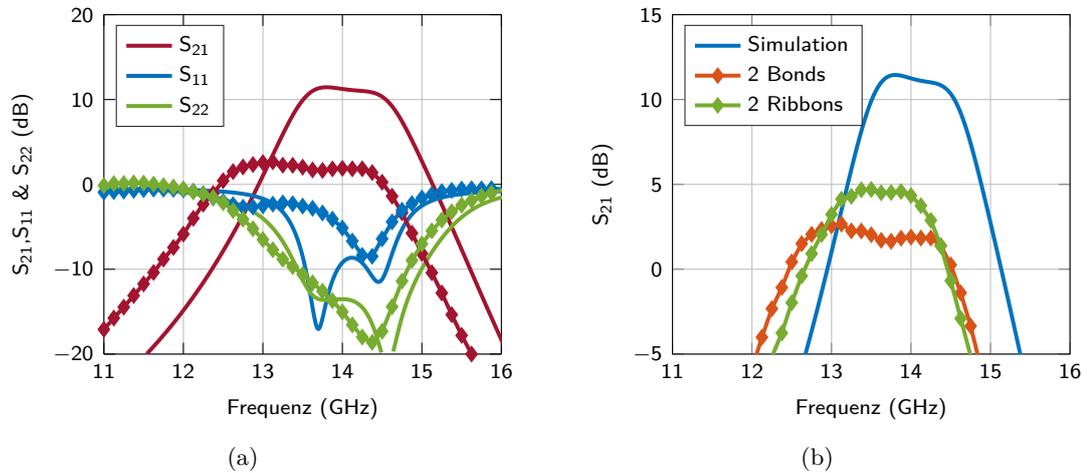


(b)

**Abbildung 4.4:** Bondverbindung des Dies zum Eingangs-/ Ausgangsanpassnetzwerk in der (a) Draufsicht und (b) Seitenansicht.

Nach erfolgreichem Aufbau des Verstärker  $PA_{Ku10}$  und  $PA_{Ku50}$ , wurden diese ersten Kleinsignal-Messungen unterzogen. Die Verstärkerpallets konnten nach Stabilitätsuntersuchungen am Spektrumanalysator mittels Probes am Eingang und Ausgang auf koplanaarer Ebene vermessen werden. So sind die nachfolgenden Ergebnisse auf der Referenzebene des Keramik-Substrats zu verstehen. Der Arbeitspunkt wurde mit  $V_{DS} = 40\text{ V}$  und  $I_q = 200\text{ mA}$  angesetzt. Die vorläufigen Untersuchungen weisen erhebliche Unterschiede zwischen Simulation und Messung der Verstärkung auf. Diese liegt für  $PA_{Ku10}$  mit ca.  $3\text{ dB}$  im besten Fall deutlich unter der simulierten von  $11\text{ dB}$  (Abbildung 4.5(a)). Auch ist die Güte der Übertragungsfunktion deutlich abweichend von der simulierten. Des Weiteren ist ein Frequenzversatz der Messung von  $150\text{ MHz}$  zur Simulation feststellbar. Dasselbe Verhalten ist für die Eingangs- und Ausgangsreflexion festzuhalten.

Eine erste Vermutung hinsichtlich der Abweichungen lag in den Bonddrahtverbindungen, da diese eine hohe Toleranz mit sich ziehen. Eine Verbesserung hinsichtlich der Verstärkung wurden durch Entfernen der Bonddrähte und Neusetzen von niederohmigeren-/ nie-

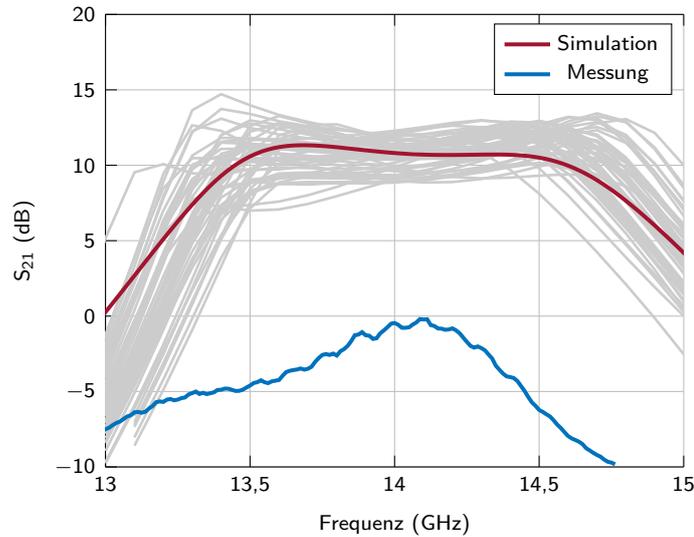


**Abbildung 4.5:** (a) Kleinsignal-Messung (Symbole) und Simulation (durchgezogene Linien) und (b) Vergleich zwischen Wedge- und Ribbon-Bonddrähten von  $PA_{Ku10}$  ( $V_{DS} = 40 V$ ;  $I_q = 200 mA$ )

derinduktiven Ribbonbondverbindungen erreicht, diese fällt aber nur sehr gering aus. Eine Verstärkung von  $5 dB$  ist zu verzeichnen, jedoch weicht dieser Wert noch immer stark von der Simulation ab (Abbildung 4.5(b)).

Ein vergleichbares Verhalten ist ebenfalls für  $PA_{Ku50}$  zu verzeichnen, jedoch ist hier keine Verstärkung vorhanden (Abbildung 4.6). Weitere Untersuchungen der Ergebnisse mit Bezug auf die Bonddrahttoleranzen wurde unter Anwendung der Monte-Carlo Analyse durchgeführt. Als Abweichung von dem Originalwert wird eine Gaußverteilung angenommen. In Abbildung 4.6 sind die Kleinsignal-Übertragungsparameter als ursprüngliche Simulation, Messwert und abweichende Simulation mit 40% Varianz der Bonddrahtinduktivitäten um  $170 pH$  für zwei Bonddrähte dargestellt. Die Messwerte liegen hier dennoch weit außerhalb des Toleranzbereiches der Simulation.

In der Analyse wurde die Kleinsignal-Simulation in all ihren Toleranzen und Freiheitsgraden variiert, um den gemessenen Effekt nachzuweisen. Durch die guten Übereinstimmungen zwischen Simulation und Messung der passiven Strukturen kann davon ausgegangen werden, dass die gemessenen Unterschiede in der Verstärkung nicht im Substrat zu suchen sind. Die simulativ entwickelten Anpassnetzwerke können durch die Messung der passiven Netzwerke sehr gut nachempfunden werden. Die Effekte unterschiedlicher Eindringtiefen des Metallagenaufbaus wurden bereits in Kapitel 2.2 analysiert und führen lediglich zu einer geringeren Verschlechterung des Übertragungsverhaltens. Die Transistormodelle von Wolfsped spiegeln erfahrungsgemäß das Verhalten der Bare-Dies und gehäusten Transistoren verlässlich wider [GBTB11, AZRB16, SMB14, NMZB15]. Aus diesem Grund ist das Problem auch nicht in den Modellen zu suchen.

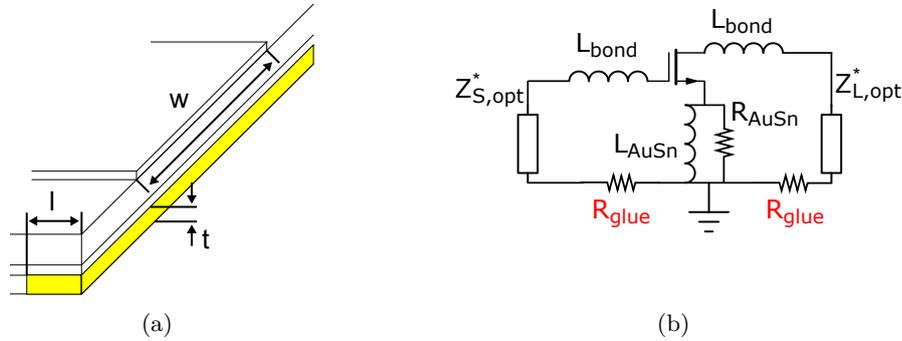


**Abbildung 4.6:** Vergleich zwischen Monte-Carlo Simulation für Bonddrahttoleranzen von 40% und Messung von PA<sub>Ku50</sub> ( $V_{DS} = 40\text{ V}$ ;  $I_q = 300\text{ mA}$ )

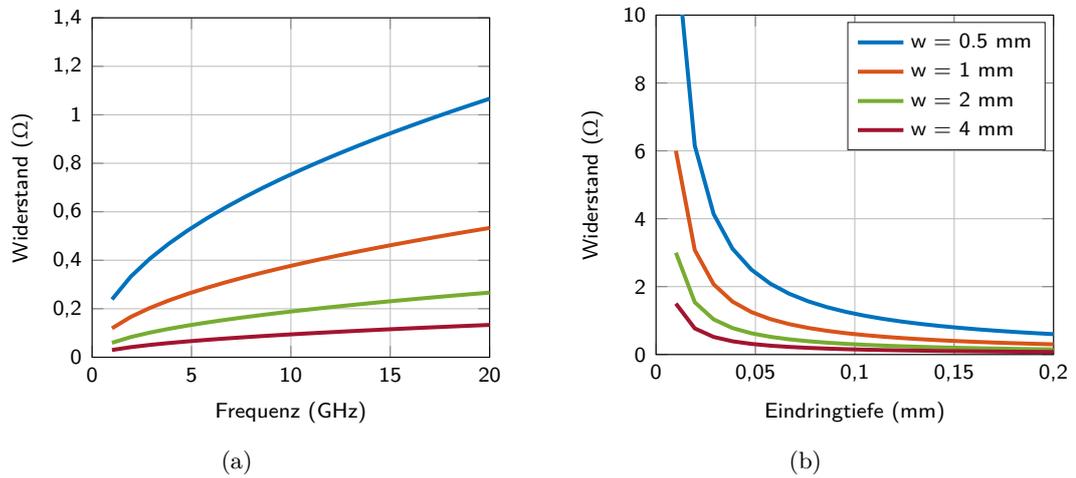
Eine Annäherung der Simulation in Richtung der Messungen kann nur durch eine Erhöhung des Masse-Übergangswiderstandes von der Source des Bare-Die hin zur Unterseitenmetallisierung des Substrats nachempfunden werden. Das Substrat wurde mittels einer Klebefolie auf dem Flansch aufgebracht. Der Kleber (TF E2214F) weist ein gutes Verhalten insbesondere für vergoldete Materialien auf und ist laut Datenblatt für Masseverbindungen geeignet [Des11]. Er hat, für einen Kleber, einen geringen spezifischen elektrischen Widerstand mit  $1 \cdot 10^{-4} \Omega\text{cm}$ . An dieser Stelle ist der Grund für die geringe Verstärkung und dem Frequenzversatz zu suchen. Der Kleber stellt einen Übergangswiderstand zwischen Substratunterseite und Source-Kontakt des Bare-Dies dar. Abbildung 4.7(a) stellt den Aufbau schematisch dar, zu erkennen ist das Substrat und der darunter befindliche Kleber. Mit Gleichung 4.1 kann der Widerstandswert in Abhängigkeit von der Leitungsbreite  $W$ , der Eindringtiefe  $\delta$  in Abhängigkeit der Frequenz und der von dem Strom durchflossenen Länge  $l$  approximiert werden.

$$R_{glue} = \frac{\rho \cdot l}{w \cdot \delta} \quad (4.1)$$

Die Länge  $l$  wird auf Grundlage der zurückgerückten Unterseitenmetallisierung des Substrats mit  $l = 60 \mu\text{m}$  angenommen, die vom Feld durchdrungen werden muss, bevor es sich in der gut leitenden Unterseiten Metallisierung des Substrats ausbreiten kann. Inklusiv der zu erwartenden hohen Rauigkeit des Klebers, führt zu den in Abbildung 4.8 dargestellten Widerstandswerten.



**Abbildung 4.7:** (a) Schematische Ansicht des Substrats inklusive Kleber (Gelb) und (b) das Ersatzschaltbild der Struktur.

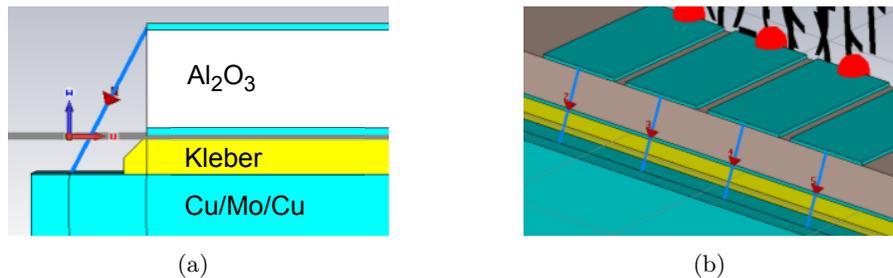


**Abbildung 4.8:** Ersatzwiderstand des leitenden Klebers in Abhängigkeit der (a) Frequenz und der (b) Eindringtiefe für verschiedene Breiten einer Mikrostreifen Leitung.

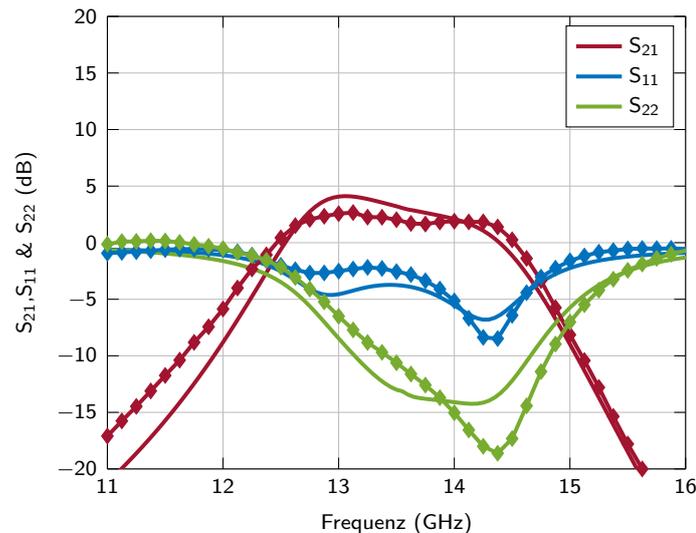
Es ist erkennbar, dass der Widerstandswert  $R$  mit steigender Frequenz zunimmt, da die Eindringtiefe  $\delta$  proportional abnimmt. Generell liegt die Eindringtiefe für  $14\text{ GHz}$ , bedingt durch die elektrische Leitfähigkeit des Klebers bei  $112\ \mu\text{m}$ . Für die Bare-Die-Breite von  $W = 1,4\text{ mm}$ , was den Dimensionen der vier verteilten Leitungen des Anpassnetzwerks entspricht, ist mit einem zusätzlichen Übergangswiderstand von ca.  $0,4\ \Omega$  zu rechnen.

Diese Vermutung lässt sich simulativ überprüfen. Die in Abbildung 4.9 gezeigte Anordnung kann 3D simuliert werden und als erster Teil des Anpassnetzwerkes vor und hinter dem Transistor, in die Verstärkersimulation einbezogen werden. In der Simulation wird versucht die Realität so genau wie möglich nachzustellen. Die vier Leitungen wer-

den jeweils mit einem Tor, in CST als diskreten Port, bezeichnet verbunden. Der Übergang zwischen Substrat- und Port-Massepotenzial ist durch den Kleber voneinander getrennt. Mittels dieser Analyse zeigt sich, dass dieser zusätzliche, durch den Kleber verursachte Widerstand vermutlich der Grund für die Diskrepanz zur Simulation ist, bei der verglichen mit den Messungen deutlich höhere Verstärkungswerte prognostiziert werden.



**Abbildung 4.9:** (a) Schnittansicht des Kleberaufbaus. (b) Perspektivische Ansicht aus CST.



**Abbildung 4.10:** Vergleich zwischen Kleinsignal-Messung (Symbole) und Simulation (durchgezogene Linien) von PA<sub>Ku10</sub> mit angepasstem Übergangswiderstand ( $V_{DS} = 40\text{ V}$ ;  $I_q = 100\text{ mA}$ ).

In Abbildung 4.10 sind die ursprünglichen Messergebnisse mit jeweils zwei Bonddrahtverbindungen pro Transistorpad mit der korrigierten Simulationen verglichen. Der schlechte Übergangswiderstand in der 3D Struktur führt wie vermutet zu einer Stromrückkopplung, die sich in einer deutlich schlechteren Verstärkung widerspiegelt. So kann auch gezeigt werden, dass die Auswirkung auf die Anpassung ebenfalls in der Simulation nachvollzogen werden kann. Es sei angemerkt, dass keine Änderung der Toleranzparameter die Simulation so gut in Übereinstimmung mit der Messung bringen konnte, wie dieser Serienwider-

stand.

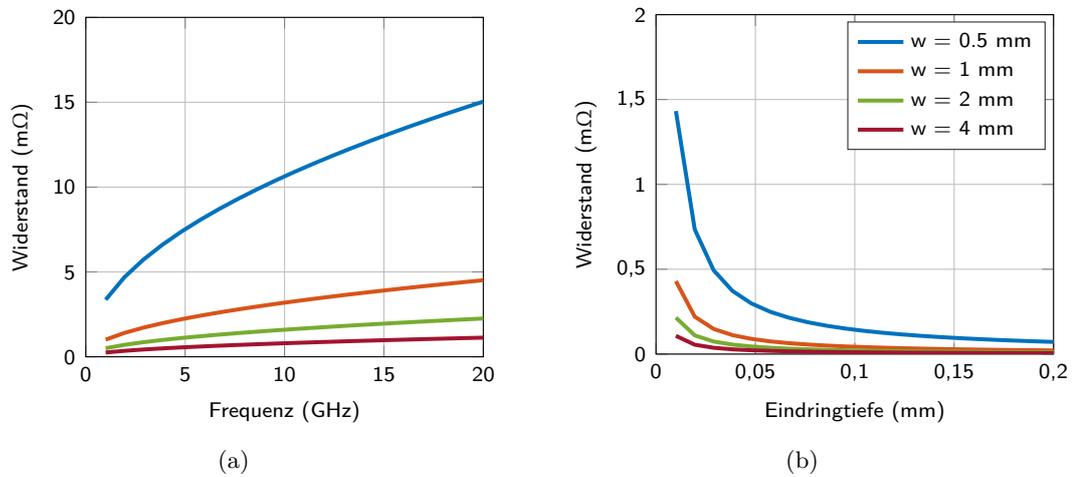
Eine geänderte Simulation des Überganges von Bare-Die auf Substrat inklusive der 3D Struktur führt für den  $PA_{Ku10}$  zu einer guten Übereinstimmung zu der Messung. Die Transmission wird durch die geringe Leitfähigkeit auf Masse-Seite deutlich gemindert. Aber auch der Verlauf der Anpassung entspricht nun deutlich besser der Messung.

#### 4.1.2.2 Indium-Lot

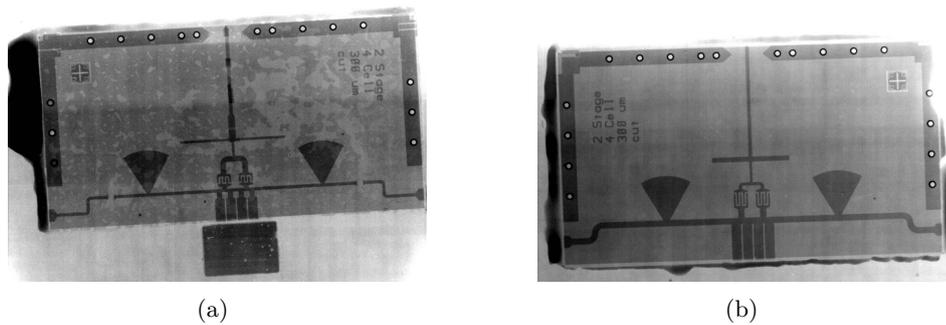
In diesem Kapitel soll die vermutliche Ursache der geringen Verstärkung aus dem vorherigen Abschnitt mittels neu aufgebauter Verstärkerpallets belegt werden. Die schlechte elektrische Leitfähigkeit des Klebers, der die metallisierte Unterseite der Keramik mit dem Cu/Mo/Cu - Flansch verbindet, stellt einen erhöhten Serienwiderstand auf der Masseseite der Anpassstrukturen dar. Nach ausgiebiger Recherche konnte kein Kleber gefunden werden, der eine signifikant bessere elektrische Leitfähigkeit aufweist. Eine Lötung ist daher die einzig in Betracht zu ziehende Alternative. Ein Niedertemperatlöten der Keramiken als zusätzlicher Arbeitsschritt wurde als sinnvollste Variante in Erwägung gezogen. Eine solche Niedertemperatlötung muss die Keramiken bei unter  $250^\circ C$  löten, um die Prefom der Bare-Dies nicht erneut aufzuschmelzen und ein schwimmen zu verhindern. Ebenfalls darf dieses Lot bei der Bondtemperatur von ca.  $130^\circ C$  nicht erneut aufschmelzen.

Es wurde ein zu 100% auf Indium basierendes Lot mit einer Schmelztemperatur von  $157^\circ C$  mit einem spezifischen elektrischen Widerstand von  $7,16 \mu\Omega cm$  und einer thermischen Leitfähigkeit von  $0,86 W/cmK$  gefunden. Der Ersatzwiderstand dieses Indium Lotes ist in Abbildung 4.11 dargestellt. Werte von ca.  $2 m\Omega$  für die verteilten Anpassstrukturen über eine Breite  $W = 1,4 mm$  werden hiermit für  $14 GHz$  erreicht. Somit kann der ursprüngliche Wert von  $400 m\Omega$  um den Faktor 200 verringert werden. Die so erreichten Werte befinden sich im Bereich einer sehr niederohmigen Verbindung und sollten zu einer erfolgreichen Realisierung der entwickelten Verstärkerschaltungen führen. Aus Kostengründen wurde dieses Vorgehen vorläufig nur auf das  $PA_{Ku10}$  Design angewandt.

Die Fixierung des Substrats erfolgt nun in einem zweiten Prozessschritt, ähnlich der Methode mit dem leitfähigem Kleber. Voruntersuchungen in Bezug auf das Benetzungsverhalten sind in Abbildung 4.12 dargestellt. Zum einen wurden die Flussmittel 5R, 5RMA und TacFlux, welche für vergoldete Oberflächen geeignet sind untersucht. Das Benetzungsverhalten weist in allen Fällen Lunkerbildung unter dem Substrat auf. Abbildung 4.12(a) stellt das Verhalten exemplarisch für 5RMA dar.



**Abbildung 4.11:** Ersatzwiderstand des Indium-Lots in Abhängigkeit der (a) Frequenz und der (b) Eindringtiefe für verschiedene Breiten einer Mikrostreifen Leitung.

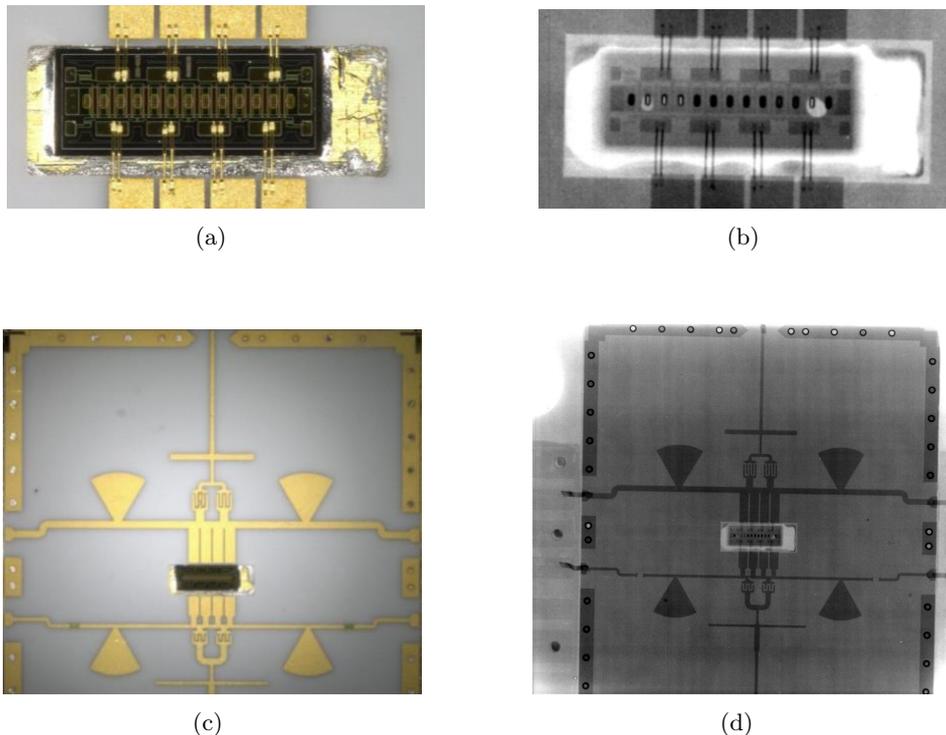


**Abbildung 4.12:** Röntgenbilder des Indium-Lötprozesses mit (a) Flussmittel und mit (b) HCOOH Aktivierung.

Zum anderen bietet die Aktivierung mit Ameisensäure (HCOOH) eine geeignete Alternative, diese dient zur Reduzierung von Oxidschichten durch die Lagerung, welche sich hemmend auf den Lötprozess auswirken. Der Lunkerbildung wird somit vorgebeugt. Den Prozess der Aktivierung und Lötung in einem Schritt durchzuführen führte zu dem Ergebnis, dass das Lot rückstandslos vom Träger entfernt werden kann. Das Verhalten ist auf die Aktivierungstemperatur von  $135^{\circ}C$  zurückzuführen. Dieser Wert liegt am unteren Ende des Aktivierungsbereiches von HCOOH, somit kann keine stabile Verbindung zwischen Träger und Lot hergestellt werden. Höhere Temperaturen sind aufgrund des geringen Liquidus von Indium innerhalb von einem Prozessschritt nicht möglich. Die Lösung stellt ein weiterer Prozessschritt dar, der Träger wird mit einer Temperatur von  $160^{\circ}C$  mithilfe von HCOOH ohne Lot aktiviert. Im zweiten Schritt wird der eigentliche Lötprozess unter Vakuumbedingungen durchgeführt. Die verlöteten Substrate zeigen keine Rissbildung. Ebenso kann eine feste Verbindung zwischen Träger und Substrat hergestellt werden (Ab-

bildung 4.12(b)). Beide Arten der Lötung zeigen ein Austreten des Lots, doch die Röntgenansicht zeigt eine deutlich lunkerfreie Verbindung in der Variante ohne Flussmittel, mit HCOOH-Aktivierung. Um einen flächigen Kontakt zu erlangen, werden die Substrate mittels eines Gesamtgewichts von ca. 30 g angedrückt.

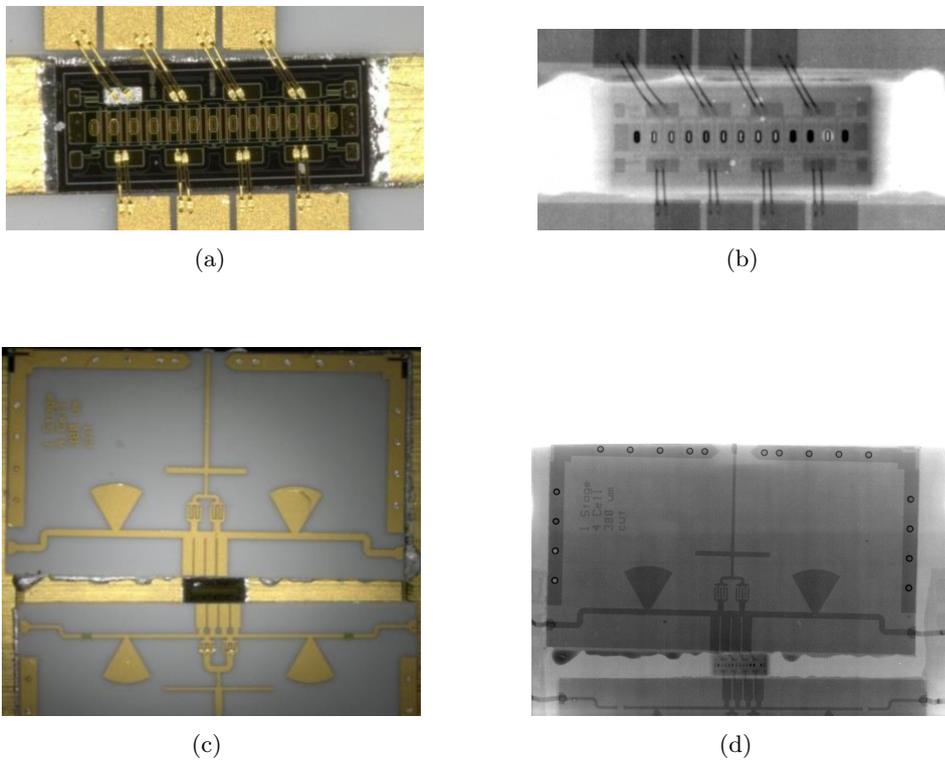
Nachfolgend sind Aufbauten der 4-Zellen Verstärkerpallets zu sehen, hierbei wurde eine Variante mit Durchbruch im Substrat, als auch eine Variante mit geteiltem Substrat, untersucht. Es sind jeweils Fotografien der Aufbauten und Röntgenbilder dieser dargestellt. Abbildung 4.13 stellt die erste Variante dar. Das Ergebnis der Lötung des Bare-Dies ist als gut zu erachten (Abbildung 4.13(b)), lediglich zwei kleine Lunker sind erkennbar. Die nachfolgenden zwei Prozessschritte sind ebenfalls als erfolgreich zu bezeichnen. Die Verteilung des Lots unter dem Substrat ist als durchgehend homogen anzusehen (Abbildung 4.13(d)). Die Positionierung des Substrats mit Ausbruch kann als gut bezeichnet werden. Lediglich ein leichter Versatz des Bare-Dies zum Substrat ist festzustellen. Ein Bonddrahtverbindung ist möglich, jedoch wurde mit maximal  $120^{\circ}C$  ohne Überprüfung der Haftung (Zugtests) gearbeitet. Ein Wiederaufschmelzen des Indium Lotes wurde nicht festgestellt.



**Abbildung 4.13:** Realisierter Aufbau des Designs PA<sub>Ku10</sub> mit Ausbruch (a) Bare-Die, (b) Röntgenbild Bare-Die, (c) Verstärkerpallet und (d) Röntgenbild Verstärkerpallet.

Die zweite Variante mit geteilten Substratstücken für Ein- und Ausgangsnetzwerk stellt

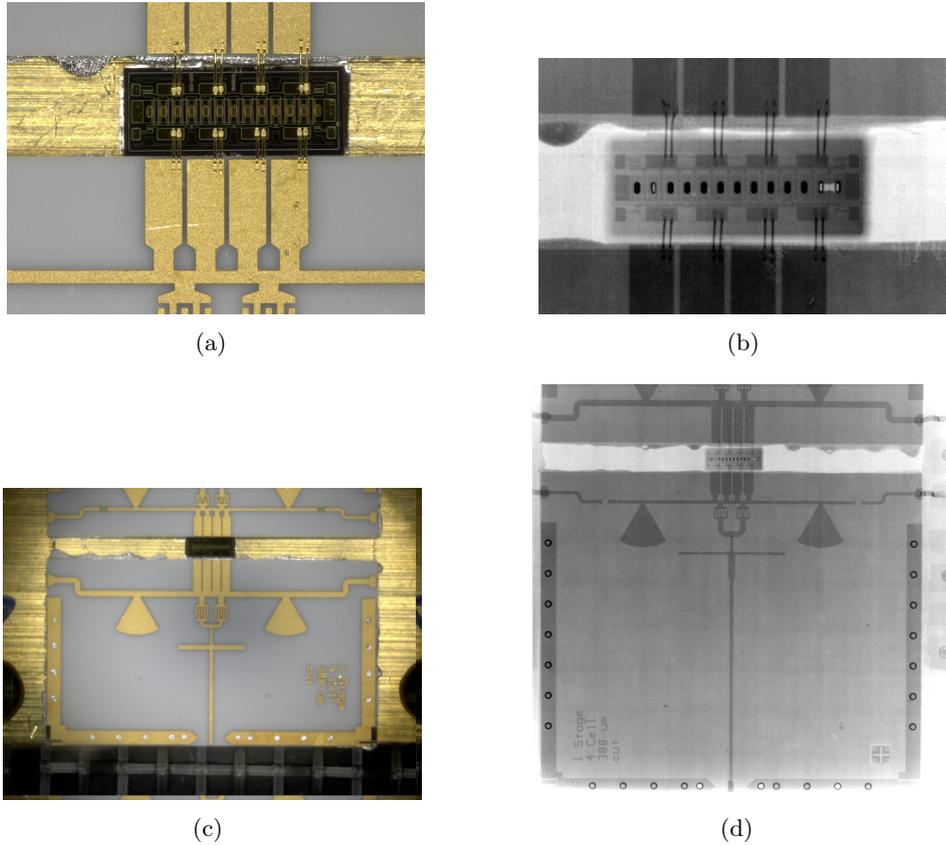
sich als problematisch heraus. Es besteht eine hohe Wahrscheinlichkeit, dass die Substratstücke zueinander und gegenüber dem Bare-Die verschwimmen. Dieses Verhalten ist in Abbildung 4.14 zu erkennen. Als Folge fallen die Bonddrahtlängen auf der Drain-Seite des Bare-Dies deutlich länger aus, als auf der Gate-Seite. Ein anderes Extrem stellt ein weiterer Aufbau dieser Variante dar, die Substrate schließen bündig mit dem Transistor ab (Abbildung 4.15). Folglich sind die Bonddrahtverbindungen erheblich kürzer als in der Simulation angenommen. Von einem Versatz zu hohen Frequenzen ist hierdurch auszugehen. Zum Löten der geteilten Substrate muss vermutlich eine Lehre/Fixierung entwickelt werden, die ein Verschwimmen verhindert. Dieses Vorgehen erfordert jedoch einen erhöhten Kostenaufwand und wurde aus diesem Grund nicht weiter verfolgt.



**Abbildung 4.14:** Realisierter Aufbau des Designs PA<sub>Ku10</sub> mit geteilten Substrat (a) Die, (b) Röntgenbild Die, (c) Verstärkerpallet, (d) Röntgenbild Verstärkerpallet.

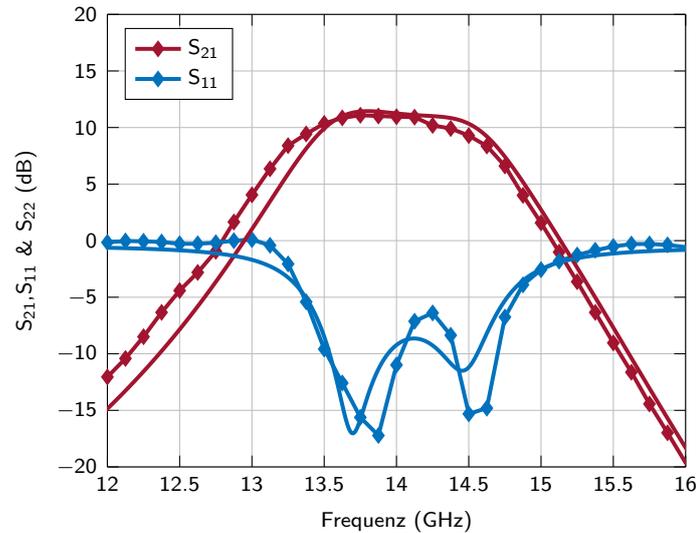
Die Kleinsignal-Messung zu dem Verstärkerpallet mit Substratausbruch ist in Abbildung 4.16 aufgezeigt. Der Vergleich zu der Simulation zeigt eine exzellente Übereinstimmung auf. Es ist eine deutlich höhere Verstärkung, als bei den geklebten Aufbauten zu verzeichnen. Es ist zu erkennen, dass die Variante mit Indium-Lötung mehr als  $10\text{ dB}$  Verstärkung über das Band von  $13,5 - 14,5\text{ GHz}$  aufweist.

Die durchgeführten Untersuchungen haben belegt, dass die Masseverbindung zwischen Substrat und Bare-Die eine entscheidende Rolle in der Realisierung von hochfrequenten



**Abbildung 4.15:** Realisierter Aufbau des Designs PA<sub>Ku10</sub> mit geteiltem Substrat (a) Die, (b) Röntgenbild Die, (c) Verstärkerpallet, (d) Röntgenbild Verstärkerpallet.

Verstärkerstufen spielt. Die Bare-Dies wurden mit einer vom Hersteller empfohlenen Preform auf einem Cu/Mo/Cu Flansch fixiert. Dieser Prozess stellt durch die Verwendung einer Schwemmkannte keine Probleme dar, eine geringe Lunkerbildung ist jedoch zu erwarten. Die Fixierung der Substrate stellte eine große Herausforderung dar. In einem zweiten Prozessschritt wurden diese mittels einer elektrisch leitenden Klebefolie auf den Flansch aufgebracht. Diese Methode erwies sich als relativ simpel, jedoch haben die elektrischen Eigenschaften, speziell der spezifische Widerstand von  $\rho = 1 \cdot 10^{-4} \Omega \text{ cm}$ , des Klebers einen destruktiven Einfluss auf die Verstärkereigenschaften. Eine geringe Kleinsignal-Verstärkung und ein Frequenzversatz sind festzuhalten. Der Kleber stellt mit steigender Frequenz einen zunehmend hohen Widerstand zwischen Substrat- und Bare-Die-Massepotenzial dar und bildet eine Stromrückkopplung. Das Verhalten konnte durch Flachbandverbindungen zwischen Substrat und Bare-Die minimal kompensiert werden, jedoch sind noch immer erheblich Abweichungen zwischen Simulation und Messung festzustellen. Eine Alternative zu der Klebefolie konnte in Indium-basiertem Niedertemperaturlot gefunden werden, welche ebenfalls als Folie ausgeführt ist. Der spezifische Widerstand ist mit  $\rho = 7,16 \mu\Omega \text{ cm}$



**Abbildung 4.16:** Kleinsignal-Messung (Symbole) des aufgebauten Verstärkerpallets  $PA_{Ku10}$  mit Indium-Lot im Vergleich zur Simulation (durchgezogene Linien) ( $V_{DS} = 40 V$ ;  $I_q = 100 mA$ ).

um ein Vielfaches geringer. Nachteilig ist festzuhalten, dass mit dieser Methode zwei zusätzliche Prozessschritte notwendig sind, um eine homogene und stabile Verbindung zwischen Substrat und Flansch sicherzustellen. Die Evaluierung dieser Methode wurde aus Kostengründen vorerst nur anhand des  $PA_{Ku10}$  Designs durchgeführt. Nach erfolgreichem Aufbau des Verstärkerpallet konnte eine exzellente Übereinstimmung in dem Kleinsignalverhalten der Messung und Simulation erreicht werden. Detaillierte Messungen, Klein- und Großsignal, der Verstärker  $PA_{Ku10}$ ,  $PA_{Ku50}$  und  $PA_X$  werden im nachfolgendem Abschnitt ausführlich diskutiert.

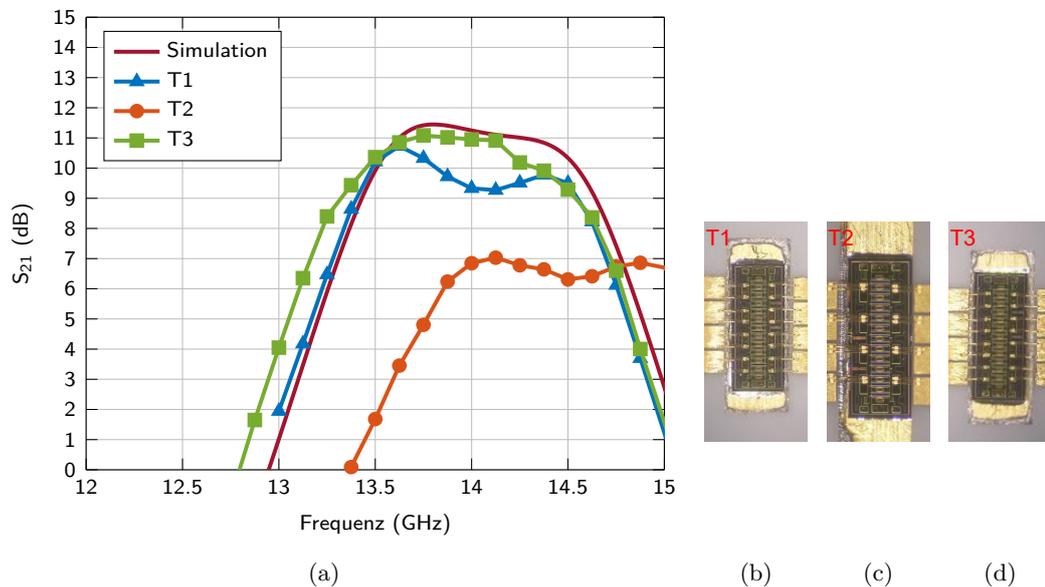
## 4.2 Kleinsignal-Messung

In diesem Abschnitt werden die entwickelten Verstärker  $PA_{Ku10}$ ,  $PA_{Ku50}$  und  $PA_X$  aus Kapitel 3 auf ihr Kleinsignal-Verhalten hin untersucht. Alle Verstärkerpallets wurden unter Verwendung eines Preform-Lots für die Bare-Dies und Indium-Lot für die Substrate aufgebaut. Der Messaufbau ist in Abschnitt 2.1.1 beschrieben, alle Messungen beziehen sich auf dieselbe Referenzebene, die Messspitzen der  $|Z|$ -Probes.

### 4.2.1 Ku-Band Verstärker

#### $PA_{Ku10}$

Der erfolgreiche Aufbau und erste Kleinsignal-Messergebnisse des  $PA_{Ku10}$  wurde bereits im vorherigen Kapitel abgehandelt. Detaillierte Analysen werden im Folgendem diskutiert. Drei Verstärkerpallets wurden aufgebaut und werden folgend als Träger 1-3 bezeichnet. Abbildung 4.17 stellt das Transmissionsverhalten aller drei Aufbauten im Vergleich zu der Simulation für den Arbeitspunkt  $V_{DS} = 40 V$  und  $I_q = 200 mA$  dar.

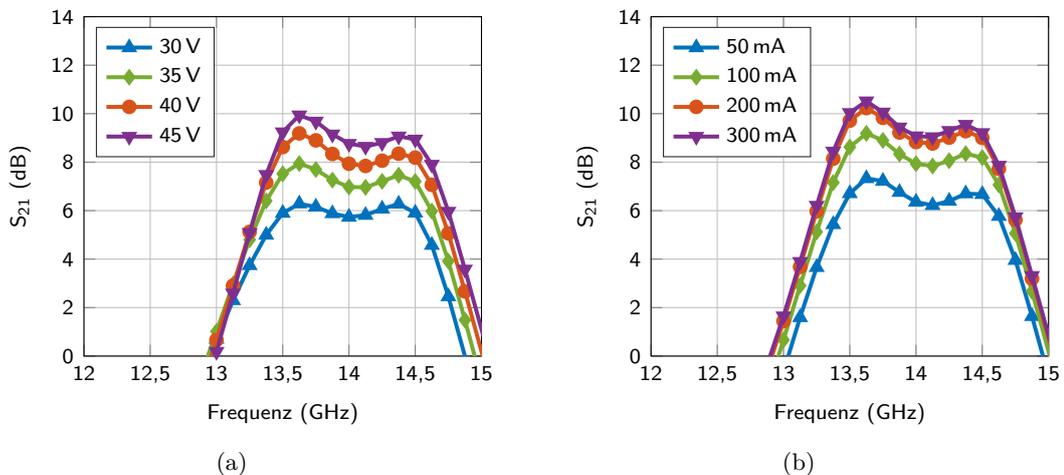


**Abbildung 4.17:** Kleinsignal-Messung (Transmission) als Vergleich aller aufgebauten Verstärkerpallets  $PA_{Ku10}$  ( $V_{DS} = 40 V$ ;  $I_q = 200 mA$ ).

Träger 1 und 3 weisen eine gute Übereinstimmung mit der Simulation auf. Es ist eine Kleinsignal-Verstärkung von mehr als  $10 dB$  in dem angestrebten Frequenzbereich von  $13,75 - 14,5 GHz$  festzuhalten. Träger 1 weist einen geringen Einbruch der Verstärkung in Bandmitte bei  $14 GHz$  auf, dennoch wird das komplette Frequenzband mit  $10 \pm 0,5 dB$

abgedeckt. Das Verhalten ist bei Träger 3 nicht erkennbar, dafür nimmt die Verstärkung an der Bandgrenze von  $14,5\text{ GHz}$  schnell ab. Ein geringer Frequenzversatz hin zu niedrigen Frequenzen ist für beide Verstärkerpallets T1 und T3 erkennbar, jedoch halten sich die Toleranzen, die durch Variation der Bonddrahtlänge und den Versatz von Substrat und Bare-Die zu begründen ist, im Rahmen. Im Fall von Träger 2 ist ein Versatz von ca.  $500\text{ MHz}$  vorhanden, die Verstärkung beläuft sich auf mehr als  $6\text{ dB}$ . Im Aufbau dieses Verstärkers wurde kein Ausbruch im Substrat vorgenommen, sondern das Ein- und Ausgangsnetzwerk, wie in Abschnitt 4.1.2.2 beschrieben, getrennt voneinander gelötet. Das Verschwimmen der Substrate bei dieser Methode führte zu sehr kurzen Bonddrahtverbindungen am Gate und langen Verbindungen am Drain und resultiert in diesem Versatz von  $500\text{ MHz}$ .

Weiterhin wurde das Übertragungsverhalten für verschiedene Arbeitspunkte anhand von Träger 1 untersucht. Abbildung 4.18(a) stellt die Abhängigkeit der Transmission für die Versorgungsspannungen  $V_{DS} = \{30; 35; 40; 45\}\text{ V}$  für einen Ruhestrom von  $I_q = 100\text{ mA}$  dar. Die Abhängigkeit von dem Ruhestrom  $I_q = \{50; 200; 300\}\text{ mA}$  bei  $V_{DS} = 40\text{ V}$  ist in Abbildung 4.18(b) aufgetragen.

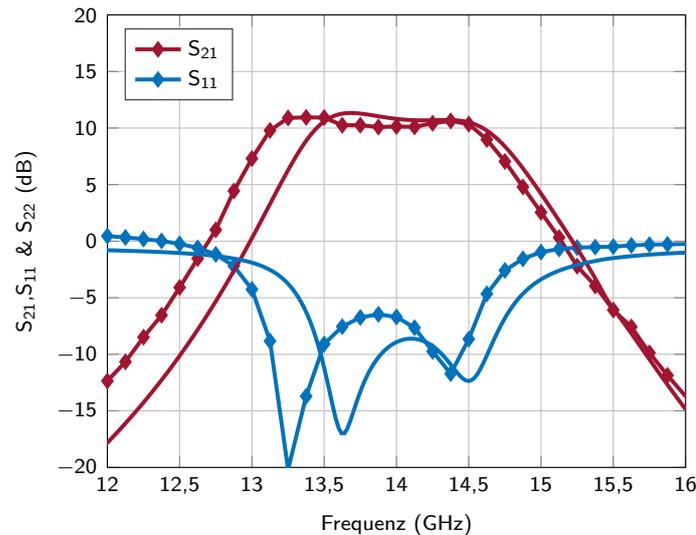


**Abbildung 4.18:** Kleinsignal-Messung von T1 für (a) verschiedenen Versorgungsspannungen bei  $I_q = 100\text{ mA}$  und (b) Ruhestrome bei  $V_{DS} = 40\text{ V}$ .

Es ist zu erkennen, dass die Verstärkung proportional zu der Versorgungsspannung ansteigt. Ebenso verschiebt sich das Übertragungsverhalten zu höheren Frequenzen hin, infolge der Arbeitspunktabhängigkeit der Ausgangskapazität des Transistors. Hingegen hat eine Änderung des Ruhestroms keinen Einfluss auf das Frequenzverhalten. Die Verstärkung nimmt bis zu einem Ruhestrom von  $200\text{ mA}$  stetig zu, darüber hinaus ist keine Veränderung mehr feststellbar. Eine Verbesserung im Vergleich zu  $I_q = 300\text{ mA}$  ist nur marginal.

**PA<sub>Ku50</sub>**

Die vorherigen Kleinsignal-Analysen wurden ebenfalls für das Verstärkerpallet  $PA_{Ku50}$  durchgeführt. Drei Aufbauten konnten erfolgreich realisiert werden, die mit Träger 1-3 bezeichnet werden. Die Ergebnisse für Transmission und Eingangsreflexion von Träger 2 sind in Abbildung 4.19 dargestellt.



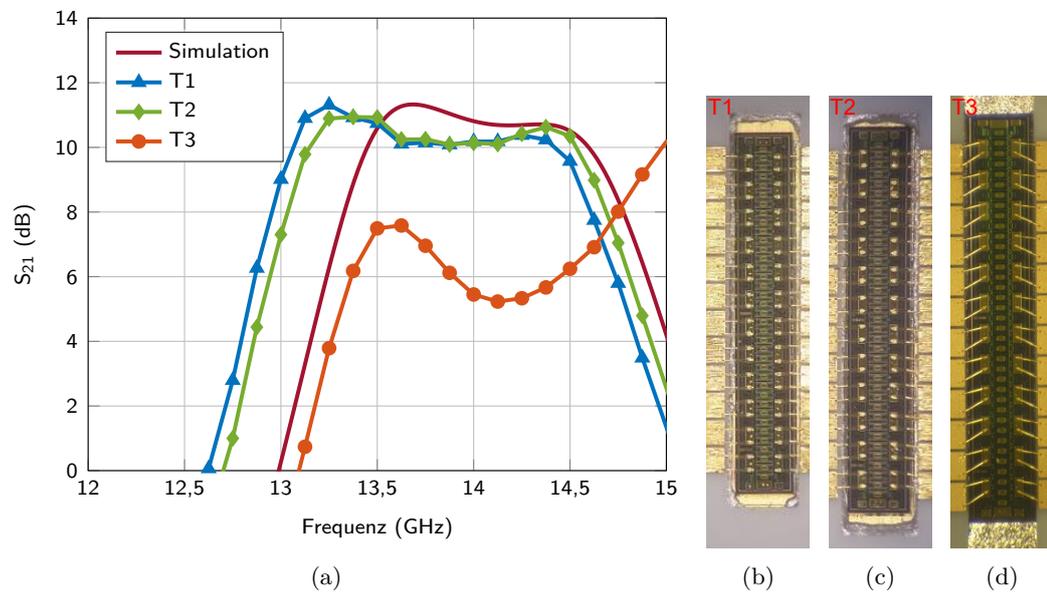
**Abbildung 4.19:** Kleinsignal-Messung (Symbole) von Träger 2 im Vergleich zur Simulation (durchgezogene Linien) von  $PA_{Ku50}$  ( $V_{DS} = 40 V$ ;  $I_q = 300 mA$ ).

Simulation und Messung in dem Arbeitspunkt  $V_{DS} = 40 V$  und  $I_q = 300 mA$  stimmten, bis auf einen sehr geringen Frequenzversatz, gut überein. Der Verstärker weist eine zu niedrigen Frequenzen höhere Verstärkung auf als simuliert. In dem angestrebten Bereich von  $13,75 - 14,5 GHz$  ist eine Verstärkung von mehr als  $10 dB$  festzustellen. Der Eingangsreflexionsfaktor ist mit  $-5 dB$  als gering einzuschätzen, ist jedoch typisch für einen Leistungsverstärker.

Das Verhalten aller drei Pallets ist in Abbildung 4.20 aufgetragen. Die Transmission von Träger 1 und 2 entspricht sehr gut der Simulation. In beiden Fällen ist ein Frequenzversatz, der durch eine Variation der Bonddrahtlängen zu erklären ist, erkennbar. Träger 3 weist einen höheren Versatz von ca.  $600 MHz$  auf. Das Bare-Die ist komplett von den beiden Substratteilen eingeschlossen, es ist kein Abstand zwischen Transistor und Substrat erkennbar. Folglich sind die Bonddrahtverbindungen extrem kurz.

Die vorliegenden Messergebnisse bestätigen eine Kleinsignal-Funktion der Verstärkerpallets  $PA_{Ku10}$  und  $PA_{Ku50}$  im angestrebten Frequenzbereich. Es ist ersichtlich, dass der

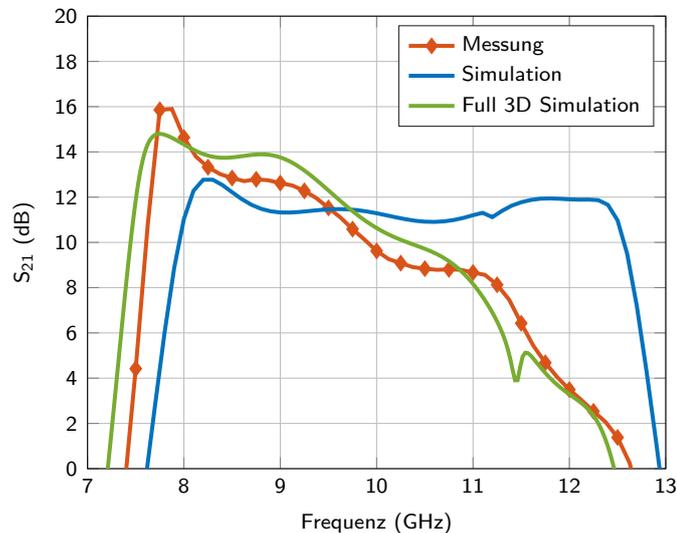
Ansatz des Bus-Bar-Combiners erfolgreich umgesetzt werden konnte und eine Skalierung des Konzeptes möglich ist.



**Abbildung 4.20:** Kleinsignal-Messung (Transmission) als Vergleich aller aufgebauten Verstärkerpallets  $PA_{Ku50}$  ( $V_{DS} = 40 V$ ;  $I_q = 300 mA$ ).

### 4.2.2 X-Band Verstärker

Die Substrate für Verstärkerpallet  $PA_X$  befanden sich am oberen Rand des Wafers, hier kam es zu einer erhöhten Bruchrate in diesem Bereich. Aus diesem Grund konnte nur ein Verstärkermodul aufgebaut werden. Die Kleinsignal-Messungen für das Verstärkerpallet  $PA_X$  sind in Abbildung 4.21 dargestellt. Es ist eine Transmission in dem Frequenzbereich zu erkennen, jedoch weist diese ein starkes Tiefpassverhalten auf. Eine Verstärkung von  $14\text{ dB}$  bei  $8\text{ GHz}$  fällt über die Frequenz stetig ab und beläuft sich auf  $2\text{ dB}$  bei  $12,4\text{ GHz}$ . Außerdem ist ein Frequenzversatz der unteren Bandgrenze von ca.  $200\text{ MHz}$  zu erkennen.

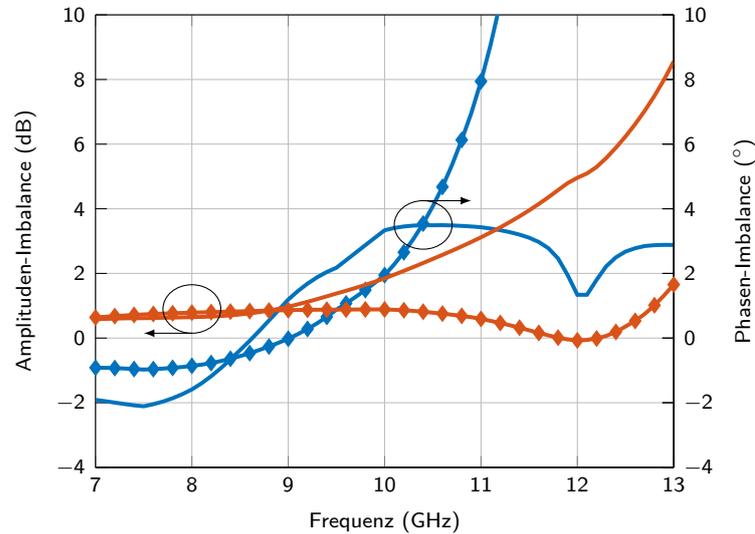


**Abbildung 4.21:** Kleinsignal-Messung (Transmission) des aufgebauten Verstärkerpallets  $PA_X$  ( $V_{DS} = 40\text{ V}$ ;  $I_q = 200\text{ mA}$ ).

Das Verhalten wurde innerhalb der Simulation gewissenhaft analysiert. Ein Masseproblem ist in diesem Fall, aufgrund des gelöteten Bare-Dies und Substrats, auszuschließen. Die breitbandige Anpassung des Transistors resultiert in einem robusten Design, welches relativ unanfällig gegenüber Toleranzen bzgl. Bonddraht- und Prozesstoleranzen ist. Einen Aufschluss über das gemessene Transmissionsverhalten konnte eine komplette 3D-Simulation der Struktur, inklusive Bonddrahtverbindungen, geben. Die Simulation kann somit in Übereinstimmung mit der Messung gebracht werden. Sowohl das Tiefpassverhalten, als auch der Frequenzversatz ist ersichtlich.

Auf Grundlage dieser Simulation können Ein- und Ausgangsnetzwerke in Bezug auf die Phasen-/ Amplituden-Imbalance an den Bonddrähten, bzw. an den Pads des Transistors, untersucht werden. Abbildung 4.22 stellt die Abhängigkeit über die Frequenz dar. Im Gegensatz zu den Betrachtungen aus Abschnitt 3.3 steigt die Abweichung zwischen Phase

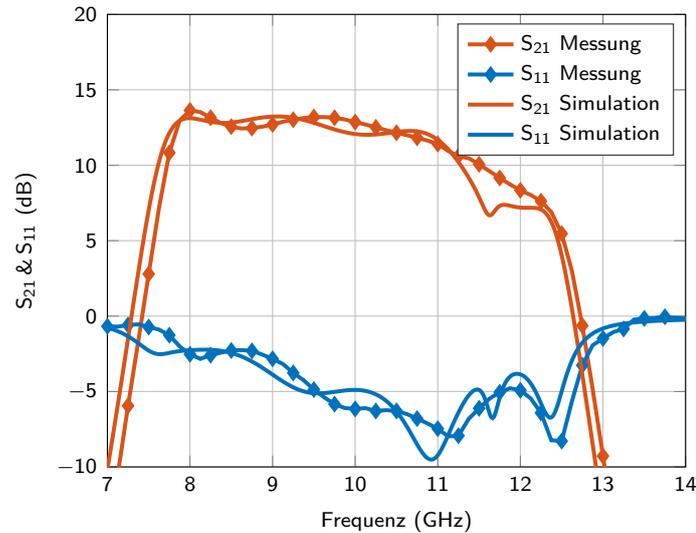
und Amplitude zunehmend mit der Frequenz. Insbesondere der Amplitudenunterschied zwischen den äußeren und inneren Toren von  $5\text{ dB}$  bei  $12\text{ GHz}$  führt zu einer ungleichmäßigen Ansteuerung und somit zu einer geringen Verstärkung.



**Abbildung 4.22:** Simulierte Phasen- und Amplituden-Imbalance für zwei Wedge-Bonddrähte (Linie) und zwei Flachbandverbindungen (Symbole).

Die ursprünglichen Netzwerke wurden mit dem 2.5D Solver Momentum simuliert, dieser Ansatz stellt sich, nach genauer Recherche, für die Simulation einer breiten Leitung als nachteilig heraus. Die Ausbreitung höherer Moden wird nicht in die Simulation einbezogen, ebenso wie Parallelplatten-Moden. Es wurde jedoch angenommen, dass dieses Defizit durch die Anwendung von über die Leitung verteilten *Area-Ports* umgangen wird. Diese Annahme kann anhand der vorliegenden Ergebnisse nicht bestätigt werden.

Das Problem kann teilweise durch die Verwendung von Flachband-Verbindungen, ein- und ausgangseitig, zwischen Substrat und Transistor gelöst werden. Diese haben eine Breite von  $100\ \mu\text{m}$ , somit können zwei Verbindungen pro Transistor-Pad hergestellt werden. Die Feldverteilung über diese Verbindung wird somit zwischen den Toren angeglichen, d. h. der Amplitudenversatz kann, in einer erneuten Simulation, verringert werden (Abbildung 4.22). Ab einer Frequenz von  $11\text{ GHz}$  kommt es jedoch wieder zu erhöhten Abweichungen von  $10^\circ$  und steigend. Abbildung 4.23 vergleicht diese Simulation und die Messung mit den Ribbonbond-Verbindungen. Es ist eine deutliche Verbesserung zu erkennen. Die Verstärkung beträgt zwischen  $8$  und  $11\text{ GHz}$  mehr als  $10\text{ dB}$ . Der angestrebte Frequenzbereich bis  $12,4\text{ GHz}$  kann nicht abgedeckt werden, die Verstärkung fällt auf bis zu  $6\text{ dB}$  ab. Von einer weiteren Modifikation der Ribbonbonds wurde vorerst abgesehen, um das Großsignal-Verhalten zu analysieren.



**Abbildung 4.23:** Kleinsignal-Messung (Transmission) des aufgebauten Verstärkerpallets  $PA_X$  mit Ribbon-Verbindungen ( $V_{DS} = 40 V$ ;  $I_q = 200 mA$ ).

Die Messungen haben gezeigt, dass die Anwendung einer relativ breiten Leitung auch nach gründlicher Analyse (Abschnitt 3.1), problematisch ist. Die Simulation mittels des 2.5D Solvers Momentum führte in der angewandten Port-Konfiguration zu keiner Übereinstimmung mit der Messung. Nachträgliche Änderungen der 2.5D Feldsimulation ergaben ebenfalls keinen Erfolg. Eine Betrachtung des kompletten Netzwerks mit der Simulationssoftware EMPro konnte Aufschluss über das gemessene Verhalten geben. Phasen- und Amplitudenabweichungen hin zu hohen Frequenzen sind deutlich größer als angenommen. Dieses Verhalten konnte durch Flachbandverbindungen zwischen Substrat und Bare-Dies bis zu einer Frequenz von  $11 GHz$  abgeschwächt werden.

### 4.3 Großsignal-Messung

In diesem Abschnitt werden die entwickelten Verstärker  $PA_{Ku10}$ ,  $PA_{Ku50}$  und  $PA_X$  aus Kapitel 3 auf ihr Großsignal-Verhalten hin untersucht. Die Ku-Band Verstärkerpallets werden sowohl CW, als auch mit modulierten Signalen, die in der Satellitenkommunikation Anwendung finden, angesteuert. Im Fall des X-Band Verstärkers werden gepulste Signale, typisch für Radar-Anwendungen, genutzt. Der Messaufbau ist in Abschnitt 2.1.2 beschrieben, alle Messungen beziehen sich auf dieselbe Referenzebene, die Messspitzen der  $|Z|$ -Probes.

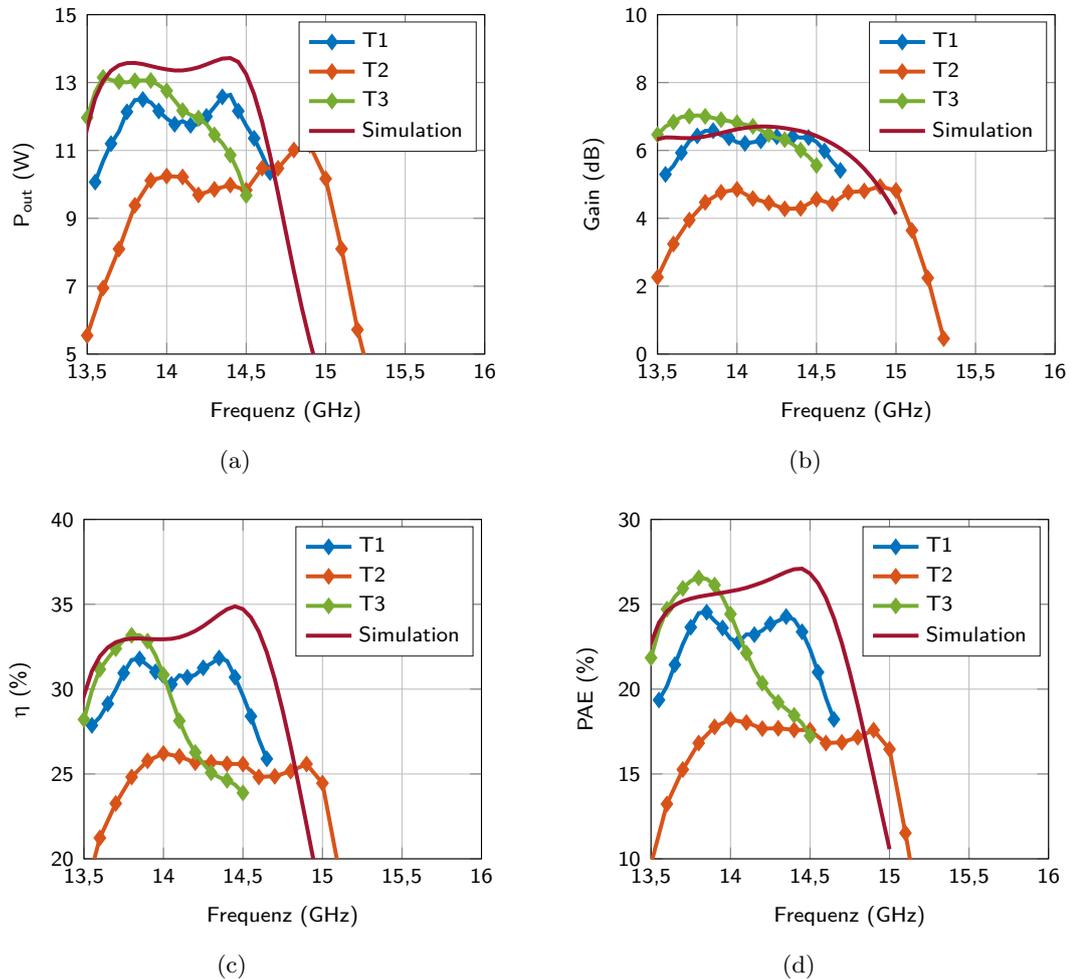
#### 4.3.1 Ku-Band Verstärker

##### 4.3.1.1 $PA_{Ku10}$

In Abbildung 4.24 sind alle Großsignal-Messungen der drei aufgebauten Verstärkerpallets im Vergleich zu der Simulation dargestellt. Alle Verstärker arbeiten im gleichen Arbeitspunkt mit  $V_{DS} = 40 V$  und  $I_q = 200 mA$ . Die Sättigungsausgangsleistung aller Verstärker beträgt mehr als  $10 W$ . Das gemessene Verhalten unter Kleinsignal-Verhalten spiegelt sich in dieser Messung wider.

Der Träger 1 kann als der am besten funktionierende bezeichnet werden. Er zeigt von  $13,75 - 14,5 GHz$  mehr als  $6 dB$  Großsignal-Verstärkung bei mehr als  $11 W$  Ausgangsleistung und nahezu  $30\%$  Wirkungsgrad. Die PAE beträgt mehr als  $23\%$ , aufgrund der geringen Verstärkung. Träger 3 weist ein ähnliches Übertragungsverhalten auf, jedoch führt der Frequenzversatz in diesem Aufbau zu einer Verschlechterung der Performance hinsichtlich Verstärkung und somit Ausgangsleistung von  $10 W$  an der oberen Bandgrenze von  $14,5 GHz$ . Der Wirkungsgrad bricht bei höheren Frequenzen auf ca.  $24\%$  ein. Die Abweichung ist hier in den Bonddraht Toleranzen, wie bereits in Abschnitt 4.2.1 erwähnt, zu finden.

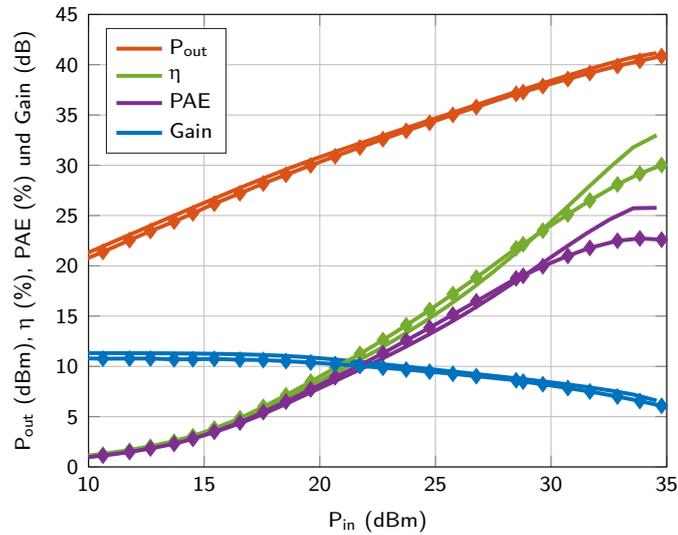
Der Träger 2, der bereits in der Kleinsignal-Messung einen deutlichen Versatz im Frequenzbereich aufweist, zeigt hier ein breitbandiges Verhalten von  $14 - 15 GHz$  mit einer Ausgangsleistung von  $10 W$ . Die erheblich kürzeren Bonddrähte an Gate und Drain des Bare-Dies führen zu einer Großsignal-Verstärkung von  $4 dB$  und ist damit geringer als die anderen beiden Aufbauten T1 und T3. Dennoch kann eine Effizienz von mehr als  $25\%$  erreicht werden. Diese Realisierung eignet sich demnach nicht für eine Anwendung in dem Frequenzbereich von  $13,75 - 14,5 GHz$ .



**Abbildung 4.24:** Großsignal-Messung von  $PA_{Ku10}$  (a) Ausgangsleistung, (b) Verstärkung, (c) Effizienz und (d) PAE ( $V_{DS} = 40 V$ ;  $I_q = 200 mA$ ).

Das Kompressionsverhalten wurde anhand von Träger 1 untersucht, Abbildung 4.25 stellt das Messergebnis im Vergleich zu der Simulation bei  $14,1 GHz$  dar. Das Verhalten ist, bis auf geringe Abweichungen in der Sättigung, als nahezu identisch zu erachten. Der geringe Unterschied von ca. 3% in der Messung und Simulation von PAE und Effizienz ist in dem thermischen Verhalten der Bare-Dies zu suchen. Die Erwärmung der Bare-Dies ist in Realität intensiver, als in der Simulation mit  $80^\circ C$  Flansch-Temperatur angenommen.

Trotz geringer Abweichungen der im Frequenzbereich funktionieren Verstärkerpallets, die auf thermische Ursachen zurückzuführen sind, kann eine sehr gute Übereinstimmung zwischen Simulation und Messung beobachtet werden. Träger 1 und 3 liefern eine geforderte Sättigungsleistung von  $10 W$  mit einer Verstärkung von  $>6 dB$  und eine Effizienz zwischen



**Abbildung 4.25:** Großsignal-Messung (Symbole) im Vergleich zu der Simulation (durchgezogene Linien) von  $PA_{Ku10}$  (T1) im CW-Betrieb über die Eingangsleistung ( $V_{DS} = 40 V$ ;  $I_q = 200 mA$ ).

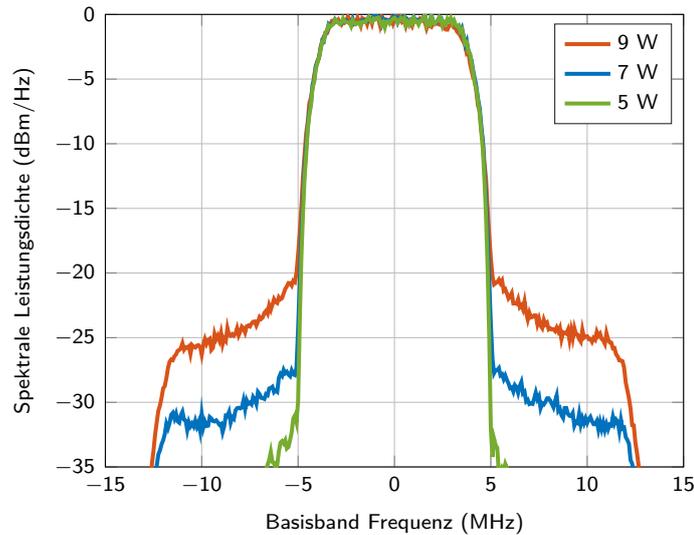
33 und 24%, wobei Träger 1 mehr als 30% erreicht.

Zusätzlich wurden modulierte Messungen mit einer in der Satellitenkommunikation üblichen QPSK durchgeführt, um die Linearität der entwickelten Verstärkerstufe zu untersuchen. Die Basisbandbreite beträgt  $5 MHz$  mit einem Roll-Off Faktor von  $\alpha = 0,35$ . Das resultierende Ausgangsspektrum für verschiedene Leistungspegel bei  $14,2 GHz$  ist in Abbildung 4.26 dargestellt. Die Zunahme der Schulter mit steigender Leistung ist deutlich erkennbar. Das Verhalten über die Frequenz ist in Tabelle 4.1 gelistet. Eine Spitzenleistung von ca.  $18 W$  ist zu erkennen, das entspricht annähernd den Werten der Load-Pull Simulation.

**Tabelle 4.1:** Messungen für  $PA_{Ku10}$  mit einer  $5 MHz$  QPSK ( $\alpha = 0.35$ )

f (GHz)	$P_{out,avg}$ (W)	$P_{out,peak}$ (W)	$\eta$ (%)	ACPR (dBc)	EVM (%)
14	8,3	18,42	22,4	24,2	9,5
14,2	7,9	17,72	24,4	23,6	9,3
14,4	7,7	17,54	23,8	24,1	9,6
14,5	7,9	17,86	21,7	25,3	8,8

Die höhere Ausgangsleistung in der modulierten Messung ist in der geringeren thermischen Belastung des Bare-Dies zu begründen. Das Verhalten wurde bereits in Abschnitt 2.3.2 erläutert. Die thermische Sättigung des Devices wird durch die PAPR von  $3,9 dB$  kompensiert, bzw. sinkt die Verlustleistung aufgrund der geringeren Durchschnittsleistung im



**Abbildung 4.26:** Ausgangsspektrum der modulierten Messung von  $PA_{Ku10}$  T1 ( $V_{DS} = 40 V$ ;  $I_q = 200 mA$ ) ( $RBW = 200 kHz$ ;  $VBW = 10 MHz$ ;  $300 ms$  sweep time).

Vergleich zum CW-Betrieb.

## Diskussion

Die gemessenen Verstärkereigenschaften entsprechen weitestgehend den gestellten Anforderungen. Eine Ausgangsleistung von  $>12 W$  mit einer Effizienz von  $>30\%$  für den CW-Betrieb konnte mit dem hybriden Aufbau erreicht werden. Die geringe Verstärkung von  $6 dB$  resultiert in einer PAE von  $23\%$ . Aufgrund der geringen Fläche des Bare-Dies und der hohen Leistung sind geringe Abweichungen im Vergleich zu der Simulation festzuhalten. Die Messung mit einem modulierten Signal in Form einer QPSK zeigen eine Spitzenleistung von  $18 W$  und einer Effizienz von  $23\%$ .

Tabelle 4.2 vergleicht das Design  $PA_{Ku10}$  mit aktuellen Verstärkern aus Industrie [Wol19] und Forschung [KKK<sup>+</sup>14, LCP<sup>+</sup>12] mit ähnlicher Ausgangsleistung. Die entwickelte Verstärkerstufe stellt sich in Bezug auf Sättigungsleistung und PAE als konkurrenzfähig heraus. Herausstechend ist jedoch die wesentlich geringe Gate-Weite von  $4,8 mm$  in diesem Design. In den beiden MMIC-Designs [Wol19, KKK<sup>+</sup>14] wird mindestens der doppelte Wert in der Endstufe genutzt. Vermutlich wird mit diesem Ansatz versucht die Linearität zu erhöhen, jedoch auf Kosten der Fläche und Effizienz. Der Aspekt der Linearität wird im nächsten Abschnitt detailliert erläutert.

Das einstufige MIC-Design [LCP<sup>+</sup>12] nutzt eine geringere Gate-Weite von  $6 mm$  und ist in Bezug auf die Eigenschaften vergleichbar mit  $PA_{Ku10}$ . Das Nutzband ist leicht versetzt mit

**Tabelle 4.2:** Vergleich von  $PA_{Ku10}$  zu State-of-the-Art PAs im Ku-Band

	$f_c$ (GHz)	FBW (%)	$P_{out}$ (W)	Gain (dB)	PAE (%)	Totale Gate-Weite komplett (mm)	PA (mm)
[Wol19] MMIC	14,1	5	25 (CW)	20	18	23,1	12,3
[KKK <sup>+</sup> 14] MMIC	14,1	5	20 (CW)	10	16	16,8	9,6
[LCP <sup>+</sup> 12] MIC	13,6	3,6	22 (Puls)	7	25	6	
Diese Arbeit			9 (avg*)		19		
$PA_{Ku10}$	14,1	6	18 (peak*)	6	19	4,8	
[MRHB16] MIC			$\geq 12$ (CW)		23		

\* 5 MHz QPSK, PAPR = 3,9 dB

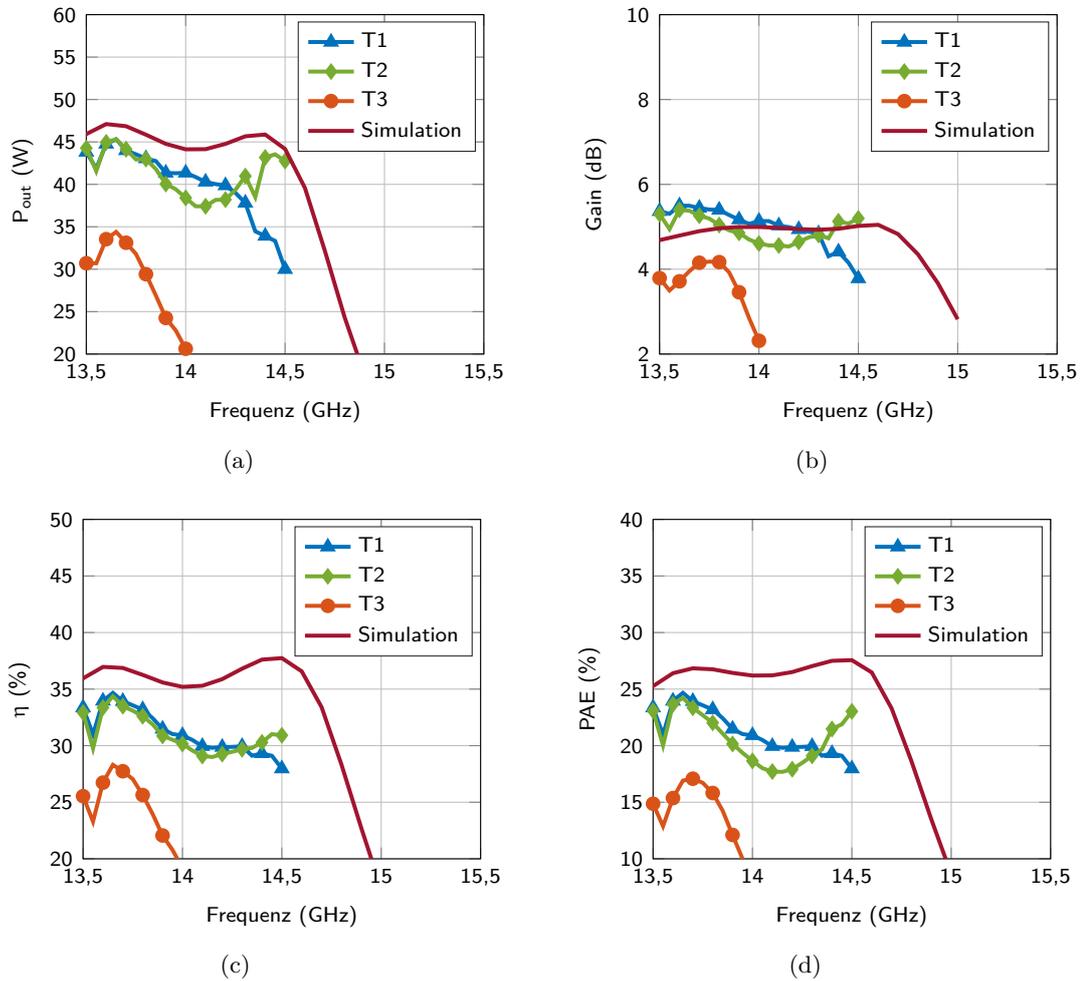
$f_c = 13,6$  GHz. Die erreichte Effizienz ist um 6% höher, jedoch ist die relative Bandbreite mit 3,6% geringer.

#### 4.3.1.2 $PA_{Ku50}$

In Abbildung 4.27 sind die Großsignal-Messungen der Verstärkerpallets T1 - 3 von  $PA_{Ku50}$  im Vergleich zu der Simulation aufgetragen. Alle Verstärker arbeiten im gleichen Arbeitspunkt mit  $V_{DS} = 40$  V und  $I_q = 300$  mA. Träger 1 und 2 konnten über das Frequenzband von 13,75 – 14,5 GHz vermessen werden. Im Fall von Träger 3 konnte, aufgrund der geringen Verstärkung, nicht genügend Eingangsleistung generiert werden, um dieser Verstärker in die Sättigung zu treiben.

Träger 2 liefert das beste Verhalten in Bezug auf Ausgangsleistung und Effizienz. Eine Leistung von  $\approx 40$  W kann über den angestrebten Frequenzbereich erreicht werden und weicht damit nur geringfügig von der Simulation ab. Die Effizienz von  $>30\%$  weist in diesem Vergleich hingegen Defizite von bis zu 6% auf. T1 und 2 sind, bis auf einen leichten Frequenzversatz, ähnlich im Kleinsignal-Übertragungsverhalten. In der Großsignal-Messung fällt die Ausgangsleistung von T1 ab einer Frequenz von 14 GHz von 40 auf 30 W ab. Das Verhalten ist auch in der Verstärkung und Effizienz zu erkennen. Die Unterschiede der beiden Verstärker sind auf die Bonddraht-Toleranzen zurückzuführen. Die Load-Pull Konturen für eine Ausgangsleistung von 50 W sind, wie bereits in Abschnitt 3.2.2 diskutiert, sehr klein und dementsprechend sind die Bare-Dies sehr empfindlich auf Abweichungen von den optimalen Impedanzen.

Träger 3 weist erhebliche Abweichungen von der Simulation und den anderen Verstärkerpallets auf. Eine Ausgangsleistung von 35 W kann nur an der unteren Bandgrenze von

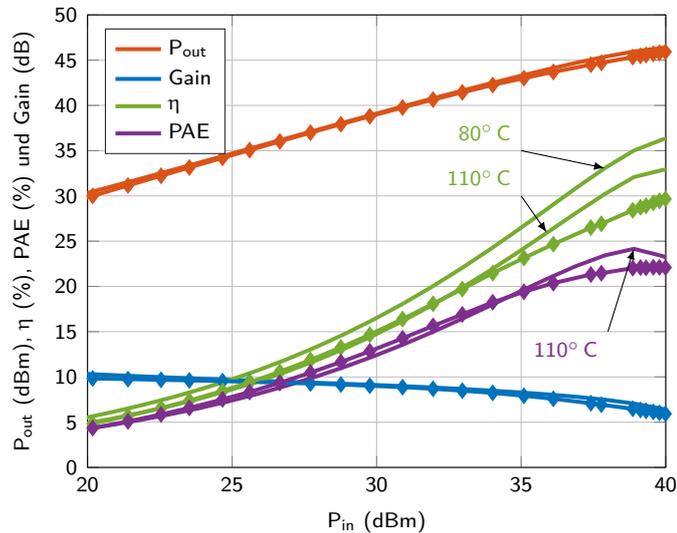


**Abbildung 4.27:** Großsignal-Messung von  $PA_{Ku50}$  (a) Ausgangsleistung, (b) Verstärkung, (c) Effizienz und (d) PAE ( $V_{DS} = 40 V$ ;  $I_q = 300 mA$ ).

13,75 GHz erzielt werden. Durch den Versatz zu hohen Frequenzen und die geringe Verstärkung von maximal 4 dB, konnte diese Endstufe nur bis zu einer Frequenz von 14 GHz vermessen werden. Die Abweichungen sind in den verkürzten Bonddrähten an Gate und Drain zu begründen. Das Verhalten konnte auch schon für die kleinere Verstärkervariante  $PA_{Ku10}$  in Abschnitt 4.3.1.1 festgestellt werden.

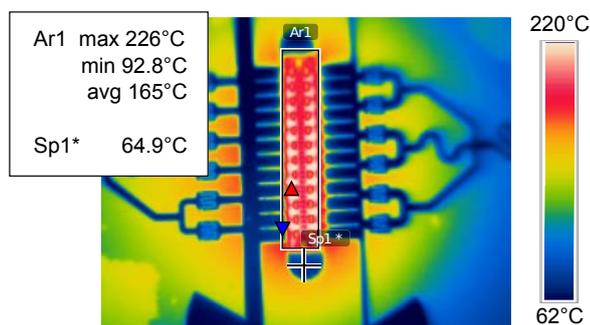
Weiterführende Untersuchungen beziehen sich auf Träger 2. Abbildung 4.28 stellt das Messergebnis im Vergleich zu der Simulation bei 14 GHz dar. Simulation und Messung weisen hier eine sehr gute Übereinstimmung auf. Lediglich die Effizienz weicht, wie auch schon bei  $PA_{Ku10}$ , um ca. 6% ab. Die thermische Sättigung des Devices ist in diesem Fall sehr prägnant. Anhand der Simulation konnte dieses Verhalten untersucht werden. Neben der ursprünglichen Simulation mit einer Flansch-Temperatur von 80°C ist auch die Effizienz

für  $110\text{ }^{\circ}\text{C}$  in Abbildung 4.28 aufgetragen. Es ist deutlich eine Verringerung erkennbar. Der Einfluss auf die Ausgangsleistung und Verstärkung ist nur sehr gering und wurde in der Grafik nicht eingetragen. Die schleichende Kompression in der Sättigung ist auch hier gut zu erkennen.



**Abbildung 4.28:** Großsignal-Messung (Symbole) im Vergleich zu der Simulation (Linie) von  $\text{PA}_{\text{Ku50}}$  (T2) über die Eingangsleistung ( $V_{DS} = 40\text{ V}$ ;  $I_q = 300\text{ mA}$ ).

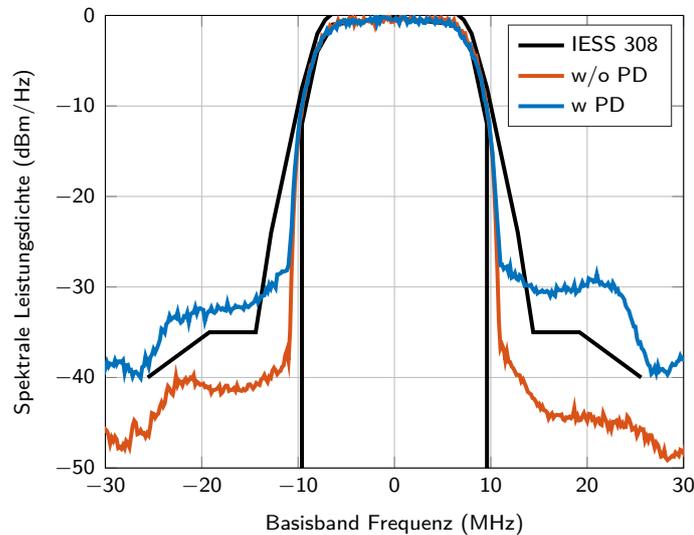
Das thermische Verhalten des Bare-Dies kann anhand von Messungen mit einer Infrarot-Kamera genauer analysiert werden. Abbildung 4.29 stellt die Temperatur des Transistors bei einer Ausgangsleistung von  $42\text{ W}$  bei einer Frequenz von  $14\text{ GHz}$  dar. Auf der Oberfläche sind enorme Temperaturwerte von maximal  $226\text{ }^{\circ}\text{C}$  zu verzeichnen. Nach Datenblattangaben ist hiermit bereits das Maximum erreicht, d. h. der Transistor ist thermisch gesättigt.



**Abbildung 4.29:** Infrarot-Messung der Bare-Die Temperatur von  $\text{PA}_{\text{Ku50}}$  für eine Ausgangsleistung von  $42\text{ W}$  bei  $14\text{ GHz}$ .

Modulierte Messungen mit einer  $20\text{ MHz}$  QPSK wurden zusätzlich durchgeführt. Das Ausgangsspektrum für  $30\text{ W}$  Durchschnittsleistung bei  $14,2\text{ GHz}$  ist in Abbildung 4.30

dargestellt. Ein Schulterabstand von ca.  $30 \text{ dBc}$  ist zu entnehmen. Ebenfalls ist das linearisierte Spektrum für dieselbe Ausgangsleistung dargestellt. Eine Verbesserung von  $10 \text{ dB}$  in Bezug auf das ACLR ist zu erkennen und damit kann der Intelsat Standard IESS-308 [IES] eingehalten werden. Diese Linearisierung setzt bei der in der modernen Satellitenkommunikation üblichen Zwischenfrequenz im L-Band an und basiert auf dem Chip SC1894 von Maxim Integrated [Int14]. Das Verfahren wird ausführlich in [MRB15] diskutiert. Dementsprechend muss das Ausgangssignal im Ku-Band in das L-Band umgesetzt und zu dem Linearisierer zurückgeführt werden. Eine bereits in einem Block-Up-Converter integrierte Lösung wurde in [MRV<sup>+</sup>17] vorgestellt.



**Abbildung 4.30:** Ausgangsspektrum der modulierten Messung von  $\text{PA}_{\text{Ku}50}$  (T2) mit und ohne Linearisierung ( $V_{DS} = 40 \text{ V}$ ;  $I_q = 300 \text{ mA}$ ) ( $RBW = 200 \text{ kHz}$ ;  $VBW = 10 \text{ MHz}$ ;  $300 \text{ ms}$  sweep time).

Das Verhalten über die Frequenz mit (w) und ohne (w/o) Linearisierung ist in Tabelle 4.3 gelistet. Eine Spitzenleistung von mehr als  $50 \text{ W}$  ist zu erkennen, das entspricht annähernd den Werten der Load-Pull Simulation unter Berücksichtigung der Verluste durch die Anpasstrukturen.

**Tabelle 4.3:** Messungen für  $\text{PA}_{\text{Ku}50}$  mit einer  $20 \text{ MHz}$  QPSK ( $\alpha = 0.35$ )

f (GHz)	$P_{\text{out,avg}}$ (W)	$P_{\text{out,peak}}$ (W)	$\eta$ (%)	ACPR (dBc)	EVM (%)
14	28	52	25	31	8,5
14,2	30	64	26,8	35	8,2
14,4	32	57	29	32	5,6
14,5	30	51	34,1	30	4,65

## Diskussion

Die gemessenen Verstärkereigenschaften von  $PA_{Ku50}$  entsprechen weitestgehend den gestellten Anforderungen. Eine Ausgangsleistung von  $>40 W$  mit einer Effizienz von ca. 30% für den CW-Betrieb konnten erreicht werden. Die geringe Verstärkung von  $5,5 dB$  resultiert in einer PAE von 20%. Die hohe Ausgangsleistung und geringe Fläche des Bare-Dies führen zu einer stark ausgeprägten thermischen Sättigung und mindert die Effizienz. Die Messung mit einem modulierten Signal in Form einer QPSK zeigen eine Spitzenleistung von  $>50 W$  und einer Effizienz von  $>25\%$ . Die thermische Belastung des Transistors sinkt im Vergleich zum CW-Betrieb. Folglich kann eine höhere Spitzenleistung erreicht werden.

Tabelle 4.4 vergleicht das Design  $PA_{Ku50}$  mit aktuellen Verstärkern ähnlicher Ausgangsleistung. Die entwickelte Verstärkerstufe stellt sich in Bezug auf Sättigungsleistung und PAE als konkurrenzfähig heraus. Herausstechend ist jedoch die wesentlich geringe Gate-Weite von  $14,4 mm$  in diesem Design. Das bereits im vorherigen Abschnitt vorgestellte MMIC [Wol19] nutzt mit  $12,3 mm$  annähernd die gleiche Gate-Weite und erzielt lediglich die Hälfte der Ausgangsleistung im CW-Betrieb.

Im Vergleich zu dem MIC-Design [IMK<sup>+</sup>14] wird die halbe Ausgangsleistung unter Anwendung der halben Gate-Weite erreicht. Die PA Eigenschaften sind somit recht ähnlich in Bezug auf die Leistung pro  $mm$ . Eine geringfügig höhere Bandbreite und um  $1 dB$  höhere Verstärkung sind jedoch zu entnehmen. Der Verstärker [NMU<sup>+</sup>12] nutzt ein sehr hochpermittives Substrat ( $\epsilon = 38$ ) und ist nach den Messungen zu urteilen nur auf  $14 GHz$  optimiert. Die Ausgangsleistung von  $100 W$  kann hier nur unter der Verwendung von  $38,4 mm$  Gate-Weite erzielt werden. Auskünfte über Verstärkung und Effizienz werden leider zurückgehalten.

Die Ergebnisse aus [YNN<sup>+</sup>11] in Bezug auf die Effizienz übersteigen das in dieser Arbeit entwickelte Design um 23%, bei annähernd gleicher Ausgangsleistung unter modulierten-/gepulsten Bedingung. Dieses Design ist augenscheinlich auf höchst mögliche Effizienz angepasst, wohingegen die Verstärker dieser Arbeit auf Leistung optimiert sind. Durch den Einsatz von  $20 mm$  Gate-Weite kann auch hier  $>50 W$  Ausgangsleistung erreicht werden.

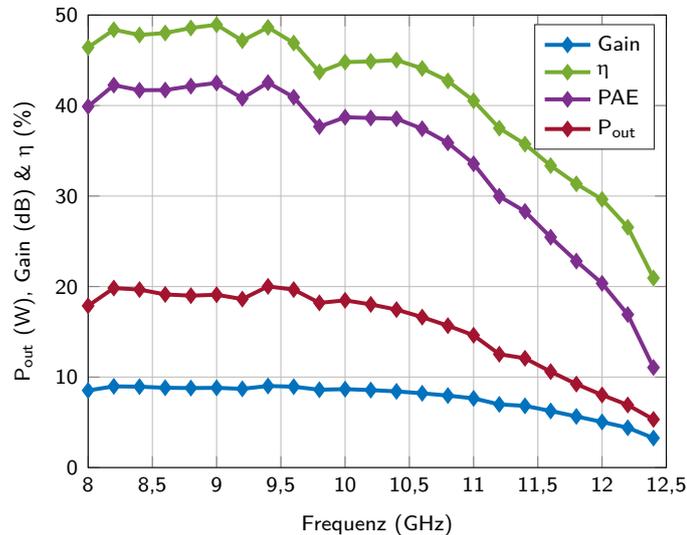
**Tabelle 4.4:** Vergleich von  $PA_{Ku50}$  zu State-of-the-Art PAs im Ku-Band

	$f_c$ (GHz)	FBW (%)	$P_{out}$ (W)	Gain (dB)	PAE (%)	Totale Gate-Weite komplett (mm)	PA (mm)
[Wol19] MMIC	14,1	5	25 (CW)	20	18	23,1	12,3
[YNN <sup>+</sup> 11] MIC	15	3,3	56 (Puls)	8	44	20	
[NMU <sup>+</sup> 12] MIC	14	-	100 (Puls)	-	-	38,4	
[IMK <sup>+</sup> 14] MIC	14,1	5	80 (CW)	4,5	22	28,8	
Diese Arbeit $PA_{Ku50}$	14	6	30 (avg*) >50 (peak*)	5,5	21	14,4	
[RMO <sup>+</sup> 16] MIC			$\approx 40$ (CW)		21		

\* 20 MHz QPSK, PAPR = 3,9 dB

### 4.3.2 X-Band Verstärker

Das Design  $PA_X$  wurde aufgrund des Einsatzgebietes in der Radar-Technik mit gepulsten Signalen vermessen. Die Pulslänge beträgt  $1 \mu s$  mit einer Pulsweite von  $100 ns$ , resultierend in 10% Duty-Cycle und 10 dB PAPR. Die thermische Belastung wird somit auf ein Minimum reduziert. Abbildung 4.31 stellt die Großsignal-Eigenschaften in Bezug auf die Frequenz dar. Aufgrund einer hohen Bruchrate konnte zu dem Zeitpunkt der Arbeit nur ein Verstärkerpallet gefertigt werden.

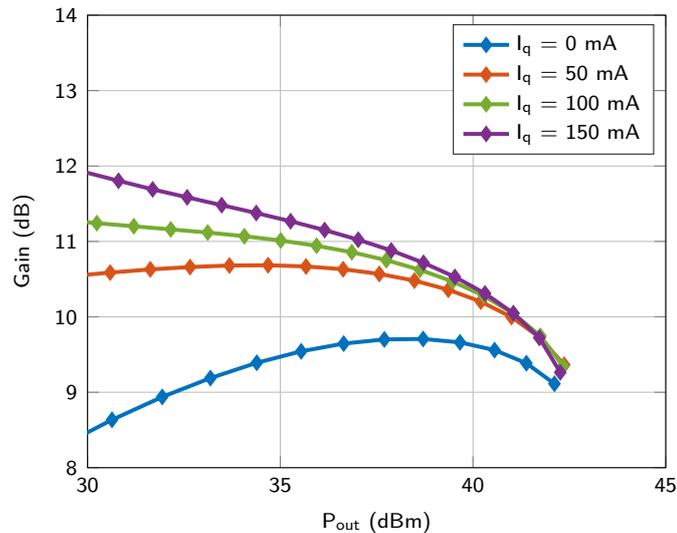


**Abbildung 4.31:** Großsignal-Messung von  $PA_X$  über die Frequenz bei einer Eingangsleistung von  $33 dBm$  ( $V_{DS} = 40 V$ ;  $I_q = 50 mA$ ).

Das gemessene Kleinsignal-Verhalten ist auch in der Großsignal-Analyse zu erkennen. In dem Frequenzbereich von 8 bis 11 GHz wird eine Ausgangsleistung zwischen 20 – 15 W

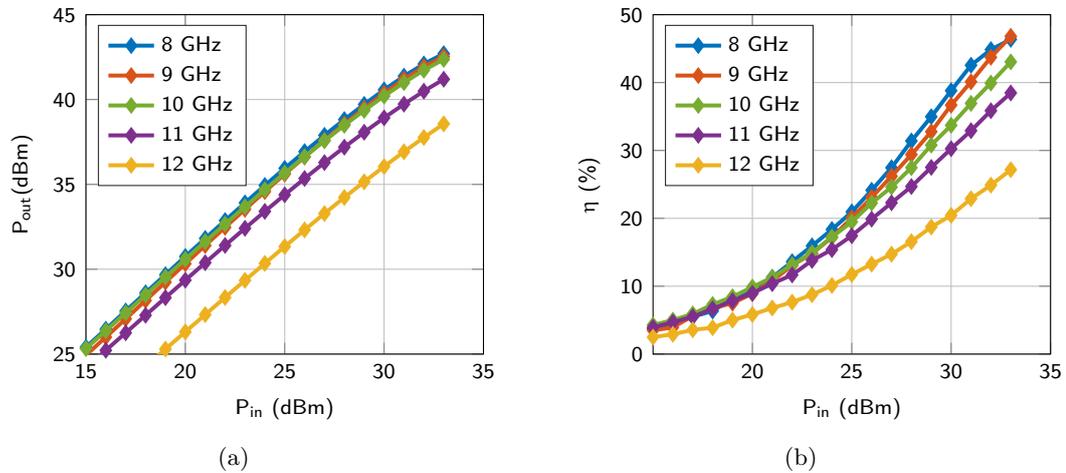
erreicht. Ein deutlicher Abfall ab  $11\text{ GHz}$ , der auch schon im Kleinsignal-Verhalten ersichtlich ist (Abschnitt 4.2.2), ist den Messungen zu entnehmen. Die Effizienz folgt demselben Verhalten, Werte zwischen 40% und 48% können erzielt werden. Die flache Verstärkung beträgt ca.  $9\text{ dB}$  in diesem Bereich und resultiert in einer PAE von  $>33\%$ .

Die Linearität wurde hinsichtlich des  $1\text{ dB}$ -Kompressionspunktes analysiert. Abbildung 4.32 stellt die Verstärkung in Abhängigkeit des Ruhestroms  $I_q = \{0; 50; 100; 150\}\text{ mA}$  über die Ausgangsleistung dar. Eine Abhängigkeit der Kleinsignal-Verstärkung von dem Arbeitspunkt wurde bereits in Abschnitt 2.3.2.2 erwähnt, mit abfallendem Stromflusswinkel werden Signale mit kleiner Amplitude nur gering (Klasse AB) oder gar nicht mehr (Klasse C) verstärkt. Die Sättigungsleistung variiert jedoch nur gering für einen Stromflusswinkel zwischen  $180^\circ$  und  $360^\circ$  (Abschnitt 2.4.1). Die höchste Leistung in  $P_{1\text{dB}}$  wird für einen Ruhestrom von  $50\text{ mA}$  erreicht, dieser beträgt hier ca.  $P_{1\text{dB}} = 18\text{ W}$ . Mit steigendem Ruhestrom muss der Verstärker in einen Punkt höherer Kompression betrieben werden, um diesen Leistungspegel zu erreichen. Ein Betrieb in Richtung Klasse B führt zu einem stark nichtlinearen Verhalten, die Kleinsignal-Verstärkung ist in diesem Fall geringer als die Sättigungs-Verstärkung.



**Abbildung 4.32:** Kompressionsverhalten von  $\text{PA}_X$  bei  $10\text{ GHz}$  ( $V_{DS} = 40\text{ V}$ ).

Die Ausgangsleistung über die Eingangsleistung für einen Ruhestrom von  $I_q = 50\text{ mA}$  ist in Abbildung 4.33(a) für die Frequenzen von  $8$  bis  $12\text{ GHz}$  aufgetragen. Es ist zu erkennen, dass der Verstärker für Frequenzen ab  $11\text{ GHz}$  noch nicht gesättigt ist, das Kompressionsverhalten ist nur andeutungsweise zu erkennen. Ein ähnliches Verhalten ist in der Effizienz zu beobachten (Abbildung 4.33(b)). In dem vorliegenden Messaufbau konnte jedoch nicht mehr Leistung generiert werden, um eine Sättigung zu erreichen. Der Versuch das Modul



**Abbildung 4.33:** Großsignal-Messung von  $PA_X$  (a) Ausgangsleistung und (b) Effizienz über die Eingangsleistung ( $V_{DS} = 40 V$ ;  $I_q = 50 mA$ ).

mit einer höheren Versorgungsspannung zu betreiben, um eine höhere Verstärkung und mehr Ausgangsleistung zu generieren, führte zu der Zerstörung des Transistors in dem hohen Frequenzbereich oberhalb von  $11 GHz$ . Als Ursache kann die hohe thermische Belastung aufgrund der geringen Effizienz aufgeführt werden.

## Diskussion

Das Verstärkermodul weist trotz eingeschränkter Eigenschaften im Vergleich zu der Simulation eine Ausgangsleistung von  $>15 W$  in einem Frequenzbereich von  $8 - 11 GHz$  auf. Der angestrebte Bereich bis  $12,4 GHz$  konnte aufgrund falscher Annahmen im Design-Prozess nicht erreicht werden. Dieses beziehen sich auf die Simulation einer elektrisch breiten Leitung für den angestrebten Frequenzbereich. Trotz gewissenhafter Analyse der Modenausbreitung und Stromdichteverteilung (Abschnitt 3.1) ist der Fehler auf die 2.5D Simulation zurückzuführen. Diese stellt das Verhalten breiter Strukturen nicht korrekt dar, der Parallelplattenmode wird nicht beachtet. Die 3D Simulation der Anpassnetzwerke konnte die Messung korrekt widerspiegeln.

Im Vergleich zu bereits veröffentlichten Verstärkerstufen werden dennoch vergleichbare Ergebnisse erzielt (Tabelle 4.5). Das entwickelte Design kann bei ähnlicher [KRQ<sup>+</sup>09] oder sogar geringerer [Wol17b] Gate-Weite eine vergleichbare Ausgangsleistung zu den MMIC Entwicklungen vorweisen. Die Verstärkung fällt aufgrund des einstufigen Designs geringer aus, jedoch ist die erzielte PAE von  $>34\%$  konkurrenzfähig. Aktuelle hybride Entwicklung hinsichtlich der hohen Bandbreite und Ausgangsleistung sehr rar. Bei dem

zum Vergleich herangezogenen MIC Design [SP12] handelt es sich um Klasse-F<sup>-1</sup> Verstärker, dieser weist prinzipbedingt eine höhere Effizienz als die klassischen Verstärkerklassen auf. Die Ausgangsleistung von mehr als 10 W bei 2,5 mm Gate-Weite ist mit der Erhöhung der Versorgungsspannung von 28 V auf 35 V zu begründen. Im gleichen Zug bewirkt dieses Vorgehen eine Steigerung der Ausgangsimpedanzen, jedoch sinkt die Anzahl der Betriebsstunden, bzw. die Betriebszuverlässigkeit, laut Angaben des Herstellers in diesem Zusammenhang.

**Tabelle 4.5:** Vergleich von PA<sub>X</sub> zu State-of-the-Art PAs im X-band

	$f_c$ (GHz)	FBW (%)	P <sub>out</sub> (W)	Gain (dB)	PAE (%)	Totale Gate-Weite komplett   PA (mm)   (mm)	
[Wol17b] MMIC	9,5	31	35 (Puls)	16	>34	16,5	12,3
[Qor16a] MMIC	9,5	31	25 (Puls)	26	37	—	—
[KRQ <sup>+</sup> 09] MMIC	10	30	>17 (Puls)	15	>35	6	4
[SP12] MIC	10	40	12,5 (CW)	8	>50	2,5	
Diese Arbeit PA <sub>X</sub> MIC	9,5	31	15 – 20 (Puls)	9	>34	4,8	

## 5 Zusammenfassung

Diese Dissertation beschäftigte sich mit der Entwicklung und Realisierung hochfrequenter Leistungsverstärker auf Basis von Gallium-Nitrid HEMTs der Firma Wolfspeed. In der hybriden Realisierung wurden die Bare-Dies *CGHV1J006D*, *CGHV1J025D* und *CGHV1J070D* gewissenhaft in Bezug auf deren elektrischen Eigenschaften untersucht. Die enorm geringen Quell- und Lastimpedanzen der Transistoren für hohe Frequenzen stellen eine Herausforderung in der Entwicklung der Verstärkerstufen dar. Die Anpasstrukturen wurden auf einem Keramiksubstrat ( $Al_2O_3$ ) umgesetzt. Dabei wurde auf konventionelle Techniken in der Anfangsphase der Entwicklung zurückgegriffen. Zwei Ansätze wurden hierbei verfolgt, zum einen verteilte Anpasstrukturen in Kombination mit dem Bus-Bar-Combiner. Die Grundlage dieser Struktur stellt die  $\lambda/4$ -Impedanztransformation dar. Diese Technik stellt jedem Transistorpad eine separate Zuführungsleitung bereit, um eine homogene Wellenausbreitung und damit Aussteuerung der Einheitszellen zu gewährleisten.

Aufgrund einer maximalen relativen Bandbreite von 20% des Bus-Bar-Combiner, wurden hierbei zwei Verstärkerstufen mit einer Sättigungsleistung von 18 W und 50 W in dem Frequenzbereich von 13,75 – 14,5 GHz entwickelt. Eine dritte breitbandige Verstärkerstufe von 8,2 bis 12,4 GHz wurde mit einem anderen Ansatz entwickelt. Hierbei wird, sowohl ein- und ausgangseitig, eine dreistufige Tschebyscheff Tiefpassfilterstruktur verwendet. Die Bonddrahtinduktivitäten zwischen Substrat und Transistor erschweren die breitbandige Transformation  $50\ \Omega$  auf die Transistorebene. Eine Kompensation dieser Induktivität konnte mit gekoppelten Leistungsstrukturen, bzw. Interdigital-Kapazitäten, erreicht werden.

Hauptaugenmerk der Dissertation lag jedoch in der technischen Realisierung der hybriden Verstärkerstufen. Die Bare-Dies müssen präzise auf dem Cu/Mo/Cu Flansch positioniert werden. Ein Verschwimmen der Transistoren konnte durch Lasermarkierungen auf dem Flansch vorgebeugt werden. Diese Markierungen unterliegen jedoch prozessbedingt gewissen Toleranzen, aus diesem Grund müssen alle bearbeiteten Flansche einer visuellen Kontrolle unterzogen werden. Die endgültige Fixierung der Bare-Dies erfolgt mittels eines Gold-Zinn-Lots (AuSn) mit 25  $\mu m$  Dicke, um den thermischen Übergangswiderstand so

gering wie möglich zu halten. Eine Analyse der Lötstellen konnte durch Röntgenbilder der Transistoren evaluiert werden. Eine geringe Ausbildung von Luftporen ist hierbei festzuhalten, jedoch wurden diese aufgrund der geringen Ausmaße als unproblematisch eingestuft.

In einem zweiten Prozessschritt wurden die Substrate mittels leitfähigem Kleber fixiert, dieses Vorgehen resultierte jedoch in einem Übergangswiderstand zwischen Substrat und Transistor. Die Messergebnisse wiesen hierdurch einen Frequenzversatz und eine Verminderung der Verstärkung auf. Nach ausführlichen Analysen mittels der 3D-Simulationssoftware CST wurde eine Alternative Technologie für die Fixierung der Substrate entwickelt.

Analytische und simulative Untersuchungen haben ergeben, dass derzeit kein elektrisch-leitfähiger Kleber den Anforderungen eines niederohmigen Übergangswiderstand gerecht wird. Aus diesem Grund wurde ein zweistufiger Lötprozess entwickelt, um ein gleichmäßiges Benetzungsverhalten zu gewährleisten. Eine weitere Anforderung an diesen Prozess ist, dass die Preform der Transistoren nicht aufschmelzen soll, d. h. eine Prozess-temperatur von  $300^\circ C$  darf nicht überschritten werden. Des Weiteren muss das Lot während der Verbindungstechnik zwischen Substrat und Bare-Dies in einem festen Zustand bleiben und darf sich nicht bei  $130^\circ C$  verflüssigen. Die Auswahl ist somit auf ein zum 100% auf Indium basierten Lots begrenzt. Die gleichmäßige Benetzung wurde ausführlich untersucht und konnte mit einem zweistufigen Prozess und der Aktivierung des Trägers mittels Ameisensäure ( $HCOOH$ ) erreicht werden. In der Kontrolle der Röntgenbilder ließen sich keine Lunker feststellen. Zusammenfassen ist ein drei-stufiger Prozess notwendig, um die Fixierung von Substrat und Bare-Die zu garantieren und einen niederohmigen Übergangswiderstand zwischen diesen beiden zu realisieren.

Die dargestellten Messergebnisse der drei entwickelten Verstärkerstufen  $PA_{Ku10}$ ,  $PA_{Ku50}$  und  $PA_X$  bestätigen den erfolgreichen Aufbau. Das gemessene Übertragungsverhalten, sowohl Klein- als auch Großsignal, für die Ku-Band Devices stimmt hervorragend mit den Simulationsergebnissen überein. Eine Ausgangsleistung von  $18 W$  und  $50 W$  und eine Effizienz von mehr als 30% wurde erreicht. Die geringe Verstärkung von  $6 dB$  resultiert in einer Power-Added-Efficiency von mindestens 22% in dem Frequenzbereich von  $13,75 - 14,5 GHz$ .

Die Messergebnisse des  $PA_X$  wiesen anfänglich hohe Abweichungen zu der Simulation auf. Diese sind auf die 2D-Simulation der Anpassnetzwerke zurückzuführen, die in ADS integrierte Momentenmethode zur Lösung der komplexen Feldgleichungen berücksichtigt nicht die Ausbreitung des Parallelplatten-Modes unter einer breiten Mikrostreifenleitung. Resultierend spiegelt die simulierte Stromdichteverteilung nicht die Realität wider und die

Einheitszellen des Transistors werden nicht gleichmäßig angesteuert. Das Übertragungsverhalten liegt zwar im Frequenzband von  $8,2 - 12,4 \text{ GHz}$ , jedoch ist ein konstanter Abfall der Verstärkung festzustellen. Das Problem konnte mit der 3D-Software EMpro nachempfunden werden. Eine Verbesserung wurde durch die Änderung der Verbindungstechnik von Wedge-Bonds auf Flachbandverbindung mit  $100 \mu\text{m}$  Breite erzielt. In dem Frequenzband von  $8 - 11 \text{ GHz}$  wird somit eine Sättigungsleistung zwischen  $20$  und  $15 \text{ W}$  erreicht. Die Effizienz und PAE beläuft sich auf mehr als  $40$ , bzw.  $34\%$  bei einer Verstärkung von  $9 \text{ dB}$ .

Zusammenfassend wurde in dieser Arbeit ein reproduzierbarer Prozess für die Fertigung und den Aufbau hochfrequenter Verstärkerstufen erarbeitet. Die Ergebnisse der Technologie wurden anhand von drei Devices unterschiedlicher Leistungsklassen und Frequenz evaluiert. Die verschiedenen Ansätze in der Verstärkerentwicklung geben ebenfalls Aufschluss über die Probleme der Anwendung einer breiten Mikrostreifenleitung und der damit verbundenen ungleichmäßigen Stromdichteverteilung. Eine Alternative hierzu stellen verteilte Anpassstrukturen, speziell die Bus-Bar, dar.

---

# Literaturverzeichnis

- [Aic12] Aichele, David: *Emerging Market Opportunities for GaN*. <http://www.microwavejournal.com/ext/resources/pdf-downloads/IMS/GaN-Panel-session-RFMD.pdf>. Version: 2012
- [Alb11] Albach, M.: *Elektrotechnik*. Pearson Studium, 2011 (Always learning). – ISBN 9783868940817
- [AZRB16] Arnous, M. T.; Zhang, Z.; Rautschke, F.; Boeck, G.: Multi-octave GaN high power amplifier using planar transmission line transformer. In: *2016 46th European Microwave Conference (EuMC)*, 2016, S. 580–583
- [Bah03] Bahl, I. J.: *Lumped Elements for RF and Microwave Circuits*. Artech House, 2003
- [Bah09] Bahl, I.: *Fundamentals of RF and Microwave Transistor Amplifiers*. Wiley, 2009. – ISBN 9780470391662
- [BGB79] Bahl, K. C.; Garg, R.; Bahl, I. J.: *Microstriplines and Slotlines*. Artech House, 1979
- [Bun16] Bundesnetzagentur: *Frequenzplan*. [https://www.bundesnetzagentur.de/SharedDocs/Downloads/DE/Sachgebiete/Telekommunikation/Unternehmen\\_Institutionen/Frequenzen/Frequenzplan.pdf?\\_\\_blob=publicationFile&v=8](https://www.bundesnetzagentur.de/SharedDocs/Downloads/DE/Sachgebiete/Telekommunikation/Unternehmen_Institutionen/Frequenzen/Frequenzplan.pdf?__blob=publicationFile&v=8). Version: 2016. – April
- [Bö12] Böck, Prof. Dr.-Ing. G.: *Skript zur Vorlesung Hochfrequenz-Elektronik II 'Schaltungen'*. 2012. – 7. Auflage
- [Bö14] Böck, Prof. Dr.-Ing. G.: *Skript zur Vorlesung Aktive Hochfrequenzbauelemente*. 2014. – 8. Auflage
- [CFW16] Custer, J.; Formicone, G.; Walker, J. L. B.: Recent advances in kW-level pulsed GaN transistors with very high efficiency. In: *2016 21st International Conference on Microwave, Radar and Wireless Communications (MIKON)*, 2016, S. 1–4
- [Cri06] Cripps, S.C.: *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*. Artech House, 2006 (Artech House microwave library). – ISBN 9781596930186
- [Des11] Designs, Resin: *TECHFILM PRODUCT LINE Adhesive Films and Pre-forms*. <http://www.assemblyanswers.com/resources/TDS---Film-Adhesives/E2214F.pdf>. Version: 2011

- [Elb14] Elbert, Bruce: *The Satellite Communication Ground Segment and Earth Station Handbook*. Artech House, 2014. – ISBN 9781608076734
- [GBTB11] Gruner, D.; Bathich, K.; Tanany, A. A.; Boeck, G.: Harmonically tuned GaN-HEMT Doherty power amplifier for 6 GHz applications. In: *2011 6th European Microwave Integrated Circuit Conference*, 2011, S. 112–115
- [GP91] Goldfarb, M. E.; Pucel, R. A.: Modeling via hole grounds in microstrip. In: *IEEE Microwave and Guided Wave Letters* 1 (1991), June, Nr. 6, S. 135–137. <http://dx.doi.org/10.1109/75.91090>. – DOI 10.1109/75.91090. – ISSN 1051–8207
- [GSF12] Grebennikov, Andrei; Sokal, Nathan O.; Franco, Marc J.: *Switchmode RF and Microwave Power Amplifiers*. 2. Academic Press, 2012
- [HB75] Hammerstad, E. O.; Bekkadal, F.: *Microstrip Handbook*. 1. Electronics Research Laboratory, University of Trondheim, Norwegian Institute of Technology, 1975
- [Heu03] Heuermann, H.: GSOLT: the calibration procedure for all multi-port vector network analyzers. In: *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2003* Bd. 3, 2003. – ISSN 0149–645X, S. 1815–1818 vol.3
- [HL09] Hans Lüth, Harald I.: *Festkörperphysik: Einführung in die Grundlagen*. 7. Springer Verlag, 2009
- [IEE03] IEEE Standard Letter Designations for Radar-Frequency Bands. In: *IEEE Std 521-2002 (Revision of IEEE Std 521-1984)* (2003), S. 1–3. <http://dx.doi.org/10.1109/IEEESTD.2003.94224>. – DOI 10.1109/IEEESTD.2003.94224
- [IES] *Intelsat Earth Station Standards IESS-308 (Rev. 11)*. <http://www.intelsat.com/wp-content/uploads/2017/03/IESS-308E11.pdf>
- [IMK<sup>+</sup>14] Imai, Shohei; Maehara, Hiroaki; Koyanagi, Motoyoshi; Ohtsuka, Hiroshi; Ohta, Akira; Yamanaka, Koji; Inoue, Akira; Fukmoto, Hiroshi: An 80-W packaged GaN high power amplifier for CW operation in the 13.75-14.5 GHz band. In: *Microwave Symposium (IMS), 2014 IEEE MTT-S International*, 2014
- [Inc12] Inc., Cree: *Large Signal Modeling Tutorial V3 and V4 Models*. 2012. – Rev. 1
- [Inc15] Inc., Cree: *AuSn Die Attach*. <http://www.clarke.com.au/pdf/market-segments/Cree%20Wireless%20Appnote%202.pdf>. Version: 2015
- [Int14] Integrated, Maxim: *225MHz to 3800MHz RF Power Amplifier Linearizer (RFPAL)*. <https://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/SC1894.pdf>. Version: 2014. – Rev. 0.4
- [Key14] Keysight: *Precise Evaluation of Input, Output, and Reverse Transfer Capacitances of Power Devices*. <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5992-0207EN.pdf>. Version: 2014

- [KKK<sup>+</sup>14] Kanaya, Koh; Kunihiro, Sato; Koyanagi, Motoyoshi; Koyama, Hidetoshi; Tsujioka, Kosaku; Ohta, Akira; Inoue, Akira; Hirano, Yoshihito: A Ku-band 20 W GaN-MMIC amplifier with built-in linearizer. In: *IEEE MTT-S Int. Micro. Symp. Dig.*, 2014, S. 1–4
- [KMCS90] Ky, H. D.; Meszaros, S.; Cuhaci, M.; Syrett, B.: Physical Lumped Modelling of Thin-Film MIM Capacitors. In: *1990 20th European Microwave Conference Bd. 2*, 1990, S. 1269–1275
- [KMRB16] Konc, O.; Maassen, D.; Rautschke, F.; Boeck, G.: Wideband substrate integrated waveguide Ku-band coupler. In: *2016 21st International Conference on Microwave, Radar and Wireless Communications (MIKON)*, 2016, S. 1–4
- [Kom05] Kompa, Günter: *Practical Microstrip Design and Applications*. 1. Artech House, 2005
- [KRQ<sup>+</sup>09] Kuhn, J.; Raay, F. van; Quay, R.; Kiefer, R.; Maier, T.; Stibal, R.; Mikulla, M.; Seelmann-Eggebert, M.; Bronner, W.; Schlechtweg, M.; Ambacher, O.; Thumm, M.: Design of highly-efficient GaN X-band-power-amplifier MMICs. In: *2009 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2009. – ISSN 0149–645X, S. 661–664
- [KSP<sup>+</sup>05] Khan, M.A.; Simin, G.; Pytel, S.G.; Monti, A.; Santi, E.; Hudgins, J.L.: New Developments in Gallium Nitride and the Impact on Power Electronics. In: *Power Electronics Specialists Conference PESC '05. IEEE 36th (June 2005)*, S. 15–26
- [Lab13] Laboratories, Dielectric: *High-K Ceramic Substrates/Shims/Standoffs/Heat Sinks*. <http://www.knowledscapacitors.com/File%20Library/Dilabs/English/GlobalNavigation/Resources/Catalogs/OtherThinFilm/Substrate-Jan2013.pdf>. Version: 2013. – Januar
- [LCP<sup>+</sup>12] Luo, W.J.; Chen, X.J.; Pang, L.; Yuan, T.T.; Liu, X.Y.: A 22W Ku band power amplifier based on internal-matched 6mm GaN HEMTs single chip. In: *Microwave and Millimeter Wave Circuits and System Technology (MMWCST), 2012 International Workshop on*, 2012, S. 1–4
- [Mar97] Marsh, S. P.: MMIC power splitting and combining techniques. In: *Design of RFIC's and MMIC's (Ref. No. 1997/391), IEE Tutorial Colloquium on*, 1997, S. 6/1–6/7
- [Mat64] Matthaei, G. L.: Tables of Chebyshev impedance-transforming networks of low-pass filter form. In: *Proceedings of the IEEE* 52 (1964), Aug, Nr. 8, S. 939–963. <http://dx.doi.org/10.1109/PROC.1964.3185>. – DOI 10.1109/PROC.1964.3185. – ISSN 0018–9219
- [Mic10] Microtech, Cascade: *High-Frequency Wafer Probe (40 GHz)*. [https://www.cascademicrotech.com/files/ZProbe40\\_SS\\_0310b.pdf](https://www.cascademicrotech.com/files/ZProbe40_SS_0310b.pdf). Version: 2010
- [Mic17] Microtech, Cascade: *CSR Cal Substrates*. <https://www.cascademicrotech.com/products/calibration-tools/csr-cal-substrates>. Version: 2017

- [MLSD99a] Marsh, S. P.; Lau, D. K. Y.; Sloan, R.; Davis, L. E.: DESIGN AND ANALYSIS OF AN X-BAND MMIC 'BUS-BAR' POWER COMBINER. In: *Proc. IEEE EDMO Symp.* (1999), S. 164 – 169
- [MLSD99b] Marsh, S. P.; Lau, D. K. Y.; Sloan, R.; Davis, L. E.: Design and analysis of an X-band MMIC 'bus-bar' power combiner. In: *1999 Symposium on High Performance Electron Devices for Microwave and Optoelectronic Applications. EDMO (Cat. No.99TH8401)*, 1999, S. 164–169
- [Mor09] Morkoç, Hadis: *Handbook of Nitride Semiconductors and Devices*. Wiley-VCH Verlag GmbH & Co. KGaA, 2009. <http://dx.doi.org/10.1002/9783527628445.ch3>. <http://dx.doi.org/10.1002/9783527628445.ch3>. – ISBN 9783527628445
- [MRB15] Maassen, D.; Rautschke, F.; Boeck, G.: IF predistortion in the block upconversion path for modern satcom applications in the Ku-Band. In: *2015 European Microwave Conference (EuMC)*, 2015, S. 80–83
- [MRB16] Maassen, D.; Rautschke, F.; Boeck, G.: Design and comparison of various coupled line Tx-filters for a Ku-band block upconverter. In: *2016 German Microwave Conference (GeMiC)*, 2016, S. 225–228
- [MRHB16] Maassen, D.; Rautschke, F.; Huellen, T.; Boeck, G.: A 12-W GaN-HEMT power amplifier for Ku-band satellite communication. In: *2016 21st International Conference on Microwave, Radar and Wireless Communications (MIKON)*, 2016, S. 1–4
- [MRV<sup>+</sup>17] Maassen, D.; Rautschke, F.; Vehring, S.; Barbin, S.; Boeck, G.: Ku-band hybrid GaN block upconverter for very small aperture terminals. In: *2017 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, 2017, S. 1–4
- [MSPB13] Maaßen, D.; Schreiber, C.; Preis, S.; Boeck, G.: An efficient technique to optimize the large signal performance of GaN-HEMT pas using a pre-matched load pull setup. In: *Workshop on Compound Semiconductor Devices and Integrated Circuits*, 2013, S. 29–30
- [NMU<sup>+</sup>12] Noto, H.; Maehara, H.; Uchida, H.; Koyanagi, M.; Utsumi, H.; Nishihara, J.; Otsuka, H.; Yamanaka, K.; Nakayama, M.; Hirano, Y.: X- and Ku-band Internally Matched GaN Amplifiers with more than 100W output power. In: *Microwave Conference (EuMC), 2012 42nd European*, 2012
- [NMZB15] Nghe, C. T.; Maassen, D.; Zimmer, G.; Boeck, G.: Wideband two-stage 50W GaN-HEMT power amplifier. In: *2015 German Microwave Conference*, 2015. – ISSN 2167–8022, S. 17–20
- [NTJ<sup>+</sup>12] Nazarian, A. L.; Tiemeijer, L. F.; John, D. L.; Steenwijk, J. A.; Langen, M. de; Pijper, R. M. T.: A Physics-Based Causal Bond-Wire Model for RF Applications. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 60 (2012), Dec,

- Nr. 12, S. 3683–3692. <http://dx.doi.org/10.1109/TMTT.2012.2217983>. – DOI 10.1109/TMTT.2012.2217983. – ISSN 0018–9480
- [PHRP89] Pantoja, R. R.; Howes, M. J.; Richardson, J. R.; Pollard, R. D.: Improved calibration and measurement of the scattering parameters of microwave integrated circuits. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 37 (1989), Nov, Nr. 11, S. 1675–1680. <http://dx.doi.org/10.1109/22.41030>. – DOI 10.1109/22.41030. – ISSN 0018–9480
- [Poz11] Pozar, David M.: *Microwave Engineering*. 4. John Wiley & Sons, 2011
- [PWM<sup>+</sup>12] Pengelly, R. S.; Wood, S. M.; Milligan, J. W.; Sheppard, S. T.; Pribble, W. L.: A Review of GaN on SiC High Electron-Mobility Power Transistors and MMICs. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 60 (2012), June, Nr. 6, S. 1764–1783. <http://dx.doi.org/10.1109/TMTT.2012.2187535>. – DOI 10.1109/TMTT.2012.2187535. – ISSN 0018–9480
- [Qor15] Qorvo: *TTGA2239-CP Datasheet*. <http://www.qorvo.com/products/d/da003975>. Version: 2015. – Rev. B
- [Qor16a] Qorvo: *QPA1011D Datasheet*. <http://www.qorvo.com/products/d/da006022>. Version: 2016. – Rev. C
- [Qor16b] Qorvo: *TGF2023-2-01 Datasheet*. <http://www.qorvo.com/products/d/da004845>. Version: 2016. – Rev. D
- [Qor16c] Qorvo: *TGF2023-2-02 Datasheet*. <http://www.qorvo.com/products/d/da004848>. Version: 2016. – Rev. D
- [Qor16d] Qorvo: *TGF2023-2-05 Datasheet*. <http://www.qorvo.com/products/d/da004851>. Version: 2016. – Rev. D
- [Qor16e] Qorvo: *TGF2023-2-10 Datasheet*. <http://www.qorvo.com/products/d/da004854>. Version: 2016. – Rev. D
- [Qor16f] Qorvo: *TGF2023-2-20 Datasheet*. <http://www.qorvo.com/products/d/da004857>. Version: 2016. – Rev. D
- [Qua08] Quay, Rüdiger: *Gallium Nitride Electronics*. 1. Springer Verlag, 2008
- [Rai91] Raicu, D.: Universal taper for compensation of step discontinuities in microstrip lines. In: *IEEE Microwave and Guided Wave Letters* 1 (1991), Sept, Nr. 9, S. 249–251. <http://dx.doi.org/10.1109/75.84603>. – DOI 10.1109/75.84603. – ISSN 1051–8207
- [RFR11] Rudolph, M.; Fager, C.; Root, D.E.: *Nonlinear Transistor Model Parameter Extraction Techniques*. Cambridge University Press, 2011 (The Cambridge RF and Microwave Engineering Series). – ISBN 9780521762106

- [RMD<sup>+</sup>18] Rautschke, Felix; May, Stefan; Drews, Sebastian; Maassen, Daniel; Boeck, Georg: Octave bandwidth S- and C-band GaN-HEMT power amplifiers for future 5G communication. In: *International Journal of Microwave and Wireless Technologies* (2018). <http://dx.doi.org/10.1017/S1759078718000922>. – DOI 10.1017/S1759078718000922
- [RMKB16] Rautschke, F.; Maassen, D.; Konc, O.; Boeck, G.: Comparison of conventional and substrate integrated waveguide filters for satellite communication. In: *2016 IEEE MTT-S International Wireless Symposium (IWS)*, 2016, S. 1–4
- [RMO<sup>+</sup>16] Rautschke, F.; Maassen, D.; Ohnimus, F.; Schenk, L.; Dalisda, U.; Boeck, G.: A hybrid 50-W GaN-HEMT Ku-band power amplifier. In: *2016 46th European Microwave Conference (EuMC)*, 2016, S. 1079–1082
- [SMB14] Saad, P.; Maassen, D.; Boeck, G.: Efficient and wideband two-stage 100W GaN-HEMT power amplifier. In: *2014 44th European Microwave Conference*, 2014, S. 1281–1284
- [SP12] Stameroff, A.; Pham, Anh-Vu: Wide bandwidth inverse class F power amplifier with novel balun harmonic matching network. (2012), June, S. 1–3. <http://dx.doi.org/10.1109/MWSYM.2012.6259742>. – DOI 10.1109/MWSYM.2012.6259742. – ISSN 0149–645X
- [TSR<sup>+</sup>15] Tang, Y.; Shinohara, K.; Regan, D.; Corrion, A.; Brown, D.; Wong, J.; Schmitz, A.; Fung, H.; Kim, S.; Micovic, M.: Ultrahigh-Speed GaN High-Electron-Mobility Transistors With  $f_T/f_{\max}$  of 454/444 GHz. In: *IEEE Electron Device Letters* 36 (2015), June, Nr. 6, S. 549–551. <http://dx.doi.org/10.1109/LED.2015.2421311>. – DOI 10.1109/LED.2015.2421311. – ISSN 0741–3106
- [VPR05] Vendelin, George D.; Pavio, Anthony M.; Rohde, Ulrich L.: *Microwave Circuit Design using Linear and Nonlinear Techniques*. 2. John Wiley & Sons, 2005
- [Whe42] Wheeler, H. A.: Formulas for the Skin Effect. In: *Proceedings of the IRE* 30 (1942), Sept, Nr. 9, S. 412–424. <http://dx.doi.org/10.1109/JRPROC.1942.232015>. – DOI 10.1109/JRPROC.1942.232015. – ISSN 0096–8390
- [Wol15a] Wolfspeed: *CGHV1J006D Datasheet*. <http://www.wolfspeed.com/downloads/dl/file/id/411/product/129/cghv1j006d.pdf>. Version: 2015. – Rev. 0.6
- [Wol15b] Wolfspeed: *CGHV1J025D Datasheet*. <http://www.wolfspeed.com/downloads/dl/file/id/415/product/130/cghv1j025d.pdf>. Version: 2015. – Rev. 0.6
- [Wol17a] Wolfspeed: *CGHV1J070D Datasheet*. <http://www.wolfspeed.com/downloads/dl/file/id/418/product/131/cghv1j070d.pdf>. Version: 2017. – Rev. 1.0
- [Wol17b] Wolfspeed: *CMPA801B025 Datasheet*. <http://www.wolfspeed.com/downloads/dl/file/id/471/product/178/mpa801b025.pdf>. Version: 2017. – Rev. 4.0
- [Wol19] Wolfspeed: *CMPA1D1E025F Datasheet*. <https://www.wolfspeed.com/media/downloads/478/CMPA1D1E025F.pdf>. Version: 2019. – Rev. 3.3

- [YNN<sup>+</sup>11] Yamauchi, Kazuhisa; Noto, Hifumi; Nonomura, Hroyuki; Kunugi, Satoshi; Nakayama, Masatoshi; Hirano, Yoshihito: A 45% Power Added Efficiency, Ku-band 60 W GaN Power Amplifier. In: *Microwave Symposium Digest (MTT), 2011 IEEE MTT-S International*, 2011

# Veröffentlichungen

## Journal

Felix Rautschke, Stefan May, Sebastian Drews, Daniel Maassen, Georg Boeck: Octave bandwidth S- and C-band GaN-HEMT power amplifiers for future 5G communication. In: *International Journal of Microwave and Wireless Technologies 10.5-6*, S. 737–743, Cambridge University Press, 2018.

Mhd Tareq Arnous, Zihui Zhang, Felix Rautschke, Georg Boeck: Multi-Octave bandwidth, 100 W GaN power amplifier using planar transmission line transformer. In: *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, S. 1–9, Cambridge University Press, 2017.

D. Maassen, F. Rautschke, F. Ohnimus, L. Schenk, U. Dalisda, G. Boeck: 70W GaN-HEMT Ku-Band Power Amplifier in MIC Technology. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques 65.4*, S.1272–1283, 2017.

## Konferenz

Felix Rautschke, Daniel Maassen, Soenke Vehring, Georg Boeck: A hybrid two stage 20-W GaN HEMT Ku-band power amplifier for very small aperture terminals. In: *International Microwave and Radar Conference (MIKON)*, 2018.

Daniel Maassen, Felix Rautschke, Georg Boeck: A 50 W wideband hybrid Ku-band GaN-HEMT power amplifier for satellite communication. In: *German Microwave Conference (GeMiC)*, 2018.

Sebastian Drews, Felix Rautschke, Daniel Maassen, Chi Thanh Nghe, G. Boeck: A 10 W S-Band Power Amplifier for Future 5G Communication. In: *European Microwave Conference (EuMC)*, 2017.

- Stefan May, Daniel Maassen, F. Rautschke, G. Boeck: Two Stage 4 – 8 GHz, 5 W GaN-HEMT Amplifier. In: *European Microwave Conference (EuMC)*, 2017.
- Chi Thanh Nghe, F. Rautschke, G. Boeck: Performance Optimization of Capacitively Compensated Directional Couplers. In: *European Microwave Conference (EuMC)*, 2017.
- Daniel Maassen, Felix Rautschke, Soenke Vehring, Sivio Barbin, G. Boeck: Ku-Band Hybrid GaN Block Upconverter for Very Small Aperture Terminals. In: *SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, 2017.
- F. Rautschke, D. Maassen, F. Ohnimus, L. Schenk, U. Dalisda, G. Boeck: A hybrid 50-W GaN-HEMT Ku-band power amplifier. In: *European Microwave Conference (EuMC)*, 2016.
- M. T. Arnous, Z. Zhang, F. Rautschke, G. Boeck: Multi-octave GaN high power amplifier using planar transmission line transformer. In: *European Microwave Conference (EuMC)*, 2016.
- O. Konc, D. Maassen, F. Rautschke, G. Boeck: Wideband substrate integrated waveguide Ku-band coupler. In: *International Conference on Microwave, Radar and Wireless Communications (MIKON)*, 2016.
- D. Maassen, F. Rautschke, G. Boeck: Design and comparison of various coupled line Tx-filters for a Ku-band block upconverter. In: *German Microwave Conference (GeMiC)*, 2016.
- D. Maassen, F. Rautschke, T. Huellen, G. Boeck: A 12-W GaN-HEMT power amplifier for Ku-band satellite communication. In: *International Conference on Microwave, Radar and Wireless Communications (MIKON)*, 2016.
- F. Rautschke, D. Maassen, O. Konc, G. Boeck: Comparison of conventional and substrate integrated waveguide filters for satellite communication. In: *IEEE MTT-S International Wireless Symposium (IWS)*, 2016.
- D. Maassen, F. Rautschke, G. Boeck: IF predistortion in the block upconversion path for modern satcom applications in the Ku-Band. In: *European Microwave Conference (EuMC)*, 2015.
- Zihui Zhang, F. Rautschke, Hai Nguyen, S. E. Barbin, G. Boeck: A novel structure of high directivity broadband microstrip coupler. In: *SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, 2015.

## Präsentation

Felix Rautschke, Daniel Maassen, Thomas Huellen, Georg Boeck: Hybrid Ku-Band GaN-PAs for innovative VSAT. *5. Nationale Konferenz Satellitenkommunikation in Deutschland*, 2017.

D. Maassen, F. Rautschke, E. Stavrou, S. Otto, I. Nistal, G. Boeck, M. Geissler: Innovative Satellite Terminal. *4. Nationale Konferenz Satellitenkommunikation in Deutschland*, 2015.

## Bericht

Felix Rautschke, Daniel Maassen, Amin Hamidian, Georg Boeck: *ISISTAR: Integriertes Satellitenterminal für stationäre Vernetzung*, Förderkennzeichen BMBF 50YB1401, Verbund-Nummer 01149633 , 2017.

# A Stepped Impedance Transformer

Für die Bestimmung der Impedanzen von N Sektionen des Maximally Flat Stepped Impedance Transformer gilt [Poz11];

$$A = 2^{-N} \cdot \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (\text{A.1})$$

$$\ln(Z_{n+1}) = \ln(Z_n) + 2^{-N} \cdot C_n^N \cdot \frac{Z_L}{Z_0} \quad (\text{A.2})$$

mit

$$C_n^N = \frac{N!}{(N-n)! \cdot n!} \quad (\text{A.3})$$

und

$$n = 0 \dots N \quad (\text{A.4})$$

Die relative Bandbreite für einen definierten Reflexionsfaktor  $\Gamma_m$  des Transformators ergibt sich aus;

$$\frac{\Delta f}{f_0} = 2 - \frac{4}{\pi} \cdot \cos^{-1} \left[ \frac{1}{2} \cdot \left( \frac{\Gamma_m}{|A|} \right)^{1/N} \right] \quad (\text{A.5})$$

## B Tschebyscheff Impedanz Transformation

Die Koeffizienten der Impedanztransformation nach Tschebyscheff für  $N = 6$  werden wie folgt bestimmt [Mat64]. Der erste Schritt besteht in der Definition der relativen Bandbreite;

$$\omega_m = \frac{\omega_a + \omega_b}{2}, \omega'_m = 1 \quad (\text{B.1})$$

und dem Verhältnis der Transformation;

$$r = \frac{Z_0}{Z_L} \quad (\text{B.2})$$

Nach Festlegung der Welligkeit  $L_{Ar}$  kann mit diesen Werten die Koeffizienten des Anpassnetzwerks aus den Folgenden Tabellen B.1, B.2, B.3, B.4 und Gleichungen B.3 ermittelt werden.

$$\begin{aligned} g_4 &= \frac{g_3}{r} \\ g_5 &= g_2 \cdot r \\ g_6 &= \frac{g_1}{r} \end{aligned} \quad (\text{B.3})$$

Tabelle B.1:  $L_{Ar}$  vs. FBW und r für  $n = 6$

r/w	0,1	0,2	0,3	0,4	0,6	0,8	1,0
1,5	0,0	0,000001	0,000008	0,000046	0,000527	0,00294	0,010951
2	0,0	0,000002	0,000025	0,000139	0,00158	0,008813	0,032769
3	0,0	0,000006	0,000066	0,000371	0,004213	0,023463	0,086841
4	0,0	0,00001	0,000111	0,000635	0,007107	0,039518	0,145553
5	0,0	0,000014	0,000158	0,000889	0,010105	0,056097	0,205574
10	0,000001	0,000035	0,000401	0,002250	0,025532	0,140614	0,502630
15	0,000001	0,000057	0,000646	0,003630	0,041114	0,224636	0,784325
20	0,000001	0,000078	0,000893	0,005013	0,056692	0,307336	1,04972
25	0,000002	0,000100	0,001140	0,006398	0,072235	0,388599	1,30015
30	0,000002	0,000122	0,001387	0,007784	0,087732	0,468422	1,53707

**Tabelle B.2:** Element  $g_1$  vs. FBW und  $r$  für  $n = 6$

$r/w$	0,1	0,2	0,3	0,4	0,6	0,8	1,0
1,5	—	0,552987	0,557215	0,561832	0,574866	0,593425	0,617252
2	—	0,653863	0,660472	0,657505	0,688083	0,718119	0,757844
3	—	0,771565	0,779848	0,790092	0,823020	0,871286	0,937176
4	—	0,846080	0,856701	0,870676	0,912464	0,975829	1,06404
5	—	0,902357	0,914421	0,930946	0,980935	1,05763	1,16593
10	1,05045	1,07258	1,09104	1,11757	1,19957	1,33006	1,52196
15	1,14880	1,17336	1,19692	1,23102	1,33796	1,51205	1,77348
20	1,21970	1,24698	1,27462	1,31514	1,44358	1,65616	1,97959
25	1,28578	1,30547	1,33683	1,38303	1,53081	1,77864	2,15901
30	1,33103	1,35436	1,38912	1,44049	1,60610	1,88685	2,32038

**Tabelle B.3:** Element  $g_2$  vs. FBW und  $r$  für  $n = 6$

$r/w$	0,1	0,2	0,3	0,4	0,6	0,8	1,0
1,5	—	0,914105	0,912243	0,909237	0,899970	0,885529	0,864663
2	—	0,919270	0,915637	0,910661	0,895647	0,872746	0,840686
3	—	0,892603	0,887151	0,879664	0,857242	0,823664	0,778019
4	—	0,865323	0,858546	0,849355	0,822056	0,781591	0,727560
5	—	0,841914	0,834376	0,823963	0,793043	0,747552	0,687633
10	0,777424	0,766442	0,756431	0,742301	0,700754	0,641043	0,565949
15	0,734308	0,722852	0,711334	0,695104	0,647619	0,580413	0,498635
20	0,704615	0,692621	0,680110	0,662389	0,610750	0,538591	0,453152
25	0,678244	0,669738	0,656413	0,637532	0,582714	0,506915	0,419321
30	0,660959	0,651419	0,637408	0,617576	0,0560166	0,481562	0,392684

**Tabelle B.4:** Element  $g_3$  vs. FBW und  $r$  für  $n = 6$

$r/w$	0,1	0,2	0,3	0,4	0,6	0,8	1,0
1,5	—	1,39189	1,38976	1,38374	1,35621	1,34284	1,31464
2	—	1,65446	1,65327	1,64498	1,62203	1,59230	1,55747
3	—	2,04932	2,04397	2,03306	2,00373	2,96660	1,92458
4	—	2,35952	2,35437	2,34203	2,30826	2,26631	2,22007
5	—	2,62876	2,62128	2,60724	2,57000	2,5445	2,47534
10	3,57519	3,64755	3,63487	3,61616	3,56757	3,51135	3,45600
15	4,32771	4,40936	4,39359	4,37252	4,31659	4,25472	4,19843
20	4,95220	5,04625	5,02813	5,00353	4,94205	4,87671	4,82157
25	5,59979	5,60283	5,58267	5,55594	5,48997	5,42243	5,36952
30	6,08124	6,10339	6,08183	6,05317	5,98343	5,91452	5,86447