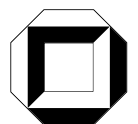
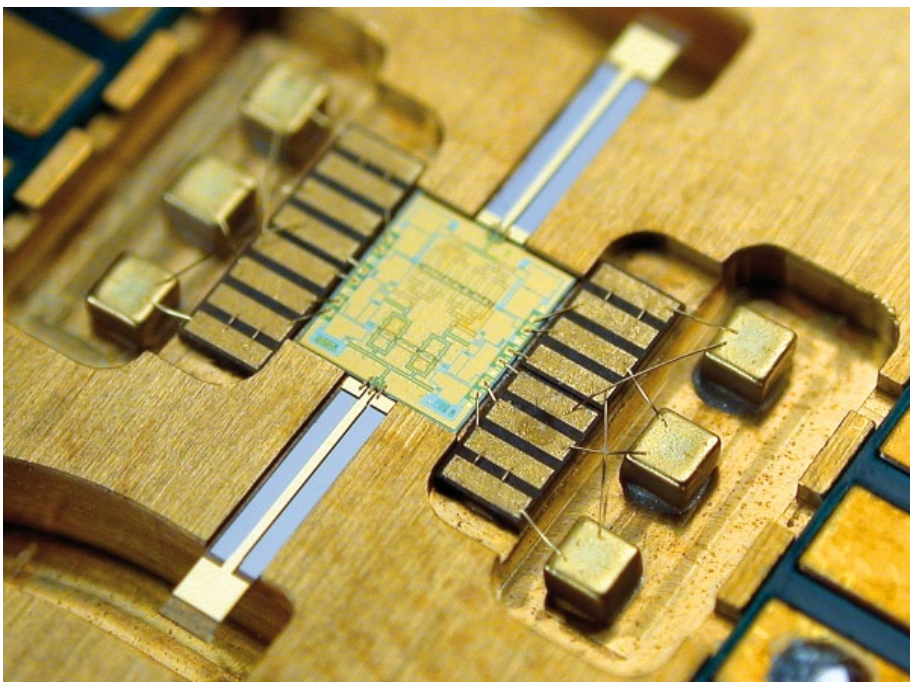


Axel Tessmann

# Monolithisch integrierte Millimeterwellenverstärker für bildgebende Systeme





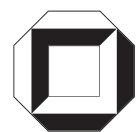
Axel Tessmann

**Monolithisch integrierte Millimeterwellenverstärker für bildgebende Systeme**



# Monolithisch integrierte Millimeterwellenverstärker für bildgebende Systeme

von  
Axel Tessmann



---

universitätsverlag karlsruhe

Dissertation, Universität Karlsruhe (TH)  
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, 2006

## **Impressum**

Universitätsverlag Karlsruhe  
c/o Universitätsbibliothek  
Straße am Forum 2  
D-76131 Karlsruhe  
www.uvka.de



Dieses Werk ist unter folgender Creative Commons-Lizenz  
lizenziert: <http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/2.0/de/>

Universitätsverlag Karlsruhe 2006  
Print on Demand

ISBN 3-86644-039-1







# Monolithisch integrierte Millimeterwellenverstärker für bildgebende Systeme

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

von der Fakultät für  
Elektrotechnik und Informationstechnik  
der Universität Fridericiana Karlsruhe  
genehmigte

DISSERTATION

von

Dipl.-Ing. Axel Tessmann

aus Freiburg

Tag der mündlichen Prüfung: 14. Februar 2006  
Hauptreferent: Prof. Dr. rer. nat. G. Weimann  
Korreferent: Prof. Dr. rer. nat. Dr. h. c. M. Thumm



# Inhaltsverzeichnis

Verzeichnis der Symbole und Abkürzungen	VII
Zusammenfassung	XIII
<b>1 Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1 Anwendungsgebiete von monolithisch integrierten Millimeterwellen-Systemen	2
1.2 Ziele und Gliederung der Arbeit . . . . .	6
<b>2 Charakterisierung und Modellierung der koplanaren Schaltungselemente</b>	<b>11</b>
2.1 Passive Schaltungskomponenten . . . . .	12
2.1.1 Der koplanare Wellenleiter . . . . .	12
2.1.2 Modellierung der koplanaren Leitungselemente . . . . .	14
2.2 Kleinsignalmodellierung der Transistoren . . . . .	17
2.2.1 HEMT in Sourceschaltung . . . . .	17
2.2.2 HEMT in Kaskodenschaltung . . . . .	19
2.3 Großsignalmodellierung der Transistoren . . . . .	23
2.3.1 Analytisches IAF-HEMT-Großsignalmodell . . . . .	23
2.3.2 Dual-Gate-HEMT-Großsignalmodell . . . . .	25
2.4 Zusammenfassung . . . . .	28
<b>3 Entwurfskriterien für monolithisch integrierte Verstärkerschaltkreise</b>	<b>31</b>
3.1 Schaltungsentwurf für minimales Verstärkerrauschen . . . . .	32
3.1.1 Rauschen in Zweitoren . . . . .	32
3.1.2 Rauschmodellierung des HEMT . . . . .	35
3.1.3 Bestimmung der optimalen Transistorgeometrie . . . . .	36
3.1.4 Entwurfskriterien und experimentelle Ergebnisse . . . . .	38
3.2 Schaltungsentwurf für maximale Verstärkung . . . . .	41
3.3 Entwurfskriterien für maximale Ausgangsleistung . . . . .	44
3.3.1 Leistungsbaulemente für den Millimeterwellenbereich . . . . .	44
3.3.2 Anpassungsnetzwerke und experimentelle Leistungsdaten . . . . .	47
3.4 Zusammenfassung . . . . .	49

<b>4</b>	<b>Monolithisch integrierte Millimeterwellenverstärker und Subsysteme</b>	<b>53</b>
4.1	Rauscharme Verstärkerschaltungen . . . . .	54
4.1.1	Rauscharmer W-Band-Verstärker mit Sourceleitungen . . . . .	54
4.1.2	Rauscharmer W-Band-Gegentaktverstärker . . . . .	57
4.1.3	Rauscharmer W-Band-Verstärker . . . . .	61
4.2	Leistungsverstärkerschaltungen . . . . .	62
4.2.1	94-GHz-Verstärker mit mittlerer Ausgangsleistung . . . . .	63
4.2.2	94-GHz-Leistungsverstärker mit hoher Ausgangsleistung . . . . .	65
4.2.3	Gegenüberstellung der mit pseudomorpher und metamorpher HEMT-Technologie erzielten Ergebnisse . . . . .	67
4.3	Verstärkerschaltungen für den Frequenzbereich über 100 GHz . . . . .	68
4.3.1	Rauscharme 155-GHz-Verstärker-MMICs . . . . .	68
4.3.2	Rauscharme 220-GHz-Verstärker-MMICs . . . . .	71
4.4	Höherintegrierte 94-GHz-MMICs . . . . .	75
4.4.1	Rauscharmer 94-GHz-Empfänger-MMIC . . . . .	75
4.4.2	94-GHz-FMCW-Radar-MMIC . . . . .	78
4.5	Zusammenfassung . . . . .	83
<b>5</b>	<b>Aufbautechniken für Millimeterwellenmodule in Hohlleitertechnik</b>	<b>85</b>
5.1	Parasitäre Moden in koplanaren MMICs und dielektrischen Schaltungsträgern	86
5.1.1	On-wafer-Messung und Charakterisierung des vereinzelteten MMIC .	87
5.1.2	Schaltungseigenschaften von gedünnten MMICs . . . . .	90
5.1.3	Flip-Chip-Montage auf GaAs-Trägern . . . . .	94
5.1.4	Flip-Chip-Montage auf dotierten Silicium-Trägern . . . . .	96
5.2	Elektrisches Ersatzschaltbild des Flip-Chip-Übergangs . . . . .	102
5.3	Breitbandiges W-Band-Verstärkermodul in Flip-Chip-Aufbautechnik . . . .	105
5.4	Rauscharmes W-Band-Verstärkermodul in Drahtbondtechnik . . . . .	107
5.5	94-GHz-Leistungsverstärkermodul in Drahtbondtechnik . . . . .	111
5.6	94-GHz-FMCW-Radarmodul . . . . .	113
5.6.1	Montage in Drahtbondtechnik . . . . .	113
5.6.2	Montage in Flip-Chip-Aufbautechnik . . . . .	115
5.6.3	94-GHz-Radarsensor zur echtzeitfähigen Prozessüberwachung . . . .	116
5.7	Zusammenfassung . . . . .	118
<b>A</b>	<b>HEMT-Technologien für den Millimeterwellenbereich</b>	<b>121</b>
A.1	Aufbau und Funktionsweise des HEMT . . . . .	122
A.2	Maßnahmen zur Geschwindigkeitssteigerung des HEMT . . . . .	123
A.3	Charakteristische Kenngrößen von HEMTs . . . . .	124
A.4	Pseudomorphe HEMTs auf GaAs-Substraten . . . . .	127
A.5	Metamorphe HEMT-Technologie . . . . .	128
<b>B</b>	<b>Drainstrommodellierung des IAF-HEMT-Großsignalmodells</b>	<b>133</b>

<i>Inhaltsverzeichnis</i>	V
<b>Liste wesentlicher eigener Veröffentlichungen</b>	<b>135</b>
<b>Liste weiterer eigener Veröffentlichungen</b>	<b>139</b>
<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>143</b>
<b>Danksagung</b>	<b>155</b>
<b>Lebenslauf</b>	<b>157</b>



# Verzeichnis der Symbole und Abkürzungen

## Naturkonstanten

$c_0$	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum, $c_0 = 2,9979 \cdot 10^8$ m/s
$q$	Elementarladung, $q = 1,6022 \cdot 10^{-19}$ As
$k$	Boltzmannkonstante, $k = 1,3807 \cdot 10^{-23}$ Ws/K
$\varepsilon_0$	Dielektrizitätskonstante des Vakuums, $\varepsilon_0 = 8,8542 \cdot 10^{-12} \frac{\text{As}}{\text{Vm}}$

## Mathematische Symbole

$\arg z$	Argument der komplexen Zahl $z$
$e$	Basis des natürlichen Logarithmus, $e = 2,718282$
$\text{Im}\{z\}$	Imaginärteil der komplexen Zahl $z$
$\ln x$	Logarithmus zur Basis $e$
$\lg x$	Logarithmus zur Basis 10
$\text{Re}\{z\}$	Realteil der komplexen Zahl $z$

## Allgemeine Symbole

$A$	Signalamplitude
$\mathbf{A}$	Kettenmatrix
$A_{ij}$	Matrizelemente der Kettenmatrix
$a$	Leistungswelle (einfallend)
$b$	Leistungswelle (auslaufend)
$C_{ds}$	Drain-Source-Kapazität
$C_{gd}$	Gate-Drain-Kapazität
$C_{gs}$	Gate-Source-Kapazität
$C_{pds}$	parasitäre Drain-Source-Kapazität
$C_{pgd}$	parasitäre Gate-Drain-Kapazität
$C_{pgs}$	parasitäre Gate-Source-Kapazität
$F$	Rauschzahl (linear)

$NF$	Rauschzahl (in dB)
$F_{min}$	minimale Rauschzahl
$f$	Frequenz
$f_0$	Bezugsfrequenz, Freilauffrequenz eines Oszillators
$f_{max}$	maximale Oszillationsfrequenz
$f_T$	Transitfrequenz
$G$	Verstärkung
$g_m$	Steilheit des Transistors
$h$	Dicke des Halbleiterwafers
$h_c$	Dicke des Chipsubstrats
$h_t$	Dicke des Schaltungsträgers
$i$	Strom
$i_d$	Drain-Strom
$k$	Stabilitätsfaktor nach Rollett
$L_d$	Drain-Induktivität
$L_g$	Gate-Induktivität
$L_s$	Source-Induktivität
$l_g$	Gate-Länge
$N$	Rauschsignal
$NGF$	Fingeranzahl eines Transistors
$P_{sat}$	Sättigungsausgangsleistung
$R$	Widerstand, Realteil einer komplexen Impedanz $Z$
$R_d$	Drain-Widerstand
$R_g$	Gate-Widerstand
$R_s$	Source-Widerstand
$R_{gDC}$	Gate-Widerstand für Gleichstrom
$R_{gfeed}$	Gate-Zuleitungswiderstand
$R_n$	Rauschwiderstand
<b>S</b>	Streumatrix
$S_{ij}$	Streuparameter
$T$	Temperatur
$T_{st}$	Standard Rauschtemperatur
$u$	Spannung
$V_{casc}$	Spannung am zweiten Gate eines Kaskoden-Transistors
$V_d$	Drain-Spannung
$V_g$	Gate-Spannung
$V_{g2}$	Spannung am zweiten Gate eines Dual-Gate-Transistors
$V_s$	Source-Spannung
$V_{th}$	Schwellenspannung
$v$	Spannung
$w_g$	Gate-Weite
$Z_0$	Bezugswellenwiderstand
$Z_{EIN}$	Eingangsimpedanz



$Z_{ij}$	Matrizelemente der Impedanzmatrix
$Z_L$	Lastimpedanz
$\alpha_L$	Dämpfung einer Leitung
$\alpha_{DC}$	Gleichstrom-Dämpfung
$\alpha_{HF}$	Hochfrequenz-Dämpfung
$\Gamma$	Reflexionsfaktor
$\Gamma_{EIN}$	Eingangs-Reflexionsfaktor
$\Gamma_L$	Last-Reflexionsfaktor
$\Delta S$	Determinante der Streumatrix
$\epsilon_r$	relative Dielektrizitätskonstante
$\epsilon_{r,eff}$	effektive relative Dielektrizitätskonstante
$\lambda$	Wellenlänge
$\mu$	Stabilitätsfaktor nach Edwards
$\omega$	Kreisfrequenz

## Abkürzungen

2-DEG	<b>2-dimensional electron gas</b>
AlGaAs	<b>Aluminium-Gallium-Arsenid</b>
AWR	<b>A</b> pply <b>W</b> ave <b>R</b> esearch
B-ISDN	<b>b</b> roadband <b>i</b> ntegrated <b>s</b> ervices <b>d</b> igital <b>n</b> etwork
CAE	<b>c</b> omputer <b>a</b> ided <b>e</b> ngineering
CASC	<b>c</b> ascode
CG	<b>c</b> ommon <b>g</b> ate
CMOS	<b>c</b> omplementary <b>m</b> etal <b>o</b> xide <b>s</b> emiconductor
CPW	<b>c</b> oplanar <b>w</b> ave <b>g</b> uide
CS	<b>c</b> ommon <b>s</b> ource
CWD	<b>c</b> oncealed <b>w</b> eapon <b>d</b> etection
DBS	<b>d</b> irect <b>b</b> roadcast <b>s</b> atellite
DG	<b>d</b> ual <b>g</b> ate
ESB	<b>E</b> rsatzschalt <b>b</b> ild
FET	<b>f</b> ield <b>e</b> ffect <b>t</b> ransistor
FGAN	<b>F</b> orschungsgesellschaft für <b>A</b> ngewandte <b>N</b> aturwissenschaften
FSS	<b>f</b> ixed <b>s</b> atellite <b>s</b> ervices
FHR	<b>F</b> orschungsinstitut für <b>H</b> ochfrequenzphysik und <b>R</b> adartechnik
FMCW	<b>f</b> requency <b>m</b> odulated <b>c</b> ontinuous <b>w</b> ave
GaAs	<b>G</b> alliumarsenid
HBT	<b>h</b> eterojunction <b>b</b> ipolar <b>t</b> ransistor
HEMT	<b>h</b> igh <b>e</b> lectron <b>m</b> obility <b>t</b> ransistor
HFET	<b>h</b> eterostructure <b>f</b> ield <b>e</b> ffect <b>t</b> ransistor
HPA	<b>h</b> igh <b>p</b> ower <b>a</b> mplifier
IAF	Fraunhofer <b>I</b> nstitut für <b>A</b> ngewandte <b>F</b> estkörperphysik

ILO	injection locked oscillator
InGaAs	<b>I</b> ndium- <b>G</b> allium- <b>A</b> rsenid
InP	<b>I</b> ndiumphosphid
ISL	inter satellite link
ISDN	integrated services digital network
Kfz	<b>K</b> raftfahrzeug
LAN	local area network
LMDS	local multipoint distribution system
LNA	low noise amplifier
LO	local oscillator
MAG	maximum available gain
MBE	molecular beam epitaxy
MBS	mobile broadband systems
MDS	microwave design system
MESFET	metal semiconductor field effect transistor
MEMPHIS	Millimeterwellen Experimental Multifrequenz Polarimetrie Hochoauflösungs Interferometrie Sensor
MHEMT	metamorphic high electron mobility transistor
MIM	metal-insulator-metal
MMIC	monolithic microwave integrated circuit
MMW	Millimeterwellen
MODFET	modulation doped field effect transistor
MPA	medium power amplifier
MSG	maximum stable gain
MSL	microstrip line
MTTF	medium time to failure
MUG	Mason's unilateral gain
MVDS	microwave video distribution system
NiCr	<b>N</b> ickel- <b>C</b> hrom
PAE	power added efficiency
PHEMT	pseudomorphic high electron mobility transistor
PtP	point-to-point
PtMP	point-to-multipoint
REM	<b>R</b> asterelektronenmikroskop
RF-CMOS	radio frequency complementary metal oxide semiconductor
SAR	synthetic aperture radar
SG	single gate
Si	<b>S</b> ilicium
SiGe	<b>S</b> ilicium- <b>G</b> ermanium
SiN	<b>S</b> ilicium- <b>N</b> itrid
SMD	surface mounted device
TEGFET	two dimensional electron gas field effect transistor
TEM	<b>T</b> ransmissionselektronenmikroskop

TWA	travelling <b>w</b> ave <b>a</b> mplifier
VCO	voltage <b>c</b> ontrolled <b>o</b> scillator
VSWR	voltage <b>s</b> tanding <b>w</b> ave <b>r</b> atio
WLAN	wireless <b>l</b> ocal <b>a</b> rea <b>n</b> etwork



# Zusammenfassung

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wurden monolithisch integrierte Millimeterwellenverstärker für den Einsatz in aktiven und passiven bildgebenden Systemen im Frequenzbereich der atmosphärischen Fenster bei 94 GHz, 140 GHz und 220 GHz entwickelt. Ziel ist eine umfassende Untersuchung geeigneter Schaltungskonzepte sowie der erfolgreiche Aufbau der koplanaren Sendee- und Empfangsschaltkreise innerhalb von Millimeterwellenmodulen in Hohlleitertechnik.

Für den Entwurf von hochfrequenten Sendee- und Empfangsschaltkreisen wurden neuartige HEMT-basierende Dual-Gate- und Kaskodenbauelemente entwickelt. Diese Transistoren zeichnen sich im Millimeterwellen-Frequenzbereich (30 bis 300 GHz) durch eine sehr hohe lineare Verstärkung bei gleichzeitig niedriger Hochfrequenzrauschzahl sowie durch eine hohe Ausgangsleistungsdichte aus. Für die genaue Analyse der Hochfrequenzeigenschaften der entworfenen Bauelemente wurden Klein- und Großsignalmodelle entwickelt und über den weiten Frequenzbereich von 0,25 bis 120 GHz messtechnisch verifiziert. Dabei konnte eine exakte Nachbildung der vektoruell bestimmten Streuparameter sowie eine hervorragende Beschreibung des Großsignalverhaltens der Transistoren erzielt werden. Zusätzlich zur Simulation der Kleinsignalverstärkung, der minimalen Rauschzahl und des Sättigungsverhaltens erlauben die in dieser Arbeit entwickelten Kaskoden- und Dual-Gate-Transistormodelle auch eine Skalierung der Einzelfingergateweite des Bauelements.

Für die erfolgreiche Herstellung von rauscharmen Verstärkerschaltungen im Frequenzbereich des W-Bands (75 bis 110 GHz) wurden die Entwurfskriterien für minimales Verstärkerrauschen untersucht. Als optimales Bauelement ergab sich ein Kaskodentransistor mit vier parallel geschalteten Gatefingern und einer Einzelfingergateweite von  $15\ \mu\text{m}$ . Zur Verifikation der ermittelten Bauelementgeometrie sowie des Transistormodells wurden verschiedene rauscharme W-Band-Kaskodenverstärker-MMICs entworfen. Die unter Verwendung einer metamorphen HEMT-Technologie hergestellten neuartigen Hochfrequenzschaltkreise erzielten eine bei Raumtemperatur gemessene minimale Rauschzahl von lediglich 2,3 dB bei 94 GHz und eine lineare Verstärkung von mehr als 19 dB im Frequenzbereich zwischen 65 und 105 GHz. Diese weltweiten Bestwerte geben den Stand der Technik von rauscharmen W-Band-Verstärkern bzgl. Rauschzahl, Bandbreite und Stufenverstärkung vor.

Hinsichtlich ihrer Tauglichkeit zur Leistungserzeugung im W-Band wurden sowohl konventionelle HEMTs in Sourceschaltung als auch die in dieser Arbeit entwickelten Dual-Gate-Leistungsbaulemente untersucht und verglichen. Aufgrund der sehr geringen Verstärkungsreserve bei 94 GHz erwiesen sich die Single-Gate-Transistoren für die Realisierung

von Millimeterwellen-Leistungsverstärkern als ungeeignet. Im Gegensatz dazu erzielten die vorgestellten Dual-Gate-Transistoren eine hohe Ausgangsleistungsdichte sowie sehr hohe Verstärkungswerte bis in den Frequenzbereich von oberhalb 100 GHz. Mit einem zweistufigen Dual-Gate-Leistungsverstärker-MMIC konnte bei 94 GHz eine lineare Verstärkung von 13 dB und eine Sättigungsausgangsleistung von 200 mW im Dauerstrichbetrieb erzielt werden.

Zur Auflösungssteigerung von bildgebenden Sensoren wurden Verstärkerschaltungen im Frequenzbereich des vierten und fünften atmosphärischen Fensters (140 und 220 GHz) entworfen. Mit einer maximalen Kleinsignalverstärkung von über 20 dB und einer Verstärkungsbandbreite zwischen 15 und 30 GHz wurden in dieser Arbeit die weltweit ersten monolithisch integrierten Verstärkerschaltungen für den Betrieb bei 220 GHz demonstriert. Weiterhin erzielte ein zweistufiger rauscharmer Kaskodenverstärker eine lineare Verstärkung von mehr als 15 dB zwischen 140 und 170 GHz sowie eine minimale Rauschzahl von 4 dB bei 150 GHz. Diese internationalen Bestwerte stellen den derzeitigen Stand der Technik von rauscharmen G-Band-Verstärkern dar.

Die zukunftsweisenden Möglichkeiten der monolithischen Integration von komplexen Subsystemen konnten durch die erfolgreiche Entwicklung eines 94-GHz-Heterodynempfängers demonstriert werden. Die vorgestellte Millimeterwellen-Schaltung enthält einen rauscharmen Empfangsverstärker, einen balancierten resistiven Abwärtsmischer sowie einen Treiberverstärker zur Erhöhung des LO-Signals und erzielt eine mittlere Rauschzahl von lediglich 3,8 dB sowie einen Konversionsgewinn von mehr als 9 dB im Frequenzbereich zwischen 90 und 100 GHz. Die höchste Komplexität aller entwickelten Schaltkreise weist eine auf einem einzelnen MMIC vollständig integrierte FMCW-Radarschaltung mit einer Gesamtgröße von lediglich  $2 \times 3 \text{ mm}^2$  auf. Der monolithische Radarchip erreicht eine Abstimmbandbreite von 6 GHz zwischen 92 und 98 GHz und eine Ausgangsleistung von 2 mW.

Für den erfolgreichen Aufbau der im Rahmen dieser Arbeit entwickelten koplanaren Verstärkerschaltungen und multifunktionalen MMICs in Millimeterwellen-Hohlleitergehäusen, wurde der Einfluss der Montagetechnik hinsichtlich des Auftretens von parasitären Substratmoden untersucht. Neben der konventionellen Montage mittels Drahtbondtechnik in Face-up-Orientierung, bei der die metallisierte Oberfläche des MMIC nach oben zeigt, wurde auch die in den letzten Jahren zunehmend an Bedeutung gewinnende Flip-Chip-Aufbautechnik berücksichtigt. Hierbei wurde erstmalig der Einfluss von parasitären Substratmoden innerhalb des Flip-Chip-Trägers auf die elektrischen Eigenschaften eines Millimeterwellen-Schaltkreises experimentell untersucht. Zur Bestimmung des Hochfrequenzverhaltens der Flip-Chip-Verbindung wurde ein elektrisches Ersatzschaltbild des Flip-Chip-Übergangs entwickelt und anhand von aktiven und passiven Teststrukturen im Frequenzbereich bis 120 GHz experimentell verifiziert.

Die im Bezug auf die Unterdrückung von parasitären Substratmoden gewonnenen Erkenntnisse wurden für den erfolgreichen Aufbau von W-Band-Verstärkermodulen und Subsystemen in Hohlleitertechnik benutzt, welche als Schlüsselkomponenten für die Realisierung eines direktempfangenden, hochauflösenden 94-GHz-Einkanal-Radiometersystems sowie eines 94-GHz-FMCW-Radarsensors zur echtzeitfähigen, industriellen Fertigungskontrolle verwendet wurden.

# Kapitel 1

## Einleitung

Für den Einsatz in modernen Sensor- und Kommunikationssystemen werden zunehmend Halbleiterschaltungen mit hoher Betriebsfrequenz und großer Bandbreite verlangt. Im Bereich der Kommunikationstechnik erfordert der dramatische Anstieg des Informationsangebotes, welches sich durch eine Vielzahl von multimedialen Diensten mit stetig steigender Qualität und Geschwindigkeit auszeichnet, die Entwicklung von immer breitbandigeren Übertragungssystemen. Neben der Informationsübermittlung mittels Glasfasernetzwerken gewinnt hierbei die drahtlose Datenübertragung zunehmend an Bedeutung [1, 2, 3]. Ihr Vorteil liegt in der kosteneffizienten Herstellung und Installation sowie in der einfacheren Erreichbarkeit von infrastrukturell ungünstig gelegenen Endteilnehmern. Die enormen Anforderungen dieser bidirektionalen Telekommunikationssysteme an die Übertragungsbandbreite sowie an die Anzahl von gleichzeitig verfügbaren Kanälen lassen sich durch den Übergang in den Frequenzbereich oberhalb von 30 GHz, den sogenannten Millimeterwellenbereich, erfüllen. Neben der Kommunikationstechnik profitieren auch die Radartechnik und die Sensorik von einer Erhöhung der Betriebsfrequenzen. Aufgrund der sich mit zunehmender Frequenz verringernden Wellenlänge ergibt sich eine verbesserte geometrische Auflösung sowie eine kompaktere und somit kostengünstigere Bauform der verwendeten Halbleiterschaltkreise.

In der Vergangenheit wurde der Millimeterwellen-Frequenzbereich (30 bis 300 GHz) im Wesentlichen für militärische und radioastronomische Anwendungen genutzt, die in technisch ausgereifter, jedoch teurer und mechanisch aufwändiger Hohlleitertechnik ausgeführt wurden. Die fortschreitende Entwicklung der III/V-Halbleitermaterialien Galliumarsenid (GaAs) und Indiumphosphid (InP) und ihrer Heterostrukturen ermöglicht heute die Herstellung von Transistoren mit Grenzfrequenzen von über 600 GHz sowie von monolithisch integrierten Millimeterwellen-Schaltungen (**monolithic microwave integrated circuit**; MMIC) mit hervorragenden Hochfrequenzeigenschaften und hoher elektrischer Komplexität bis in den Frequenzbereich des G-Bands (140 bis 220 GHz) und darüber hinaus [4, 5]. Hierbei lassen sich mehrere Schaltungskomponenten verlustlos und reflexionsfrei auf einem einzelnen MMIC miteinander verbinden, was den Entwurf von multifunktionalen Schaltkreisen ermöglicht. Aufgrund der kompakten Abmessungen sowie der sehr reproduzierbaren und somit kostengünstigen Fertigung von großen Stückzahlen, eröffnen sich für monoli-

thisch integrierte Schaltungen und Subsysteme zahlreiche Einsatzgebiete bis in den hohen Millimeterwellen-Frequenzbereich [6, 7, 8].

## 1.1 Anwendungsgebiete von monolithisch integrierten Millimeterwellen-Systemen

Mikrowellen- und Millimeterwellen-Systeme sind ein wesentlicher Bestandteil der modernen Informations- und Kommunikationsgesellschaft geworden. Besonders im Zusammenspiel mit ausgereiften Halbleitertechnologien eröffnen sie die Entwicklung von innovativen Anwendungen im Bereich der Sensorik, Radartechnik und Kommunikation, deren Realisierung aus wirtschaftlichen und technologischen Gründen bis vor wenigen Jahren noch nicht vorstellbar war. Ein Überblick über gegenwärtige sowie zukünftige Anwendungsgebiete ist in Tab. 1.1 dargestellt.

Besonders interessant für aktive und passive bildgebende Systeme ist in den letzten Jahren der Frequenzbereich oberhalb von 75 GHz geworden. Im internationalen Frequenzbereichszuweisungsplan ist das Frequenzband von 76 bis 77 GHz für das Kfz-Abstandswarnradar vorgesehen, während die Frequenzbereiche der atmosphärischen Fenster bei 94, 140 und 220 GHz vor allem für Anwendungen im Bereich der Sensorik und Aufklärung prädestiniert sind. Ein wesentlicher Vorteil der eingesetzten Millimeterwellen ist hierbei, dass sie durch atmosphärische Witterungseinflüsse wie Nebel, Wolken, Staub oder Rauch deutlich weniger gedämpft werden als Infrarotstrahlung oder sichtbares Licht. Hochauflösende aktive (Radar) und passive (Radiometer) abbildende Systeme können in diesem Spektralbereich zur Verbesserung der Flugsicherheit (Start- und Landebahnüberwachung, Detektion von Hochspannungsleitungen, Schlechtwetterlandehilfe) sowie zur Erhöhung der Fahrsicherheit im Straßenverkehr und in der Schifffahrt beitragen. Aus gegebenem Anlass gewinnen jedoch auch immer mehr sicherheitstechnisch orientierte Anwendungsgebiete an Interesse, die sich mit der Detektion von Waffen oder Sprengstoffen sowie der Kontrolle von Briefen und Paketen bis hin zur Rollfeldüberwachung von Flughäfen beschäftigen. Aufgrund ihrer physikalischen Beschaffenheit können Millimeterwellen z. B. Bekleidungsstoffe durchdringen und dadurch ein detailliertes Bild von am menschlichen Körper getragenen Gegenständen liefern [9, 10].

Zur Realisierung von monolithisch integrierten Hochfrequenzschaltungen und Subsystemen für den oberen Millimeterwellen-Frequenzbereich bis 220 GHz stehen am Fraunhofer IAF zwei etablierte Feldeffekttransistor-Technologien mit hoher Elektronenbeweglichkeit (**h**igh **e**lectron **m**obility **t**ransistor; HEMT) basierend auf dem III/V-Halbleitermaterial Galliumarsenid zur Verfügung. Neben pseudomorphen Heterostruktur-Feldeffekttransistoren mit einer Gatelänge von  $0,13 \mu\text{m}$  werden auch sehr fortschrittliche metamorphe HEMTs (Bauelemente mit sehr hohem Indiumgehalt auf semiisolierenden GaAs-Substraten) mit Gatelängen von lediglich  $0,1 \mu\text{m}$  und  $0,07 \mu\text{m}$  hergestellt [11, 12]. Während die typischen Grenzfrequenzen der Strom- und Leistungsverstärkung des pseudomorphen HEMT bei  $f_T = 120 \text{ GHz}$  und  $f_{max} = 200 \text{ GHz}$  liegen, erreichen die metamorphen Bauelemente auf-



grund ihrer verbesserten Transporteigenschaften Grenzfrequenzen von bis zu  $f_T = 290$  GHz und  $f_{max} = 340$  GHz.

Aufgrund seines sehr niedrigen Hochfrequenzrauschens und seiner hohen Kleinsignalverstärkung bei gleichzeitig hoher Ausgangsleistungsdichte ist der HEMT zur Zeit das vielseitigste und geeignetste Bauelement für die Herstellung von monolithisch integrierten Millimeterwellen-Schaltkreisen. Alternative Transistortechnologien wie z. B. die weit verbreiteten CMOS-Transistoren (**c**omplementary **m**etal **o**xide **s**emiconductor) auf Silicium-Basis überzeugen durch sehr niedrige Herstellungskosten, extrem hohe Packungsdichten und hohe Zuverlässigkeit. Trotz der beachtlichen technologischen Fortschritte und dem Vordringen in immer höhere Frequenzbereiche (RF-CMOS) ist ihr Einsatzgebiet jedoch auf Frequenzen unterhalb von ca. 70 GHz beschränkt [13]. Die in der jüngeren Vergangenheit

Tabelle 1.1: Überblick über gegenwärtige und zukünftige Anwendungen im Mikrowellen- und Millimeterwellen-Frequenzbereich.

Hohlleiterband	Frequenzbereich [GHz]	Anwendungen
X	8,2–12,4	Phased Array Radar
Ku	12,4–18	Frequenzbereich für Satellitensignale (FSS, DBS, Telecom)
K	18–26,5	Kommunikationsanwendungen über Satellit (wireless LAN, Internet, Videokonferenzen), Radarsensorik
Ka	26,5–40	Militärisches Radar, LMDS, satellitenbasierte Breitbandkommunikation (B-ISDN)
Q	33–50	Militärische Satellitenkommunikation, MVDS, lokale Netzwerke (PtP, PtMP), Spektroskopie
V	50–75	Terrestrische Kommunikationssysteme (cordless LAN, MBS, indoor WLAN, road communication), geschützte Satellitenverbindungen (secure ISL)
W	75–110	Militärisches Radar, Kfz-Abstandswarnradar, Flugfeldüberwachung, Breitbandkommunikation, hochauflösende Sensorik, Radiometrie
D	110–170	Hochauflösendes Radar (Helicopter Anticollision, wire detection), Kfz-Abstandswarnradar der nächsten Generation, Radioastronomie, satellitenbasierte Erderkundung, Sensorik
G	140–220	Hochauflösende bildgebende Systeme (Homeland security, CWD), industrielle Sensorik zur Prozessüberwachung und Qualitätskontrolle, Spektroskopie, Radiometrie, Aufklärung

aufwändig vorangetriebene Hetero-Bipolartransistortechnologie (HBT) auf Galliumarsenid-, Indiumphosphid- oder Silicium-Germanium-Basis ermöglicht die Realisierung von phasenstabilen Oszillatoren und Leistungsverstärkerschaltungen bis in den hohen Millimeterwellen-Frequenzbereich [14]. Aufgrund ihres ungünstigen Hochfrequenzrauschverhaltens sind HBTs jedoch für den Einsatz im Empfangspfad von bildgebenden Millimeterwellen-Systemen ungeeignet.

Auf der Basis von Heterostruktur-Feldeffekttransistoren wurden am IAF mehrere Hochfrequenzschaltungen sowie multifunktionale Subsysteme hergestellt, die als Grundlage für kommerzielle Anwendungen dienen können [15, 16, 17]. Der Entwurf dieser monolithisch integrierten Schaltkreise erfolgte in koplanarer Leitungstechnik (**coplanar waveguide**; CPW). Beim koplanaren Wellenleiter verlaufen die hochfrequenten Signalleitungen sowie sämtliche Masseflächen auf der Oberseite des Halbleitersubstrates. Dadurch kann der in der Mikrostreifentechnologie zwingend erforderliche Rückseitenprozess entfallen, was zu geringeren Fertigungskosten und zu einer höheren Prozessausbeute führt. Die beidseitige Masseführung der CPW ermöglicht aufgrund der hohen elektrischen Abschirmung von benachbarten Leitungen ein sehr kompaktes Schaltungslayout. Weiterhin ist die Koplanarleitungstechnik kompatibel mit modernen, besonders verlustarmen Aufbautechnologien wie der Flip-Chip-Technik sowie mit standardisierten On-wafer-Charakterisierungsverfahren mit koplanaren Messspitzen.

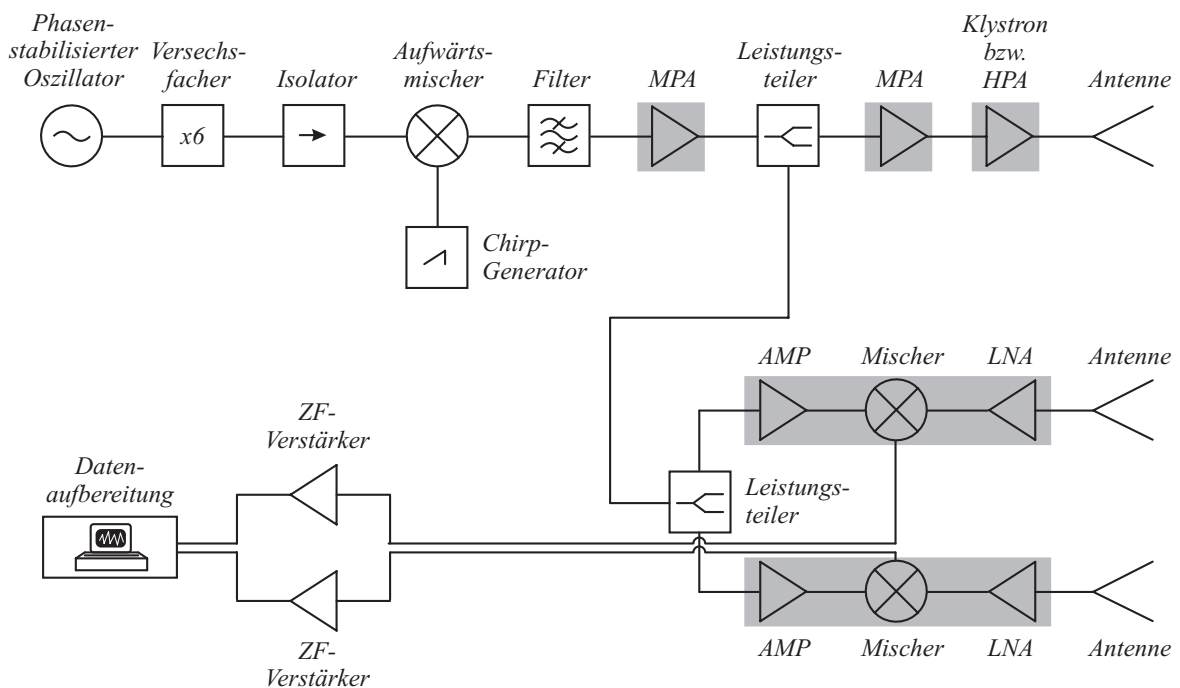


Abbildung 1.1: Blockschaltbild des 94-GHz-Experimentalsystems MEMPHIS (mit freundlicher Genehmigung von FGAN-FHR). Grau unterlegt sind die im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Sende- und Empfangsschaltungen.

Bedingt durch den weltweiten Anstieg von terroristischen Aktivitäten besteht ein zunehmender Bedarf an der Detektion von Waffen und illegalen Substanzen, die von Personen verdeckt unter der Kleidung getragen werden können sowie an der Funkfeldüberwachung und Aufklärung von geographisch schwer zugänglichen Erdregionen. Aufgrund ihrer Freiraumwellenlänge zwischen 1 mm und 10 mm weisen Millimeterwellen nahezu wetterunabhängige Transmissionseigenschaften in der Erdatmosphäre auf, bei gleichzeitig hoher Orts- und Geschwindigkeitsauflösung. Sie sind daher zur Entwicklung von hochauflösenden, bildgebenden Systemen (Imaging-Systemen) wie zum Beispiel dem Synthetischen Apertur Radar (SAR) oder abbildenden Radiometern sehr gut geeignet.

Den Aufbau eines Synthetischen Apertur Radars beschreibt das Blockschaltbild in Abb. 1.1 am Beispiel des 94-GHz-Experimentalsystems MEMPHIS [18]. Dieser am Forschungsinstitut für Hochfrequenzphysik und Radartechnik (FHR) der Forschungsgesellschaft für Angewandte Naturwissenschaften (FGAN) in Wachtberg-Werthhoven entworfene Systemdemonstrator besteht aus mehreren im Rahmen dieser Arbeit entwickelten 94-GHz-Sende- und Empfangsschaltungen sowie zusätzlichen Komponenten zur Signalzeugung und -auswertung. Eine Detailaufnahme des geöffneten Experimentalsystems ist in Abb. 1.2 dargestellt. Durch den Einsatz der neu entwickelten Millimeterwellen-Schaltkreise konnte die Auflösung des 94-GHz-Radars von 75 cm auf 19 cm verbessert werden. Einen

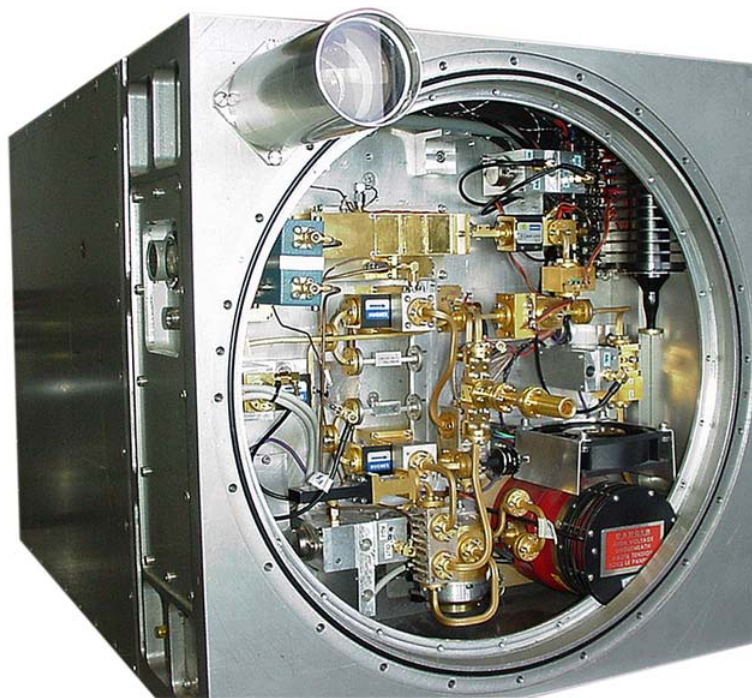


Abbildung 1.2: Fotografie der in Hohlleitertechnik aufgebauten Sende- und Empfangsschaltungen des 94-GHz-Experimentalsystems MEMPHIS (mit freundlicher Genehmigung von FGAN-FHR).

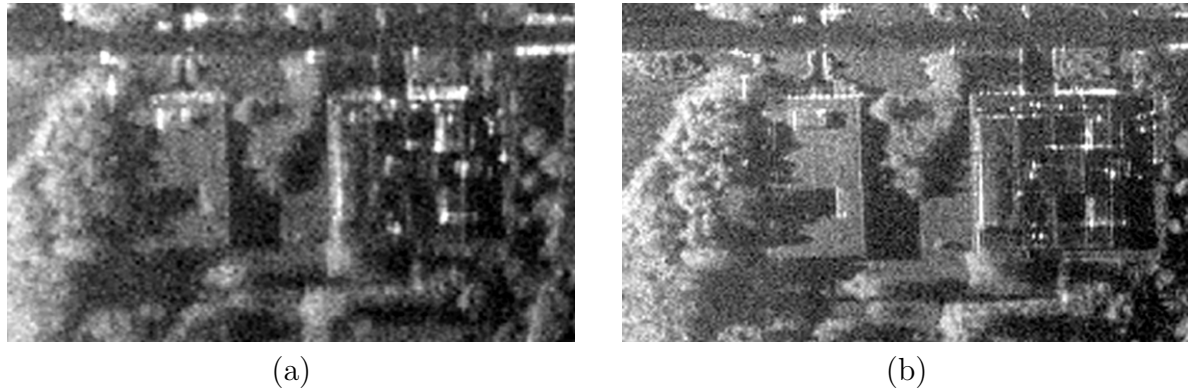


Abbildung 1.3: Mit dem 94-GHz-Experimentalsystem MEMPHIS aufgezeichnete SAR-Bilder mit einer Auflösung von (a) 75 cm und (b) 19 cm (mit freundlicher Genehmigung von FGAN-FHR).

optischen Eindruck des erzielten Informationsgewinns vermittelt Abb. 1.3. Dazu ist in Abb. 1.3(a) ein SAR-Bild des bisherigen Systems mit einer Ortsauflösung von 75 cm dargestellt, während Abb. 1.3(b) eine SAR-Aufnahme des weiterentwickelten Radars mit einer um den Faktor vier gesteigerten Auflösung von 19 cm zeigt.

## 1.2 Ziele und Gliederung der Arbeit

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit werden monolithisch integrierte Send- und Empfangsverstärkerschaltkreise für den Millimeterwellen-Frequenzbereich zwischen 75 und 220 GHz vorgestellt. Die entwickelten Hochfrequenzschaltungen stellen die Schlüsselkomponenten für den Aufbau von hochauflösenden aktiven und passiven bildgebenden Sensoren dar, welche zur Detektion von versteckt getragenen Waffen (**concealed weapon detection**; CWD), sowie zur Fernerkundung und kartographischen Erfassung der Erdoberfläche eingesetzt werden sollen. Für die Erkennung und Klassifizierung von gefährlichen oder illegalen Objekten, die von Personen verborgen unter der Kleidung getragen werden, ist eine hohe laterale Auflösung des abbildenden Systems von wesentlicher Bedeutung. Daher sollen Verstärkerkonzepte untersucht und entwickelt werden, die im hohen Millimeterwellen-Frequenzbereich bei 94, 140 und 220 GHz eine minimale Rauschzahl und einen breitbandigen Verstärkungsverlauf sowie eine hohe Ausgangsleistung ermöglichen. Der Entwurf der monolithischen Verstärkerschaltungen für den Frequenzbereich dieser sogenannten atmosphärischen Fenster ist von besonderem Interesse, da sich hier in der Erdatmosphäre lokale Absorptionsminima für elektromagnetische Wellen befinden. Neben dem Entwurf von Einzelschaltkreisen soll auch die Möglichkeit der monolithischen Integration von multifunktionalen Millimeterwellen-MMICs mit hoher Komplexität untersucht werden.

Die entwickelten Schaltkreise sind sowohl zum Einsatz in zukunftsweisenden Radarsystemen als auch zum Aufbau von modernen passiven bildgebenden Systemen vorgesehen. Der Vorteil von aktiven Millimeterwellen-Sensoren liegt in der Beleuchtung des Zielobjektes durch die abgestrahlten elektromagnetischen Wellen. Durch den Aufbau eines geeigneten

kohärenten Systems kann hierbei über eine größere Entfernung eine hohe Ortsauflösung bei gleichzeitig moderater Antennengröße erzielt werden. Weitere Vorteile sind der einfache Einsatz des Sensors innerhalb geschlossener Räume sowie ein hoher Informationsgehalt des ermittelten Zwischenfrequenzsignals durch die Auswertung unterschiedlicher Polarisationsanteile. Als nachteilig erweist sich die Komplexität des Systems aufgrund der Vielzahl der benötigten Schaltungskomponenten. Daher sollen auch neuartige Konzepte für die Entwicklung von rauscharmen Empfangsschaltungen zum späteren Einsatz in direktempfangenden, bildgebenden Radiometern untersucht werden. Diese Sensoren weisen durch ihren passiven Charakter (radiosilent) und ihre einfache Herstellung eine sehr hohe Attraktivität auf. Ein weiterer Vorteil ist ihr gesundheitlich unbedenklicher Einsatz aufgrund der rein passiven Detektion.

Daraus ergibt sich ein sehr umfangreiches Feld zur Untersuchung der Realisierbarkeit, technologischen Grenzen und Möglichkeiten von monolithisch integrierten Sende- und Empfangsschaltkreisen auf der Basis von pseudomorphen und metamorphen HEMT-Technologien. Die Zielsetzung der vorliegenden Arbeit besteht im Einzelnen:

- in der Entwicklung und Untersuchung von geeigneten Bauelementen für den Einsatz im hohen Millimeterwellen-Frequenzbereich bis 220 GHz
- in der exakten Modellierung des linearen und nichtlinearen Verhaltens der verwendeten Schaltungselemente
- in der Entwicklung und Untersuchung von neuartigen monolithischen Schaltungskonzepten für den Frequenzbereich der atmosphärischen Fenster bei 94 GHz, 140 GHz und erstmals auch bei 220 GHz
- in der Kombination von hochfrequenten Einzelschaltkreisen zu multifunktionalen MMICs
- in der Bereitstellung von geeigneten Montage- und Aufbautechniken für koplanare Millimeterwellen-Schaltkreise
- in der Entwicklung von neuartigen Millimeterwellen-Modulen in Hohlleitertechnik zum Einsatz in hochauflösenden, bildgebenden Systemdemonstratoren

Im Anschluss an diese Einleitung werden im zweiten Kapitel die zur Simulation der Schaltungseigenschaften benötigten aktiven und passiven Modelle vorgestellt und bis in den hohen Millimeterwellen-Frequenzbereich messtechnisch verifiziert. Neben konventionellen Single-Gate-Transistoren in Sourceschaltung werden neuartige Kaskoden- und Dual-Gate-Bauelemente modelliert, die insbesondere im Frequenzbereich oberhalb von 75 GHz ihre Vorteile bezüglich der zu erzielenden Kleinsignalverstärkung, Sättigungsausgangsleistung und minimalen Rauschzahl demonstrieren. Zusätzlich zu der sehr genauen Beschreibung der linearen und nichtlinearen Bauelementeigenschaften erlauben die entwickelten Klein-

und Großsignalmodelle die Skalierung der Einzelfingergateweite über einen großen Wertebereich.

Aufbauend auf der Modellierung der aktiven Bauelemente erfolgt im dritten Kapitel die Untersuchung und Auswahl von geeigneten Transistorkonfigurationen sowie der optimalen Bauelementgeometrie für den erfolgreichen Entwurf von hochfrequenten Send- und Empfangsverstärkerschaltkreisen. Weiterhin werden die Entwurfskriterien für minimales Verstärkerrauschen, maximal erreichbare Kleinsignalverstärkung sowie maximale Ausgangsleistung für monolithisch integrierte Millimeterwellen-Verstärkerschaltungen vorge-

Ziele	Lösungsweg	Ergebnisse
<p><b><u>Rauscharme Verstärker:</u></b> MHEMT-Technologie</p>	<p><b><u>Kaskodentransistor mit:</u></b> - interner Rückkopplung - hoher Verstärkung - niedriger Rauschzahl  Kap. 2.2.2, 3.1, 4.1.1</p>	<p><b><u>Stand der Technik:</u></b> - 94-GHz-LNA - 155-GHz-LNA - 220-GHz-LNA  Kap. 4.1.1, 4.3.1, 4.3.2</p>
<p><b><u>Leistungsverstärker:</u></b> PHEMT- und MHEMT-Technologie</p>	<p><b><u>Dual-Gate-Transistor mit:</u></b> - großer Einzelfingerweite - hoher Verstärkung - hoher Ausgangsleistung  Kap. 2.3.2, 3.3</p>	<p><b><u>Teilw. Stand der Technik:</u></b> - 94-GHz-MPA - 94-GHz-HPA  Kap. 3.3.2, 4.2.2, 4.2.3</p>
<p><b><u>Multifunktionale MMICs:</u></b> PHEMT- und MHEMT-Technologie</p>	<p><b><u>Monolithische Integration:</u></b> - Oszillator - LNA, MPA - Mischer  Kap. 4.4</p>	<p><b><u>Stand der Technik:</u></b> - 94-GHz-FMCW-Radar - 94-GHz-Heterodynempfänger  Kap. 4.4.1, 4.4.2</p>
<p><b><u>Aufbautechnik:</u></b> Drahtbondtechnik Flip-Chip-Technik</p>	<p><b><u>Stabilität durch:</u></b> - Abdünnen - Material mit niedrigem <math>\epsilon_r</math> - dotiertes Silicium  Kap. 5.1</p>	<p><b><u>Erfolgreicher Aufbau:</u></b> von koplanaren 94-GHz-MMICs in WR-10-Hohlleitermodulen  Kap. 5.3, 5.4, 5.5, 5.6</p>

Abbildung 1.4: Grafische Gliederung der vorliegenden Arbeit in Form eines Blockdiagramms. Dargestellt sind die Arbeitsziele, der jeweilige Lösungsweg sowie die erzielten Ergebnisse.

stellt und diskutiert. Die gewonnenen Erkenntnisse werden im vierten Kapitel zur Entwicklung von neuartigen und verbesserten Schaltungstopologien angewendet. Sämtliche im Rahmen dieser Arbeit entwickelten rauscharmen Kaskodenverstärker-MMICs erzielen im Frequenzbereich der atmosphärischen Fenster bei 94 GHz, 140 GHz und 220 GHz bezüglich ihrer minimalen Rauschzahl und Stufenverstärkung Werte, die den derzeitigen Stand der Technik vorgeben. Weiterhin wird die Kombination von unterschiedlichen Millimeterwellen-Schaltkreisen zu multifunktionalen Einzelchips beschrieben. Besonders interessant ist die Entwicklung eines monolithisch integrierten 94-GHz-Heterodynempfängers sowie die vollständige Integration eines frequenzmodulierten 94-GHz-Dauerstrichradars auf einem einzelnen MMIC mit einer Gesamtgröße von lediglich 6 mm<sup>2</sup>.

Das fünfte Kapitel behandelt die experimentelle Untersuchung des Einflusses der Aufbautechnik auf die Anregung von parasitären Substratmoden in koplanaren Millimeterwellen-Schaltkreisen und Aufbausubstraten. Neben der konventionellen Montage in Drahtbondtechnik wird dabei auch die in den letzten Jahren zunehmend an Bedeutung gewinnende Flip-Chip-Aufbautechnik berücksichtigt. Beide Montagetechniken ermöglichten die erfolgreiche Entwicklung von innovativen W-Band-Verstärkermodulen und Subsystemen, die als Schlüsselkomponenten in hochauflösenden 94-GHz-Systemdemonstratoren zum Einsatz kommen.

Eine grafische Gliederung der vorliegenden Arbeit ist in Abb. 1.4 zusammengefasst. Das dargestellte Blockdiagramm beinhaltet die Ziele, den jeweiligen Lösungsweg sowie die erzielten Ergebnisse der Arbeit und verweist auf die thematisch bezogenen Kapitel.





## Kapitel 2

# Charakterisierung und Modellierung der koplanaren Schaltungselemente

Für den Entwurf von monolithisch integrierten Send- und Empfangsverstärkerschaltungen und die vollständige Beschreibung aller elektrischen Eigenschaften bis in den hohen Millimeterwellen-Frequenzbereich um 220 GHz ist eine sehr genaue Modellierung der aktiven und passiven Schaltungskomponenten erforderlich. Zur Simulation der Kleinsignalverstärkung, Verstärkerrauschzahl, Ausgangsleistung, ein- und ausgangseitigen Anpassung sowie des Verstärkerwirkungsgrades muss dabei das lineare und nichtlineare Verhalten aller verwendeten Schaltungselemente berücksichtigt werden. Im vorliegenden Kapitel werden daher die am Fraunhofer IAF entwickelten koplanaren Leitungs- und Transistormodelle auf ihre Tauglichkeit für den Entwurf von Millimeterwellenverstärkern untersucht und mit vektoriell bestimmten Messdaten verglichen. Für die Realisierung von sehr breitbandigen und rauscharmen Verstärker-MMICs zum späteren Aufbau von direktempfangenden Radiometersystemen wurden präzise Kleinsignalmodelle für HEMTs in Kaskodenschaltung entwickelt und verifiziert. Dieser Transistortyp zeichnet sich durch eine sehr hohe lineare Verstärkung bei gleichzeitig niedriger Hochfrequenzrauschzahl und moderatem Platzbedarf aus. Für die Entwicklung von monolithischen Verstärkerschaltungen mit hoher Ausgangsleistung bei 94 GHz wurden Multifinger-Dual-Gate-Transistoren entworfen. Zur Beschreibung des Bauelementverhaltens bei Großsignalaussteuerung wurde ein Dual-Gate-HEMT-Großsignalmodell entwickelt und im Frequenzbereich bis 120 GHz messtechnisch verifiziert. Im Vergleich zu konventionellen Single-Gate-Transistoren weisen die im Rahmen dieser Arbeit realisierten Dual-Gate-HEMTs im Frequenzbereich um 94 GHz eine wesentlich erhöhte Kleinsignalverstärkung bei vergleichbaren Bauelementabmessungen auf. Aufgrund ihrer hohen Verstärkungsreserve ermöglichen die vorgestellten Dual-Gate-Transistoren die Integration von großen Einzelfingergateweiten, was für die Realisierung von Leistungsverstärkerschaltkreisen einen wesentlichen Entwurfsvorteil darstellt.

## 2.1 Passive Schaltungskomponenten

### 2.1.1 Der koplanare Wellenleiter

Für die Realisierung von monolithisch integrierten Hoch- und Höchstfrequenzschaltungen bis in den Submillimeterwellen-Frequenzbereich haben sich zwei planare Streifenleitungstypen etabliert. Neben der intensiv genutzten Mikrostreifenleitungstechnologie (**MicroStrip Line**; MSL) [19, 20] gewinnt zunehmend auch der koplanare Wellenleiter (**CoPlanar Waveguide**; CPW) [21] an Bedeutung. Den geometrischen Aufbau der Koplanarleitung und der Mikrostreifenleitung beschreiben Abb. 2.1(a) und Abb. 2.1(b). Die charakteristischen Leitungsparameter der koplanaren Leitung werden durch die Breite des Mittelleiters  $w$ , den Masse-zu-Masse-Abstand  $d$  ( $d = w + 2 \cdot s$ ) und die Dicke der Metallisierungsschicht  $t$  definiert, während sich die charakteristischen Werte der Mikrostreifenleitung aus der Streifenleiterbreite  $w$ , der Substrathöhe  $h$  und der Metallisierungsdicke  $t$  ergeben. Dabei ist zu beachten, dass bei der Mikrostreifentechnologie eine Metallisierung der Waferrückseite zwingend erforderlich ist.

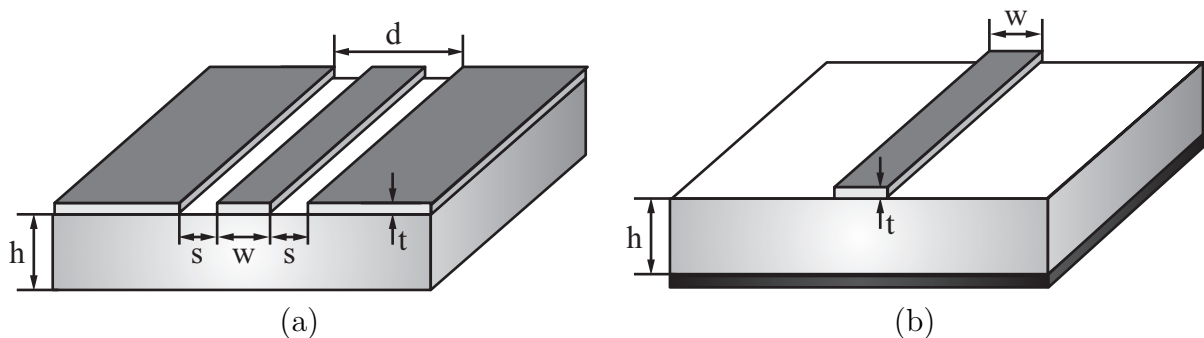


Abbildung 2.1: Geometrischer Aufbau (a) der Koplanarleitung und (b) der Mikrostreifenleitung.

Der Hauptvorteil der in diesem Abschnitt näher beschriebenen Koplanarleitungstechnik liegt in der uniplanaren Technologie bei der alle Signalleitungen und Masseflächen auf der selben Waferseite hergestellt werden. Dadurch entfallen kosten- und zeitintensive Technologieschritte wie das Abdünnen und Polieren der Waferrückseite, das Ätzen von Durchkontaktierungen (engl.: via-holes) sowie die Metallisierung und Strukturierung der Rückseite des Halbleitersubstrates. Hieraus ergeben sich neben den geringeren Herstellungskosten die weiteren Vorteile einer reduzierten mechanischen und thermischen Belastung der Bauelemente und somit eine gesteigerte Prozessausbeute. Weiterhin ermöglicht die in der selben Ebene geführte Massefläche eine einfache Integration von aktiven und passiven Schaltungskomponenten wie z.B. Transistoren, Dioden oder MIM-Kondensatoren (**Metal-Insulator-Metal**; MIM) ohne die parasitären, in der Mikrostreifentechnologie unumgänglichen Zuleitungsinduktivitäten der Durchkontaktierungen. Durch die beidseitige Masseführung der CPW werden aneinandergrenzende Leitungen besser voneinander abgeschirmt, was zu einem geringeren Übersprechen führt und somit ein kompaktes Schaltungslayout ermöglicht.

Gleichzeitig ist die Koplanarleitungstechnik kompatibel zu modernen, besonders verlustarmen Aufbautechnologien wie der Flip-Chip-Technik [22, 23, 24] sowie zu standardisierten On-wafer-Charakterisierungsverfahren mit koplanaren Messspitzen. Ein weiterer Vorteil des koplanaren Wellenleiters ist die geringe Frequenzdispersion des Wellenwiderstandes und der Phasengeschwindigkeit [25], verglichen mit der Mikrostreifentechnologie [26, 27]. So weist die Koplanarleitung im Frequenzbereich zwischen 30 und 120 GHz eine Änderung der charakteristischen Leitungsimpedanz  $Z_0$  von lediglich ca. 1 % und eine Variation der effektiven Dielektrizitätskonstante  $\epsilon_{ref}$  von etwa 3 % auf [28]. Allerdings zeichnet sich die Mikrostreifenleitung durch eine geringere Leitungsdämpfung aus [29, 30]. Nachteilig wirkt sich die Anregung von unerwünschten, parasitären Substratmoden in koplanaren MMICs aus, welche zu starken elektromagnetischen Verkopplungen und somit zu einer reduzierten Isolation führen können [31, 32]. Wie in Kapitel 5 gezeigt wird, ist es insbesondere die parasitäre Parallelplattenmode [33, 34, 35, 36] welche die Stabilität, vor allem von aufgebauten koplanaren Schaltkreisen, negativ beeinflusst.

Alle im Rahmen der vorliegenden Arbeit realisierten Millimeterwellen-Schaltungen sind mit der am Fraunhofer IAF etablierten koplanaren Schaltungstechnik hergestellt worden [37, 38]. Hierbei stehen zwei Metallisierungsebenen zur Prozessierung der passiven Komponenten sowie zum Anschluss der aktiven Bauelemente zur Verfügung. Die erste Metallisierungsebene besteht aus einer lediglich 300 nm dicken aufgedampften Goldschicht und kann hoch präzise strukturiert werden. Die zweite Metallisierung wird galvanisch abgeschieden und ist 2,7  $\mu\text{m}$  dick. Sie kann einerseits zur Verstärkung der evaporierten Schicht benutzt werden, um ohmsche Leitungsverluste zu reduzieren und höhere Ströme zu ermöglichen oder andererseits zur Realisierung von Leitungskreuzungen und Luftspulen eingesetzt werden. Weiterhin erlaubt die IAF-Technologie die monolithische Integration von MIM-Kondensatoren, welche die 250 nm dicke SiN-Passivierungsschicht der Transistoren als Dielektrikum verwenden, sowie die Herstellung von NiCr-Dünnschichtwiderständen mit einem Widerstandswert von 50  $\Omega/\square$  und den Einsatz von 225  $\Omega/\square$   $n^+$ -Schichtwiderständen.

Der Abstand der beiden CPW-Masseflächen wurde zu  $d = 50 \mu\text{m}$  gewählt, um den entgegengesetzten Forderungen nach einer guten Einkopplung und somit einer geringen Abstrahlung für kleine Leitungsgeometrien sowie einem abnehmenden Dämpfungsbelag für zunehmende Leitungsgeometrien gerecht zu werden. Durch die Festsetzung des Masse-zu-Masse-Abstandes ergeben sich die in Abb. 2.2(a) und Abb. 2.2(b) dargestellten Leitungspareparameter. Für die minimale, technologisch realisierbare Mittelleiterbreite von  $w = 5 \mu\text{m}$  wurde nach Abb. 2.2(a) eine charakteristische Leitungsimpedanz von 78  $\Omega$  simuliert während die maximal realisierbare Breite des Innenleiters ( $w = 40 \mu\text{m}$ ) einen Impedanzwert von 28  $\Omega$  ergab. Die Auswirkungen der Mittelleiterbreite auf die effektive relative Permeabilität  $\epsilon_{ref}$  und die Dämpfung  $\alpha$  des koplanaren Wellenleiters beschreibt Abb. 2.2(b). Eine Beschränkung der Mittelleiterbreiten auf 7, 17 und 37  $\mu\text{m}$  - entsprechend den Wellenwiderständen der homogenen Koplanarleitung von 70, 50 und 30  $\Omega$  - erschien sinnvoll, um die Anzahl der zu charakterisierenden Leitungselemente zu begrenzen. In Abb. 2.3(a) und Abb. 2.3(b) ist die unterschiedliche Frequenzdispersion der charakteristischen Leitungsimpedanz, der Leitungsdämpfung und der effektiven Permeabilität für diese drei Leitungsgeometrien aufgetragen. Die dargestellten Werte wurden mit dem Leitungssimulator LineCalc

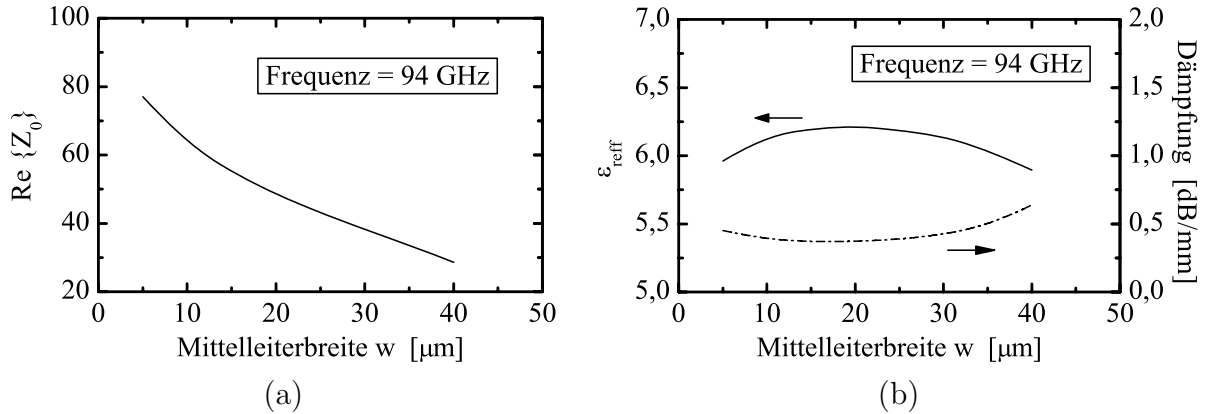


Abbildung 2.2: Simulierter Verlauf (a) der charakteristischen Leitungsimpedanz sowie (b) der effektiven Permeabilität und Dämpfung eines koplanaren Wellenleiters als Funktion der Mittelleiterbreite  $w$  [ $d = 50 \mu\text{m}$ ,  $Frequenz = 94 \text{ GHz}$ ,  $h = 635 \mu\text{m}$ ,  $t = 3 \mu\text{m}$  und  $\epsilon_r = 12,9$  (GaAs)].

von AWR gewonnen. Hierbei zeigt sich wiederum das geringe Dispersionsverhalten des Wellenwiderstandes und der Dielektrizitätskonstante eines koplanaren Wellenleiters, insbesondere für den Frequenzbereich zwischen 30 und 120 GHz.

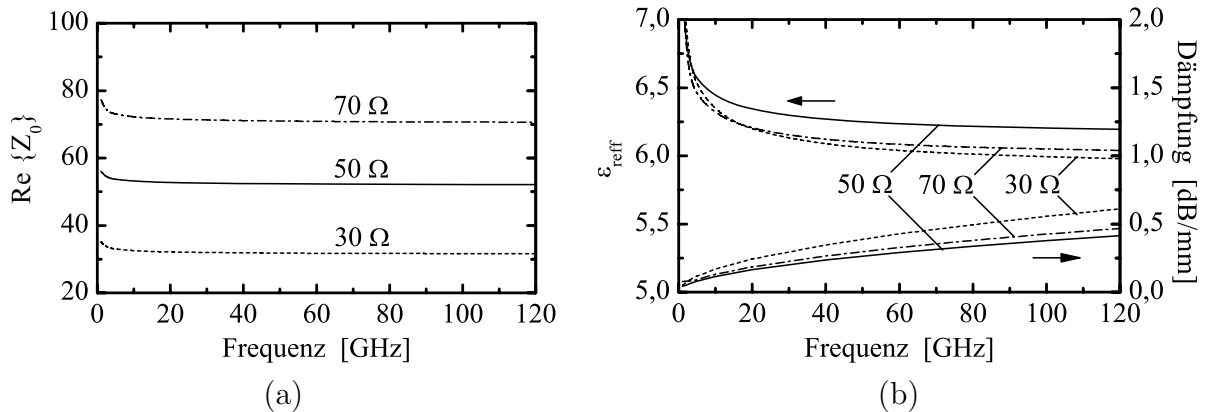


Abbildung 2.3: Simulierte Frequenzdispersion (a) der charakteristischen Leitungsimpedanz sowie (b) der effektiven Permeabilität und Dämpfung von koplanaren Wellenleitern mit einer Mittelleiterbreite von  $w = 7, 17$  und  $37 \mu\text{m}$  [ $d = 50 \mu\text{m}$ ,  $h = 635 \mu\text{m}$ ,  $t = 3 \mu\text{m}$  und  $\epsilon_r = 12,9$  (GaAs)].

### 2.1.2 Modellierung der koplanaren Leitungselemente

In kommerziellen Schaltkreissimulatoren wie ADS, Microwave Office oder Designer sind breitbandige Modellbibliotheken für koplanare Schaltungselemente, im Gegensatz zu Mikrostreifenleitungsmodellen, derzeit nur bedingt verfügbar und lediglich bis zu einem Frequenzbereich unterhalb des W-Bands verifiziert [39, 40]. Dies gilt vor allem für koplana-

re Leitungsdiskontinuitäten wie Luftbrücken, Ecken und Kreuzungen (T-Verzweigungen), aber auch für konzentrierte Schaltungselemente wie Parallel- oder Serienkapazitäten und Spulen. Ursache hierfür ist die Komplexität des feldtheoretischen Problems. So verläuft bei der Mikrostreifenleitung das elektrische Feld nahezu vollständig im Halbleitersubstrat zwischen der metallisierten Leiterbahn auf der Vorderseite und der großflächigen Rückseitenmetallisierung, woraus sich ein mit analytischen Modellen beschreibbares, größtenteils eindimensionales Feldproblem ergibt [41, 42]. Anders verhält es sich für den koplanaren Wellenleiter, bei dem die elektrischen Felder im Wesentlichen an der Substratoberfläche zwischen dem Innenleiter und den beiden umgebenden Masseflächen konzentriert sind, was zu einer zweidimensionalen feldtheoretischen Problemstellung führt, die mit modernen elektromagnetischen Simulationswerkzeugen nur sehr zeitintensiv gelöst werden kann [43].

Am IAF wurde daher eine breitbandige koplanare Modellbibliothek entwickelt, die auf dem Modell der physikalischen Übertragungsleitung nach Abb. 2.4 basiert [44]. Dieses aus

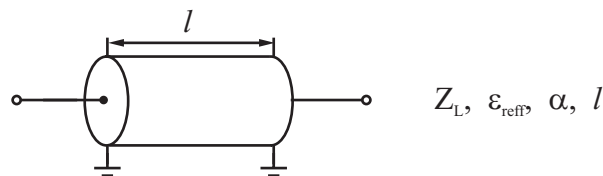


Abbildung 2.4: Modell der physikalischen Leitung zur Beschreibung der koplanaren Leitungselemente.

der linearen Leitungstheorie stammende physikalische Leitungsmodell wird über vier reelle Größen bestimmt. Dabei kann der Wellenwiderstand  $Z_L$ , die effektive Dielektrizitätskonstante  $\epsilon_{eff}$  und die Leitungslänge  $l$  als frequenzinvariant angenommen werden während der Verlauf der Dämpfung  $\alpha$  eine Frequenzabhängigkeit der Form  $\alpha = \alpha_0 \cdot f^n$  ( $0,48 \leq n \leq 0,65$ ) aufweist. Die Bestimmung der vier Leitungsparameter erfolgt über geeignete periodische Teststrukturen, die mittels vektorieller Streuparametermessungen im Frequenzbereich zwi-

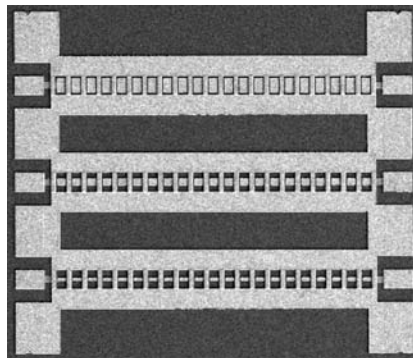


Abbildung 2.5: REM-Aufnahme der Teststruktur zur Extraktion der Modellparameter für die koplanare 30-, 50- und 70- $\Omega$ -Luftbrücke.

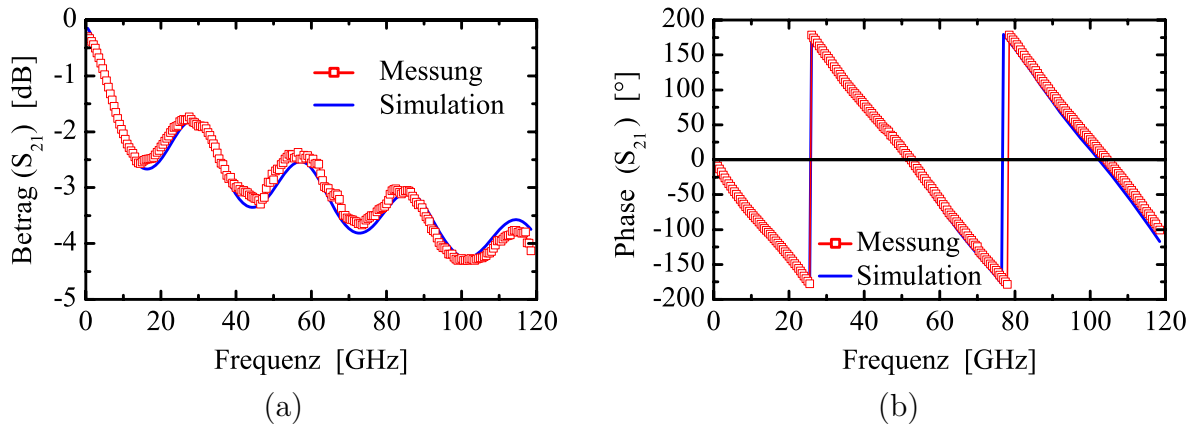


Abbildung 2.6: Simulierter und gemessener (a) Betrag und (b) Phase der Einfügedämpfung ( $S_{21}$ ) von 20 in Serie geschalteten koplanaren 30- $\Omega$ -Luftbrückenelementen.

schen 0,25 und 120 GHz charakterisiert wurden. Beispielhaft ist in Abb. 2.5 die Anordnung von 20 hintereinander geschalteten Luftbrücken (engl.: airbridge) dargestellt, welche zur Extraktion der Modellparameter für das koplanare 30-, 50- und 70- $\Omega$ -Luftbrückenelement benutzt werden. Zur homogenen Einkopplung des elektromagnetischen Feldes über Hochfrequenzmessspitzen befinden sich am Ein- und Ausgang der Struktur koplanare Kontaktflächen. Weiterhin sind die periodisch wiederkehrenden Luftbrückenelemente durch ein Stück Koplanarleitung voneinander getrennt, um eine unerwünschte Verkopplung der Teststrukturen zu minimieren. Die hervorragende Übereinstimmung dieser empirischen Leitungsmodelle mit den vektoriell bestimmten S-Parametern ist in Abb. 2.6(a) und Abb. 2.6(b) für den Betrag und die Phase der Einfügedämpfung ( $S_{21}$ ) dargestellt, während Abb. 2.7(a) und Abb. 2.7(b) das gemessene und simulierte Reflexionsverhalten ( $S_{11}$ ) wiedergeben.

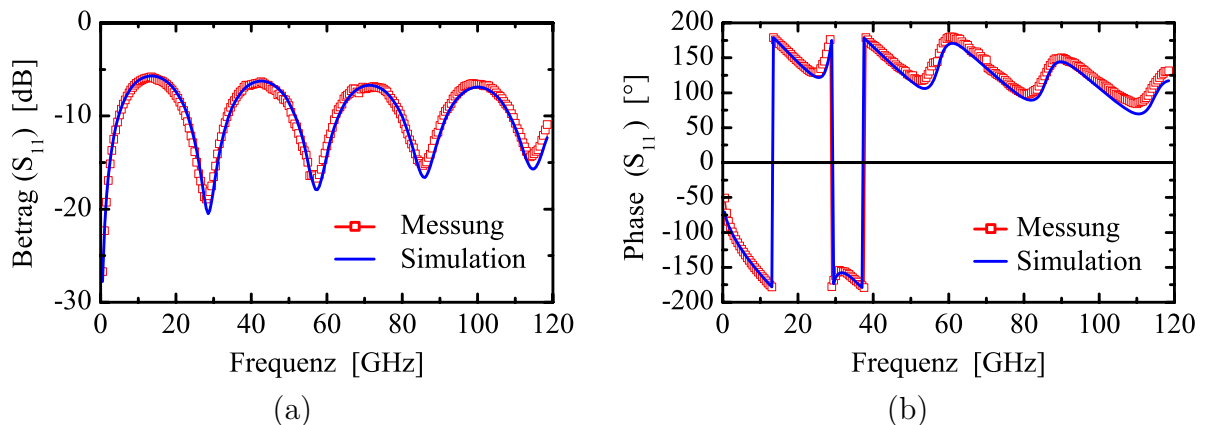


Abbildung 2.7: Simulierter und gemessener (a) Betrag und (b) Phase des Eingangsreflexionsfaktors ( $S_{11}$ ) von 20 in Serie geschalteten koplanaren 30- $\Omega$ -Luftbrückenelementen.

## 2.2 Kleinsignalmodellierung der Transistoren

Neben der genauen Modellierung aller passiven Schaltungsbestandteile ist die exakte Beschreibung der aktiven Bauelemente ein wesentlicher Bestandteil zur erfolgreichen Herstellung von MMICs im Millimeterwellen-Frequenzbereich. Gerade die monolithische Integration erlaubt aufgrund der sehr kompakten Chipabmessungen, die im Bereich einzelner Quadratmillimeter liegen, keine nachträglichen manuellen Korrekturen des Schaltungslayouts. Weiterhin bedingen die langen Fertigungszeiten sowie die Forderung nach immer kürzeren Innovationszyklen eine fehlerfreie Funktionalität der entwickelten Schaltkreise bereits nach dem ersten Prozessdurchlauf.

In diesem Kapitel wird daher die Kleinsignalmodellierung von metamorphen Feldeffekttransistoren ( $l_g = 0,1 \mu\text{m}$ ) in Sourceschaltung und Kaskodenschaltung beschrieben, die im weiteren Verlauf dieser Arbeit zur erfolgreichen Realisierung von rauscharmen Empfangsschaltungen im Frequenzbereich zwischen 65 und 220 GHz verwendet wurden.

### 2.2.1 HEMT in Sourceschaltung

Die Geometrie eines konventionellen HEMT in Sourceschaltung zeigt die Rasterelektronenmikroskopaufnahme in Abb. 2.8(a). Am linken Bildrand ist der koplanare Anschluss des Gatekontakts zu erkennen, der sich spiegelsymmetrisch auf zwei Gatefinger aufteilt. Am oberen und unteren Bildrand befinden sich die auf Massepotential liegenden Sourcekontakte, während die ausgangsseitige Anschlussleitung den Drainkontakt darstellt. Um

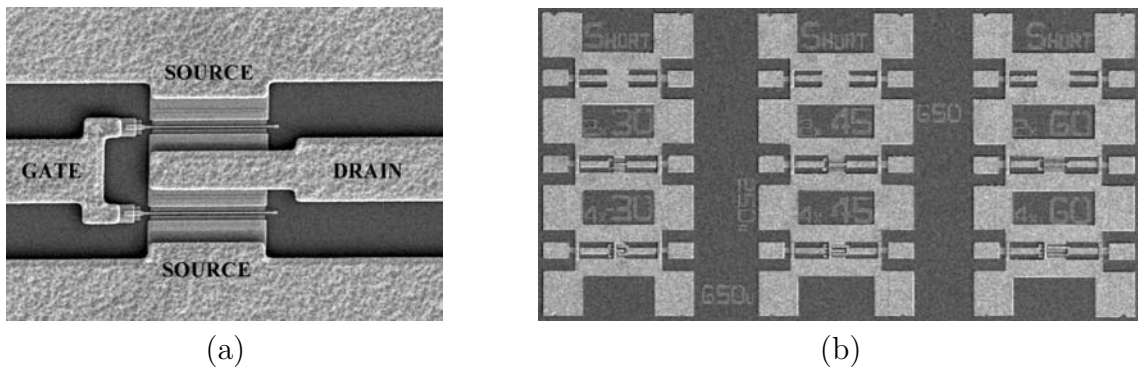


Abbildung 2.8: Rasterelektronenmikroskopaufnahme (a) eines HEMT in Sourceschaltung und (b) eines Transistortestfelds zur weitenskalierbaren Modellierung der aktiven Bauelemente.

eine Skalierbarkeit des Transistormodells zu ermöglichen, welche die Anzahl sowie die Gateweite der verwendeten Gatefinger umfasst, wurde am IAF ein Transistortestfeld nach Abb. 2.8(b) entworfen. Hierbei wurden mehrere FETs in unterschiedlicher Fingeranzahl und Einzelfingerweite platziert und in vertikaler Richtung an einem der Gateweite entsprechenden Kurzschlußstück (engl.: short) ausgerichtet. Dieser koplanare Kurzschluss dient zur messtechnischen Bestimmung des Widerstands- und Induktivitätsbelags der koplanaren Zuleitungen bis zur eigentlichen Referenzebene des Bauelements.

Die Bestimmung der 16 in Abb. 2.9 dargestellten Kleinsignalersatzschaltbildelemente des Transistors in Sourceschaltung erfolgt in drei aufeinanderfolgenden Messschritten [45, 46, 47]. Die erste Messung wird im Abschnürbereich (engl.: pinch-off) des FET

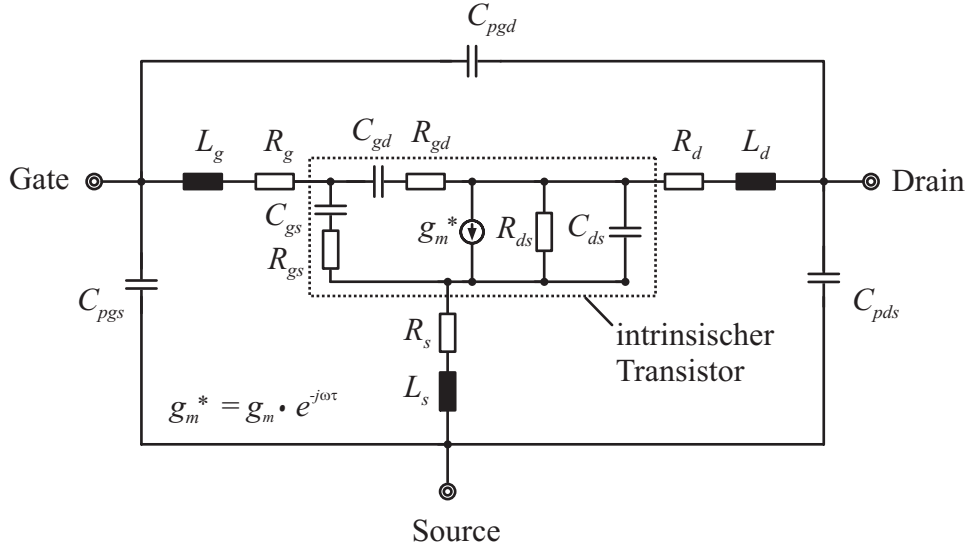


Abbildung 2.9: Kleinsignalersatzschaltbild eines HEMT in Sourceschaltung.

bei einer angelegten Drainspannung von  $V_{DS} = 0$  V durchgeführt. Hierbei verhält sich der HEMT wie ein passives Bauelement und der intrinsische Transistor stellt einen Leerlauf dar. Für diesen Arbeitspunkt werden die parasitären Pad-Kapazitäten  $C_{pgs}$ ,  $C_{pgd}$  und  $C_{pds}$  ermittelt. Zur Bestimmung der Kontakt- und Bahnwiderstände  $R_g$ ,  $R_s$  und  $R_d$  sowie der Zuleitungsinduktivitäten  $L_g$ ,  $L_s$  und  $L_d$  wird gateseitig ein großer Vorwärtsstrom eingepreßt und symmetrisch auf den Drain- und Sourcezweig aufgeteilt. Der intrinsische Teil des Transistors stellt hierbei einen Kurzschluss dar. Die sieben verbleibenden Ersatzschaltbildelemente des intrinsischen Transistors werden in einer abschließenden Messung für denjenigen Arbeitspunkt extrahiert, der in der späteren Schaltungsanwendung eingestellt wird. Für Verstärkerschaltkreise ist das in der Regel der Arbeitspunkt für maximale Steilheit und somit für die höchste zu erzielende Kleinsignalverstärkung oder der Arbeitspunkt für minimales Verstärkerrauschen.

Die Gültigkeit des Kleinsignalmodells wurde im Frequenzbereich zwischen 0,25 und 120 GHz mit vektoriellen Streuparametermessungen verifiziert. In Abb. 2.10(a) sind die simulierten und gemessenen S-Parameter der Vorwärtsverstärkung ( $S_{21}$ ) und der Isolation ( $S_{12}$ ) eines Transistors in Sourceschaltung mit der Gateweite  $w_g = 2 \times 30 \mu\text{m}$  in einem Polardiagramm dargestellt. Dabei wurde über dem gesamten charakterisierten Frequenzbereich eine hervorragende Übereinstimmung sowohl im Betrag als auch in der Phase erzielt. Gleiches gilt für die in Abb. 2.10(b) in einem Smith-Diagramm aufgetragenen Messdaten des Eingangs- und Ausgangsreflexionsfaktors ( $S_{11}$  bzw.  $S_{22}$ ). Sie werden durch den simulierten Frequenzverlauf der Streuparameter ebenfalls sehr exakt wiedergegeben.



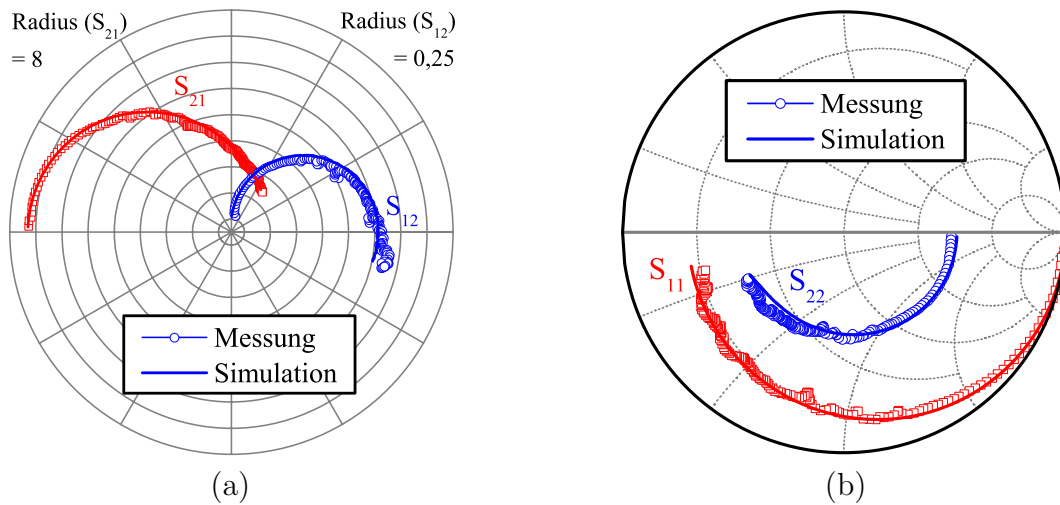


Abbildung 2.10: Vergleich zwischen simulierter und gemessener (a) Vorwärtsverstärkung ( $S_{21}$ ) und Isolation ( $S_{12}$ ) und (b) Eingangsreflexionsfaktor ( $S_{11}$ ) und Ausgangsreflexionsfaktor ( $S_{22}$ ) eines Transistors in Sourceschaltung mit der Gateweite  $w_g = 2 \times 30 \mu\text{m}$ . Der dargestellte Frequenzbereich verläuft zwischen 0,25 und 120 GHz.

## 2.2.2 HEMT in Kaskodenschaltung

Neben den Transistoren in Sourceschaltung aus Abschnitt 2.2.1 wurden im Rahmen dieser Arbeit vorrangig HEMTs in Kaskodenschaltung zur Herstellung von rauscharmen Empfangsverstärkern eingesetzt. Der Kaskodentransistor vereint die positiven Eigenschaften einer hohen Kleinsignalverstärkung bei gleichzeitig niedriger minimaler Rauschzahl. Seine wahren Vorteile spielt er daher im Millimeterwellen-Frequenzbereich für Frequenzen oberhalb von 75 GHz aus. Während ein konventioneller FET in Sourceschaltung in diesem Frequenzbereich bereits deutlich an Verstärkung einbüßt, was einen mehrstufigen Aufbau der Verstärkerschaltung zwingend erforderlich macht, bietet der Transistor in Kaskodenschaltung eine hohe Verstärkungsreserve, um einstufige Verstärkerschaltkreise mit großer Bandbreite, hoher Kleinsignalverstärkung und sehr niedriger Hochfrequenzrauschzahl zu realisieren [48, 12]. Weitere Vorteile der hohen Stufenverstärkung sind die kompakte Bauform des MMIC und somit eine kosteneffiziente Herstellung sowie eine geringe Beeinflussung der Gesamt-rauschzahl durch nachgeschaltete rauschbehaftete Komponenten, da deren Rauschanteil um die Verstärkung des Empfangsverstärkers reduziert wird [49].

Den Aufbau der in dieser Arbeit entwickelten Kaskodentransistoren zeigt die REM-Aufnahme in Abb. 2.11(a), während das äquivalente Schaltbild des FET in Abb. 2.11(b) dargestellt ist. Das Kaskodenbauelement lässt sich als Serienschaltung von einem Transistor in Sourceschaltung und einem Transistor in Gateschaltung beschreiben, die durch ein Leitungsstück der Länge  $l$  räumlich voneinander getrennt sind. Die geeignete Wahl der Länge sowie der Impedanz dieses Leitungsabschnittes ermöglicht einen unbedingt stabilen Betrieb des sonst sehr schwingungsanfälligen HEMT [50]. Im Gegensatz zu den konventionellen Transistorkonfigurationen in Source-, Drain- oder Gateschaltung mit ihren

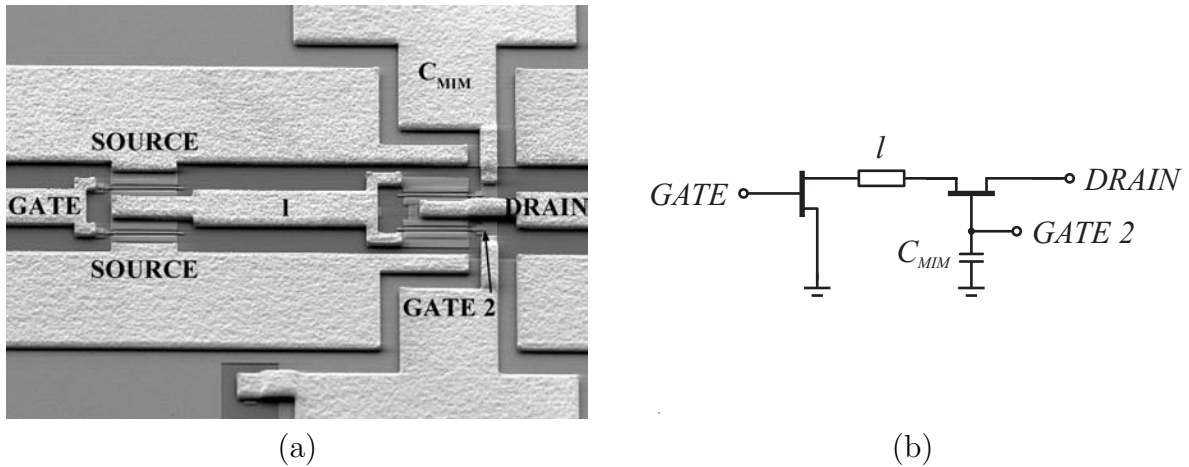


Abbildung 2.11: (a) Rasterelektronenmikroskopaufnahme eines Kaskodentransistors der Gateweite  $w_g = 2 \times 30 \mu\text{m}$  und (b) sein äquivalentes Schaltbild.

zwei DC- bzw. HF-Kontakten, verfügt der Kaskodentransistor über einen zusätzlichen Anschluss, welcher das zweite Gate (GATE 2) des Bauelements nach außen führt. Dieser Kontakt ist hochfrequenzmäßig über eine Kapazität ( $C_{MIM}$ ) kurzgeschlossen, woraus sich die Konfiguration der Gateschaltung des zweiten FET ableitet. Aufgrund des zusätzlichen Anschlusses des Kaskodenbauelements ergibt sich eine dreidimensionale Matrix von Arbeitspunkteinstellungen und somit eine wesentlich erhöhte Komplexität bei der Beschreibung des Transistorverhaltens. Allerdings können durch den Zugriff auf das zweite Gate des Kaskodentransistors auch alternative Schaltungsvarianten realisiert werden. So erlaubt der dritte Anschluss des Bauelements den Einsatz als regelbaren Verstärker dessen Kleinsignalverstärkung über die am zweiten Gate angelegte Gleichspannung variiert werden kann [51, 52]. Wird über die beiden verfügbaren Gateanschlüsse ein HF- und ein LO-Signal eingespeist, so kann bei entsprechender Anpassung des Bauelements am drainseitigen Anschluss die sich ergebende Zwischenfrequenz abgenommen werden, was den Einsatz des Kaskoden-HEMT als Mischer ermöglicht [53, 54]. Weitere Schaltungskonzepte, die mit Hilfe des Kaskodentransistors realisiert werden können, sind Schalter, Frequenzvervielfacher, Oszillatoren und Breitbandverstärker (**T**raveling **W**ave **A**mplifier; TWA) [55, 56, 57].

Zur exakten Beschreibung des Kleinsignalverhaltens von HEMTs in Kaskodenschaltung bis in den hohen Millimeterwellen-Frequenzbereich wurde das in Abb. 2.12 dargestellte Ersatzschaltbild (ESB) entwickelt und mittels Streuparametermessungen bis 120 GHz verifiziert. Das gezeigte Kleinsignalersatzschaltbild des Kaskodentransistors setzt sich aus dem ESB eines FET in Sourceschaltung, einem koplanaren Wellenleiter und dem ESB eines FET in Gateschaltung zusammen. Wird das koplanare Leitungsstück zwischen den beiden aktiven Bauelementen entfernt, entsteht ein sogenannter Dual-Gate-Transistor für den die zusätzliche kapazitive Rückkopplung  $C_{pdg1}$  zwischen dem ausgangseitigen Drainanschluss und dem eingangseitigen Gateanschluss (Gate 1) berücksichtigt werden muss (siehe Abschnitt 2.3.2). Insgesamt ergeben sich somit 34 (bzw. 35 für  $l = 0 \mu\text{m}$ ) extrinsische und intrinsische Ersatzschaltbildelemente für den aktiven Transistor, zuzüglich

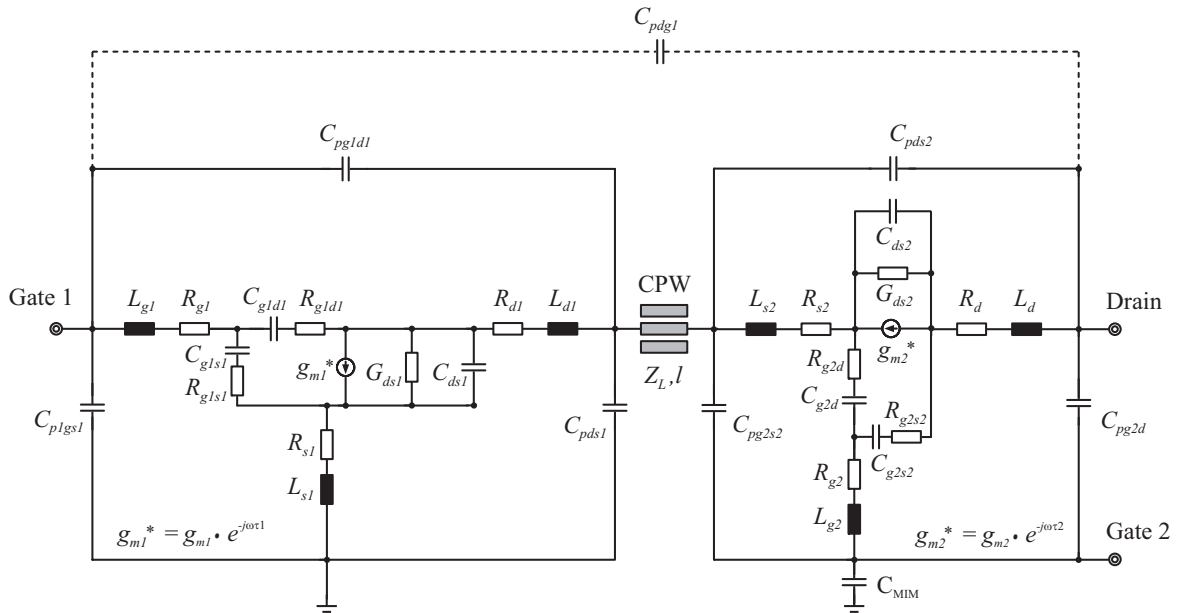


Abbildung 2.12: Kleinsignalersatzschaltbild des HEMT in Kaskodenschaltung.

der beiden frei wählbaren Parameter Leitungsimpedanz  $Z_L$  und Leitungslänge  $l$  des koplanaren Verbindungsstücks. Die Extraktion der Ersatzschaltbildelemente erfolgt entsprechend Abschnitt 2.2.1 für zwei Einzeltransistoren in Source- und Gateschaltung, welche eine zu dem Kaskodenbauelement identische Geometrie und Gateweite aufweisen. Um den jeweiligen Arbeitspunkt der beiden FETs zu bestimmen, wurde das koplanare Leitungsstück im Inneren des Kaskodentransistors, welches gleichzeitig den Drainanschluss des ersten Bauelements und den Sourceanschluss des zweiten Bauelements darstellt, mit einer  $20\ \mu\text{m}$  dicken Messnadel kontaktiert. Die verwendete physikalische Extraktionsmethode der ESB-Elemente ermöglicht eine präzise Modellierung des Kaskodentransistors bis in den hohen Millimeterwellen-Frequenzbereich. Weiterhin ergeben sich aus den gewonnenen intrinsischen und extrinsischen Bauelementparametern wesentliche Erkenntnisse bezüglich der gewählten Schichtstruktur sowie der Technologieführung und der layoutbedingten parasitären Umgebung des HEMT, welche sowohl zur Optimierung der DC- und HF-Eigenschaften des Transistors als auch zur Analyse von prozessbedingten Parameterstreuungen auf das Bauelement- bzw. Schaltungsverhalten benutzt werden können.

In Abb. 2.13(a) und Abb. 2.13(b) sind die mit dem entwickelten Kleinsignalersatzschaltbild simulierten Streuparameter den gemessenen Werten eines HEMT in Kaskodenschaltung mit der Gateweite  $w_g = 2 \times 30\ \mu\text{m}$  gegenübergestellt. Dabei konnte über den gesamten charakterisierten Frequenzbereich von 0,25 bis 120 GHz eine hervorragende Übereinstimmung aller S-Parameter sowohl im Betrag als auch in der Phase festgestellt werden. Die sehr gute Beschreibung des Transistorverhaltens mit dem hier vorgestellten Kaskodenkleinsignalmodell wurde weiterhin durch die Simulation der maximalen stabilen Verstärkung MSG des Bauelements bestätigt. In Abb. 2.14 ist der simulierte und der gemessene Ver-

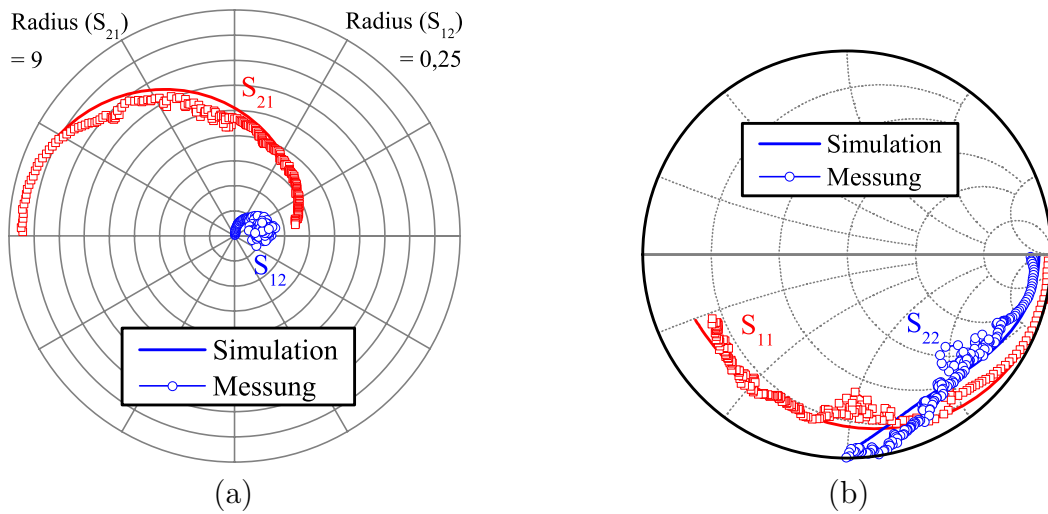


Abbildung 2.13: Vergleich zwischen simulierter und gemessener (a) Vorwärtsverstärkung ( $S_{21}$ ) und Isolation ( $S_{12}$ ) und (b) Eingangsreflexionsfaktor ( $S_{11}$ ) und Ausgangsreflexionsfaktor ( $S_{22}$ ) eines Transistors in Kaskodenschaltung mit der Gateweite  $w_g = 2 \times 30 \mu\text{m}$ . Der dargestellte Frequenzbereich verläuft zwischen 0,25 und 120 GHz.

lauf der maximalen Verstärkung als Funktion der Frequenz aufgetragen. Dabei konnte der messtechnisch aufgenommene Verstärkungsverlauf sowohl für den Transistor in Sourceschaltung als auch für den HEMT in Kaskodenschaltung mit den modellierten Werten sehr gut beschrieben werden. Weiterhin geht aus Abb. 2.14 der oben erwähnte Vorteil der hohen Verstärkungsreserve des Kaskodentransistors hervor. Während die maximal verfügbare Kleinsignalverstärkung eines konventionellen Transistors in Sourceschaltung (B) bereits auf 10 dB bei 94 GHz abgefallen ist, weist das Kaskodenbauelement (A) bei der gleichen Frequenz noch einen Wert von über 20 dB auf.

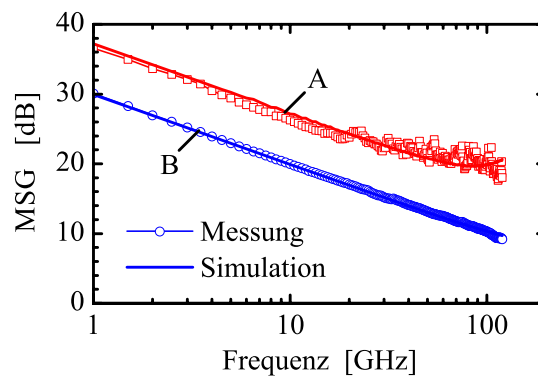


Abbildung 2.14: Gemessene und simulierte Werte der maximalen stabilen Kleinsignalverstärkung (MSG) als Funktion der Frequenz für einen HEMT in Kaskodenkonfiguration (A) und einen Transistor in Sourceschaltung (B). Die Gateweite beider Bauelemente beträgt  $w_g = 2 \times 30 \mu\text{m}$ .

## 2.3 Großsignalmodellierung der Transistoren

Für die Simulation der maximalen Ausgangsleistung, des Kompressionsverhaltens und des Wirkungsgrads von W-Band-Leistungsverstärkern und multifunktionalen 94-GHz-MMICs wird ein Transistorgroßsignalmodell benötigt, welches das nichtlineare Verhalten der aktiven Bauelemente möglichst genau beschreibt.

Aus der Literatur sind zwei unterschiedliche Typen von Großsignalmodellen bekannt. Zum einen sind dies tabellenbasierende Großsignalmodelle, die auf gemessenen Streuparametern beruhen, aus denen arbeitspunktabhängige Ströme und Ladungen berechnet und anschließend in Tabellenform abgelegt werden [58,59]. Die Approximation der zwischen den charakterisierten Messpunkten liegenden Werte erfolgt dabei über zweidimensionale Interpolationsverfahren mittels sogenannter Spline-Funktionen. Eine weitere Verbreitung als die tabellenbasierenden Modelle haben jedoch analytische Großsignalmodelle erfahren, welche heutzutage in allen kommerziellen CAE-Werkzeugen (**C**omputer **A**ided **E**ngineering; CAE) enthalten sind. Die Nichtlinearitäten des Transistors werden in der analytischen Darstellung durch empirische Funktionen beschrieben, welche die physikalischen Eigenschaften des Bauelements so exakt wie möglich nachbilden [60,61,62,63]. Der hauptsächliche Vorteil des analytischen Großsignalmodells gegenüber dem Tabellenmodell liegt in der einfacheren Extrapolation der außerhalb des Messbereichs liegenden Arbeitspunkte. Weiterhin besteht bei der analytischen Beschreibung die Möglichkeit, durch Variation der Modellparameter den Einfluss von technologischen Parameterstreuungen auf das Bauelement- oder Schaltkreisverhalten bereits vor der Prozessierung zu untersuchen.

Zur Simulation und Optimierung der in Kapitel 4 beschriebenen 94-GHz-Leistungsverstärkerschaltungen sowie der monolithisch integrierten Send- und Empfangsschaltkreise wurde im Rahmen der vorliegenden Arbeit ein analytisches Großsignalmodell für Multifinger-Dual-Gate-Transistoren (DG-HEMTs) entworfen. Dieser Transistortyp eignet sich besonders für Leistungsanwendungen im Millimeterwellenfrequenzbereich, da er für die zur Leistungserzeugung benötigten großen Gesamtgateweiten der Bauelemente eine ausreichend hohe Verstärkung aufweist. Der spannungsabhängige intrinsische Transistorkern des Dual-Gate-HEMT setzt dabei auf dem bewährten analytischen IAF-HEMT-Großsignalmodell auf, während die extrinsischen Ersatzschaltbildelemente auf die Geometrie des Dual-Gate-Bauelements angepasst wurden. Bevor der Aufbau und die messtechnische Verifikation des DG-HEMT-Großsignalmodells in Abschnitt 2.3.2 näher beschrieben werden, sind im folgenden Abschnitt die Eigenschaften des zugrundeliegenden IAF-HEMT-Modells kurz zusammengefasst.

### 2.3.1 Analytisches IAF-HEMT-Großsignalmodell

Die nichtlineare Modellierung der in dieser Arbeit eingesetzten Transistoren erfolgte auf der Basis des am IAF entwickelten IAF-HEMT-Großsignalmodells, welches im kommerziellen Schaltungssimulator MDS der Firma Agilent implementiert wurde. Der prinzipielle Aufbau und die charakteristischen Eigenschaften des Modells sind in [64, 65, 66] detailliert beschrieben und verwenden das in Abb. 2.15 dargestellte elektrische Ersatzschaltbild.

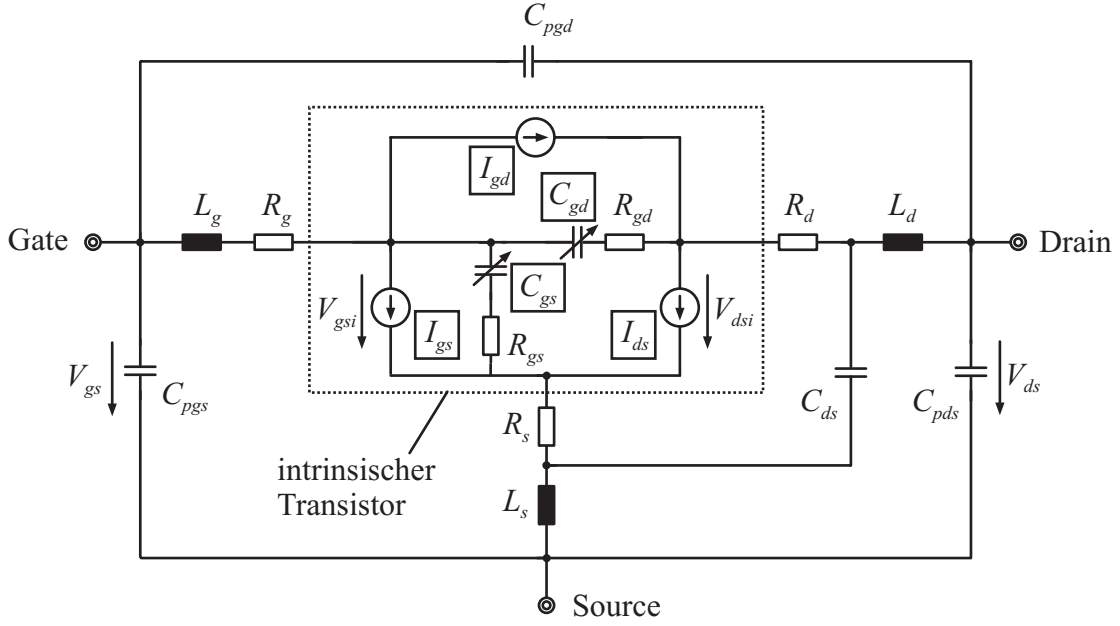


Abbildung 2.15: Prinzipieller Aufbau des IAF-HEMT-Großsignalersatzschaltbild.

Das abgebildete Großsignalersatzschaltbild ist in eine äußere (extrinsische) und eine innere (intrinsische) Schale aufgeteilt. Dabei bilden die extrinsischen Elemente die arbeitspunktunabhängigen parasitären Effekte der verwendeten Transistorgeometrie nach, während die im intrinsischen Kern des Modells platzierten Kapazitäten und Stromquellen vom gewählten Arbeitspunkt abhängig sind.

Die beiden Stromquellen  $I_{gs}$  und  $I_{gd}$  beschreiben die Diodencharakteristik der Gate-Source- bzw. der Gate-Drain-Diode und werden als Funktion der intrinsisch anliegenden Spannungen nach der Shockley'schen Diodengleichung modelliert:

$$I_{gs}(V_{gsi}) = I_{gs0} \cdot \left( \exp\left(\frac{q \cdot V_{gsi}}{n \cdot k \cdot T}\right) - 1 \right) \quad (2.1)$$

$$I_{gd}(V_{gdi}) = I_{gd0} \cdot \left( \exp\left(\frac{q \cdot V_{gdi}}{n \cdot k \cdot T}\right) - 1 \right) \quad (2.2)$$

Zur Modellierung der Drain-Source-Stromquelle  $I_{ds}$  wird die aus den drei Termen  $f_1$ ,  $f_2$  und  $f_3$  bestehende Gleichung nach [64] verwendet:

$$I_{ds}(V_{gsi}, V_{dsi}) = f_1(V_{gsi}) \cdot f_2(V_{gsi}, V_{dsi}) \cdot f_3(V_{dsi}) \quad (2.3)$$

Dabei beschreibt der erste Produktterm  $f_1(V_{gsi})$  die Leitfähigkeitsmodulation des zweidimensionalen Elektronengases durch die Steuerspannung des Gates, während der zweite Term  $f_2(V_{gsi}, V_{dsi})$  den Ausgangsleitwert des Transistors im Sättigungsbereich wiedergibt.

Der erstmals von Curtice [67] verwendete dritte Term  $f_3(V_{dsi})$  modelliert den linearen Bereich des Drainstroms mit dem Übergang in den Sättigungsbereich. Eine ausführliche Beschreibung aller drei Produktterme ist im Anhang B wiedergegeben.

Die Steilheit  $g_m$  des Bauelements ergibt sich aus der Ableitung des Drainstroms  $I_{ds}$  nach der intrinsischen Gate-Source-Spannung  $V_{gsi}$  zu

$$g_m = \frac{\partial I_{ds}(V_{gsi}, V_{dsi})}{\partial V_{gsi}} = \left( \frac{\partial f_1}{\partial V_{gsi}} \cdot f_2 + f_1 \cdot \frac{\partial f_2}{\partial V_{gsi}} \right) \cdot f_3 \quad (2.4)$$

während sich der Ausgangsleitwert  $g_{ds}$  aus der Ableitung des Drainstroms nach der intrinsischen Drain-Source-Spannung  $V_{dsi}$  errechnet:

$$g_{ds} = \frac{\partial I_{ds}(V_{gsi}, V_{dsi})}{\partial V_{dsi}} = f_1(V_{gsi}) \cdot \left( \frac{\partial f_2}{\partial V_{dsi}} \cdot f_3 + f_2 \cdot \frac{\partial f_3}{\partial V_{dsi}} \right) \quad (2.5)$$

Die hervorragende Beschreibung des nichtlinearen Bauelementverhaltens durch das IAF-HEMT-Großsignalmodell belegen die in Kapitel 4 und [66] demonstrierten Ergebnisse für monolithisch integrierte V-Band- und W-Band-Millimeterwellenverstärker.

### 2.3.2 Dual-Gate-HEMT-Großsignalmodell

Eine Rasterelektronenmikroskopaufnahme des in dieser Arbeit zur Realisierung von 94-GHz-Leistungsverstärkerschaltkreisen entwickelten Dual-Gate-HEMT zeigt Abb. 2.16. Der dargestellte Transistor setzt sich aus vier mal zwei kombinierten Einzelfingern zusammen. Zur Berechnung der Gesamtgateweite des Bauelements wird allerdings nur die Anzahl

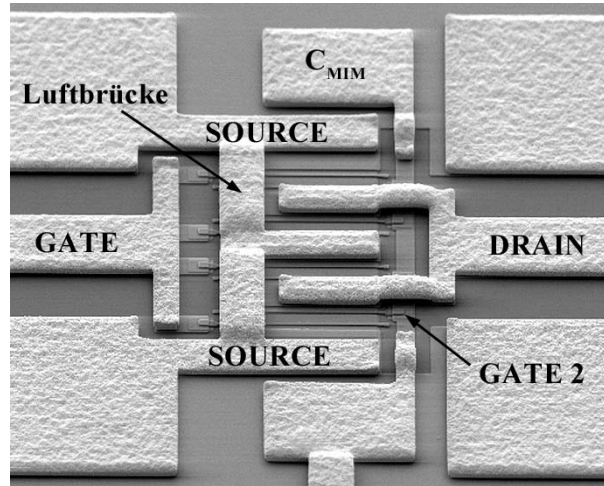


Abbildung 2.16: Rasterelektronenmikroskopaufnahme eines Multifinger-Dual-Gate-Leistungstransistors. Die Gesamtgateweite des Bauelements beträgt  $w_g = 4 \times 45 \mu\text{m}$ .

der zusammengefassten Gatefinger (Dual-Gate) herangezogen, woraus sich eine Gesamtgateweite von  $w_g = 4 \times 45 \mu\text{m}$  ergibt. Aufgrund der erhöhten Einzelfingerzahl muss die Sourceinsel zwischen den mittleren beiden Gatefinger über eine Luftbrücke angeschlossen werden. Am Transistorausgang ergeben sich zwei Drainkontakte, welche auf eine gemeinsame Drainleitung zusammengeführt werden.

Zur Beschreibung des nichtlinearen Bauelementverhaltens des Dual-Gate-HEMT wurde das in Abb. 2.17 dargestellte Großsignalersatzschaltbild entworfen. Das vorgestellte Modell des Dual-Gate-Transistors setzt sich aus einer Serienschaltung eines HEMT in Sourceschaltung und eines HEMT in Gateschaltung zusammen. Die beiden arbeitspunktabhängigen intrinsischen Bereiche werden dabei durch die Gleichungen des IAF-HEMT-Großsignalmodells nach Abschnitt 2.3.1 beschrieben, während die vom gewählten Arbeitspunkt unabhängigen extrinsischen Ersatzschaltbildelemente aus der Kleinsignalextraktion von Einzeltransistoren gemäß Abschnitt 2.2.1 bestimmt werden. Weiterhin berücksichtigt das DG-HEMT-Großsignalersatzschaltbild eine Rückkoppelkapazität vom Transistorausgang zum gateseitigen Eingang ( $C_{pdg1}$ ) sowie eine kapazitive Kopplung zwischen der Sourceluftbrücke und dem ausgangsseitigen Drainkontakt ( $C_{pds1}$ ). Die Parameterwerte dieser beiden zusätzlichen ESB-Elemente werden über Optimierungsalgorithmen der CAE-Software aus dem Vergleich zu den vektoriell aufgenommenen Messwerten bestimmt.

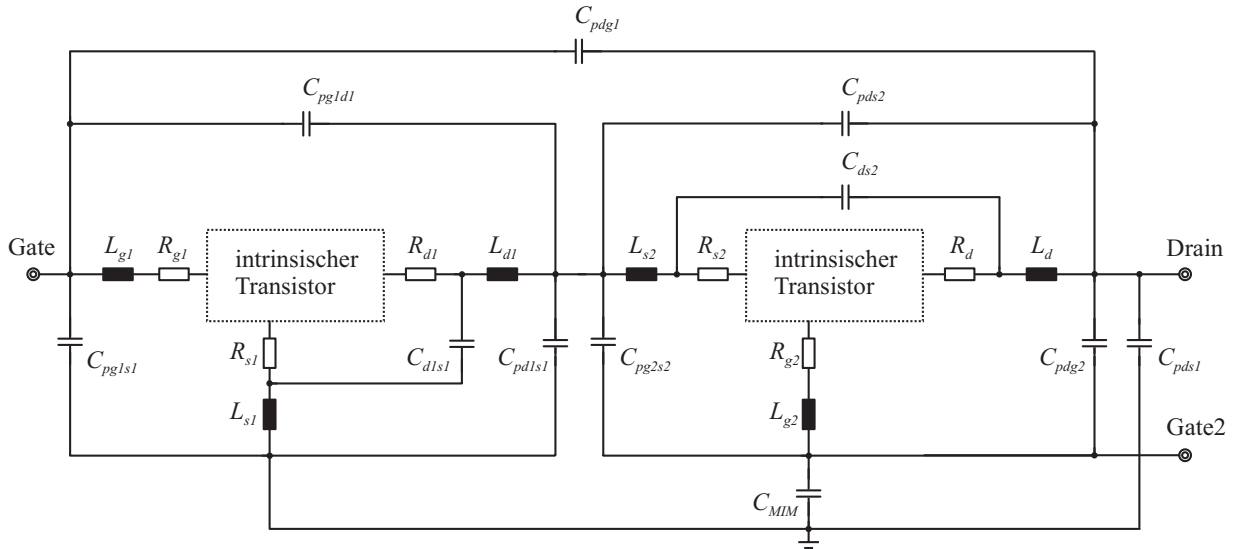


Abbildung 2.17: Großsignalersatzschaltbild des Dual-Gate-HEMT.

In Abb. 2.18(a) und Abb. 2.18(b) sind die mit dem DG-HEMT-Großsignalmodell simulierten Streuparameter den gemessenen Werten eines Dual-Gate-Transistors der Gateweite  $w_g = 4 \times 45 \mu\text{m}$  gegenübergestellt. Dabei konnte im gesamten charakterisierten Frequenzbereich zwischen 0,25 und 120 GHz eine sehr gute Übereinstimmung sowohl im Betrag als auch in der Phase erzielt werden. Der Arbeitspunkt des Bauelements lag bei  $V_D = 4 \text{ V}$ ,  $V_{G2} = 1,5 \text{ V}$  und  $V_G = 0 \text{ V}$  mit einem Drainstrom von  $I_D = 70 \text{ mA}$ . Die Gültigkeit des



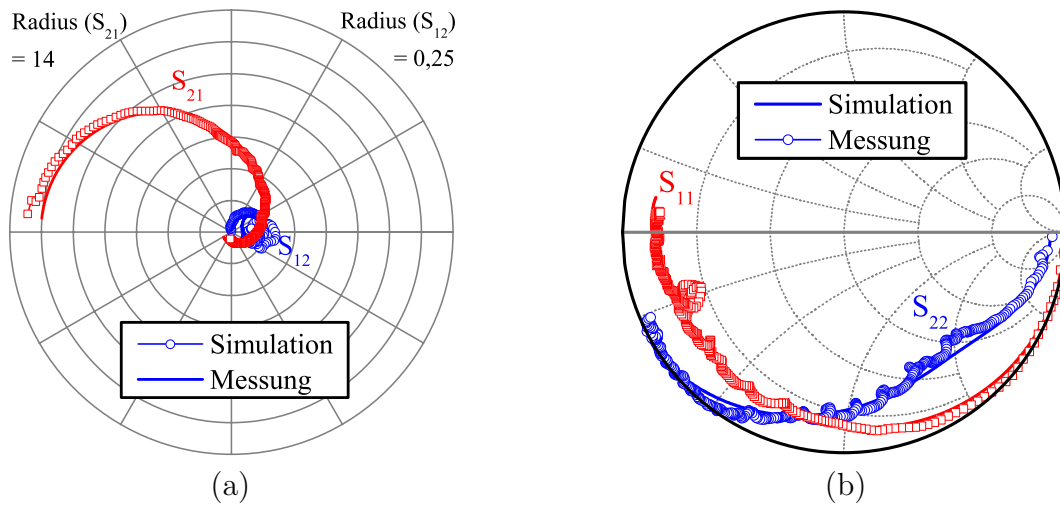


Abbildung 2.18: Vergleich zwischen simulierter und gemessener (a) Vorwärtsverstärkung ( $S_{21}$ ) und Isolation ( $S_{12}$ ) und (b) Eingangsreflexionsfaktor ( $S_{11}$ ) und Ausgangsreflexionsfaktor ( $S_{22}$ ) eines pseudomorphen Dual-Gate-HEMT mit der Gateweite  $w_g = 4 \times 45 \mu\text{m}$ . Der dargestellte Frequenzbereich verläuft zwischen 0,25 und 120 GHz [ $V_D = 4 \text{ V}$ ,  $V_{G2} = 1,5 \text{ V}$ ,  $V_G = 0 \text{ V}$  und  $I_D = 70 \text{ mA}$ ].

beschriebenen Großsignalmodells wurde weiterhin durch die Messung der Verstärkung und Ausgangsleistung unter Großsignalaussteuerung nach Abb. 2.19 verifiziert. Dazu wurden die beiden Großsignalparameter eines nicht angepassten Dual-Gate-Bauelements der Gateweite  $w_g = 4 \times 45 \mu\text{m}$  als Funktion der Eingangsleistung mit einem ein- und ausgangsseitigen 50- $\Omega$ -Abschluss aufgezeichnet. Bei der hohen Betriebsfrequenz von 94 GHz ergab sich eine hervorragende Übereinstimmung zwischen den simulierten und gemessenen Werten. Die

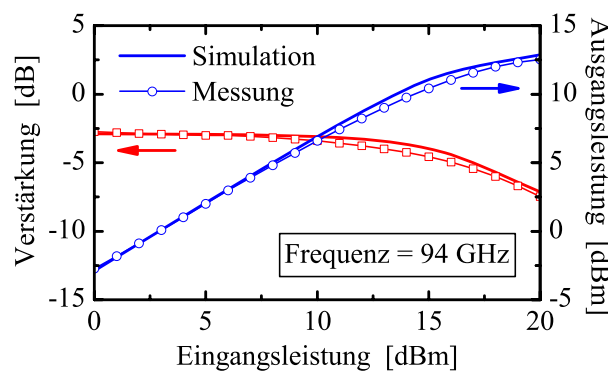


Abbildung 2.19: Vergleich zwischen simulierter und gemessener Verstärkung und Ausgangsleistung als Funktion der Eingangsleistung für einen nicht angepassten pseudomorphen Dual-Gate-HEMT an 50  $\Omega$ . Die Gateweite des Bauelements beträgt  $w_g = 4 \times 45 \mu\text{m}$  [ $V_D = 4 \text{ V}$ ,  $V_{G2} = 1,5 \text{ V}$ ,  $V_G = 0 \text{ V}$  und  $I_D = 70 \text{ mA}$ ].

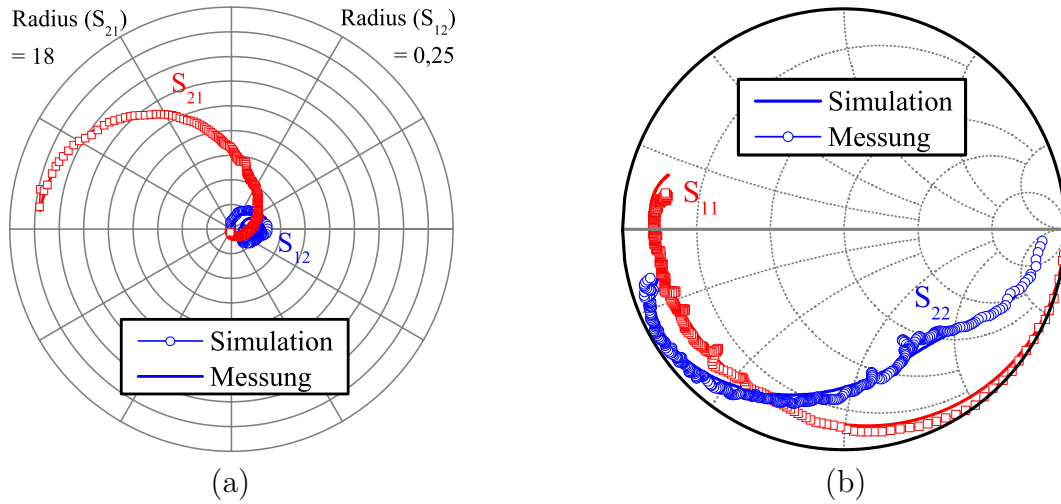


Abbildung 2.20: Vergleich zwischen simulierter und gemessener (a) Vorwärtsverstärkung ( $S_{21}$ ) und Isolation ( $S_{12}$ ) und (b) Eingangsreflexionsfaktor ( $S_{11}$ ) und Ausgangsreflexionsfaktor ( $S_{22}$ ) eines pseudomorphen Dual-Gate-HEMT mit der Gateweite  $w_g = 4 \times 60 \mu\text{m}$ . Der dargestellte Frequenzbereich verläuft zwischen 0,25 und 120 GHz [ $V_D = 4 \text{ V}$ ,  $V_{G2} = 1,5 \text{ V}$ ,  $V_G = 0 \text{ V}$  und  $I_D = 95 \text{ mA}$ ].

Skalierbarkeit des DG-HEMT-Großsignalmodells wurde abschließend durch den Vergleich mit Streuparametermessungen von prozessierten Dual-Gate-Transistoren mit unterschiedlicher Einzelfingerweite untersucht. Beispielhaft sind in Abb. 2.20(a) und Abb. 2.20(b) die simulierten und gemessenen S-Parameter für einen Dual-Gate-HEMT der Gateweite  $w_g = 4 \times 60 \mu\text{m}$  dargestellt. Der Verlauf der messtechnisch erfassten Streuparameter konnte dabei im gesamten charakterisierten Frequenzbereich bis 120 GHz sehr gut wiedergegeben werden, woraus sich eine ausgezeichnete Weitenskalierbarkeit des vorgestellten DG-HEMT-Modells ableiten lässt.

## 2.4 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurden die zur Simulation und zum Entwurf von monolithisch integrierten Sende- und Empfangsverstärkerschaltungen benötigten linearen- und nichtlinearen Schaltungsmodelle vorgestellt. Aufbauend auf der am IAF verfügbaren koplanaren Modellbibliothek wurde ein skalierbares Kleinsignalmodell für Transistoren in Kaskodenschaltung entwickelt und über den weiten Frequenzbereich bis 120 GHz messtechnisch verifiziert. Dabei zeigte sich, dass das aus 34 Ersatzschaltbildelementen bestehende Transistormodell die exakte Nachsimulation der vektoriell bestimmten Streuparameter ermöglicht. Weiterhin demonstrieren die im Rahmen dieser Arbeit realisierten rauscharmen Kaskodenbauelemente eine im Vergleich zu konventionellen Transistoren in Source-schaltung um 10 dB erhöhte Kleinsignalverstärkung bei 94 GHz. Für die erfolgreiche Herstellung von W-Band Leistungsverstärkerschaltungen wurden Multifinger-Dual-Gate-

Transistoren entworfen und untersucht. Die Beschreibung des nichtlinearen intrinsischen Bauelementverhaltens der Dual-Gate-Leistungsbaulemente erfolgte auf der Basis des analytischen IAF-HEMT-Großsignalmodells, während die spannungsunabhängigen extrinsischen Ersatzschaltbildelemente auf die Geometrie des Dual-Gate-Transistors angepasst wurden. Für das in dieser Arbeit entwickelte DG-HEMT-Großsignalmodell konnte eine hervorragende Beschreibung des Transistorverhaltens bis 120 GHz nachgewiesen werden. Zusätzlich zur Simulation der Transistor-Großsignalparameter erlaubt das DG-HEMT-Modell auch die Skalierung der Einzelfingergateweite des Bauelements. Die vorgestellten Erweiterungen der koplanaren IAF-Modellbibliothek ermöglichten eine vollständige Simulation der zum Aufbau von aktiven und passiven bildgebenden Systemen entworfenen Sende- und Empfangsschaltungen bis in den hohen Millimeterwellen-Frequenzbereich.

*Wichtige Ergebnisse:*

- *Modellentwicklung für neuartige Kaskoden- und Dual-Gate-Transistoren*
- *erfolgreiche Verifikation der linearen- und nichtlinearen Schaltungsmodelle bis 120 GHz*



# Kapitel 3

## Entwurfskriterien für monolithisch integrierte Verstärkerschaltkreise

Für den erfolgreichen Entwurf von Sende- und Empfangsverstärkerschaltungen im Millimeterwellen-Frequenzbereich zwischen 94 und 220 GHz ist die Auswahl der geeigneten Transistorkonfiguration sowie der optimalen Bauelementgeometrie von wesentlicher Bedeutung. Aufgrund der in diesem Frequenzband bereits deutlich reduzierten Kleinsignalverstärkung von konventionellen Single-Gate-Transistoren in Sourceschaltung wurden im Rahmen der vorliegenden Arbeit Dual-Gate- und Kaskodenbauelemente entworfen und modelliert (siehe Kapitel 2), welche sowohl die Realisierung von monolithisch integrierten 94-GHz-Leistungsverstärkern mit hoher linearer Verstärkung [51] als auch die Herstellung von sehr rauscharmen Verstärker-MMICs mit großer Bandbreite ermöglichen [48, 12].

In diesem Kapitel werden im ersten Abschnitt die Entwurfskriterien für minimales Verstärkerrauschen vorgestellt und untersucht. Neben einer Einführung in das prinzipielle Rauschverhalten von linearen Zweitoren werden die Einflüsse der Transistoreigenschaften auf das Rauschverhalten von Feldeffekttransistoren mit hoher Elektronenbeweglichkeit diskutiert. Als Simulationsgrundlage dient dafür das intrinsische Temperaturrauschmodell nach Pospieszalski [68, 69]. Die Untersuchung der optimalen Anzahl sowie der optimalen Gateweite der integrierten Gatefinger mündete in die Entwicklung eines einstufigen, rauscharmen W-Band-Kaskodenverstärker-MMIC mit einer Kleinsignalverstärkung von über 10 dB zwischen 75 und 110 GHz. Die bei Raumtemperatur ( $T = 293$  K) erzielte Rauschzahl von 2,1 dB stellt den heutigen Stand der Technik dar [70].

Im zweiten Abschnitt wird der Schaltungsentwurf für die maximal erreichbare Kleinsignalverstärkung auf der Basis der konjugiert komplexen Anpassung beschrieben, während im dritten Abschnitt die Entwurfskriterien zur Realisierung von Sendeverstärkern mit maximaler Ausgangsleistung vorgestellt und untersucht werden. Neben der Bestimmung der optimalen Transistortopologie für den hohen Millimeterwellen-Frequenzbereich wird die Auswahl des geeigneten Anpassungsnetzwerks diskutiert. Zur Verifikation der simulierten Ergebnisse wurde ein einstufiger monolithisch integrierter Leistungsverstärkerschaltkreis entworfen und hergestellt, der bei einer Betriebsfrequenz von 94 GHz eine Ausgangsleistungsdichte von 280 mW/mm und eine maximale Effizienz (PAE) von 10 % erzielte.

## 3.1 Schaltungsentwurf für minimales Verstärkerrauschen

Aufgrund ihrer hervorragenden Transporteigenschaften sind HEMT-Strukturen mit hohen Indium Anteilen im Kanal für die Realisierung von rauscharmen Empfangsschaltungen im Millimeterwellen-Frequenzbereich bis zu 220 GHz prädestiniert [71, 72]. In diesem Abschnitt wird daher der Entwurf von monolithisch integrierten Verstärkerschaltkreisen mit minimalem Hochfrequenzrauschen auf der Basis von metamorphen HEMT-Bauelementen mit einer Gatelänge von  $l_g = 0,07 \mu\text{m}$  und einem Indiumgehalt von 80 % im Hauptkanal untersucht und beschrieben.

Die Entwicklung von rauscharmen Hochfrequenzverstärkern erfolgte bisher hauptsächlich mittels Transistoren in Sourceschaltung [71, 73, 74], welche aufgrund ihrer hohen Strom- und Spannungsverstärkung eine hohe Transitfrequenz  $f_T$  sowie eine niedrige minimale Rauschzahl  $F_{min}$  aufweisen. Für den Frequenzbereich oberhalb von 75 GHz kommt es bei diesen Single-Gate-Bauelementen allerdings zu einer Abnahme der maximal verfügbaren Verstärkung auf Werte von weniger als 10 dB (siehe Abb. A.8(b)). Dieser für eine ideale, verlustfreie Leistungsanpassung berechnete Wert reduziert sich in der gesamten Verstärkerschaltung nochmals durch die Leitungsverluste der ein- und ausgangseitigen Anpassungsnetzwerke. Für den Fall der Transistoranpassung auf minimales Verstärkerrauschen kann somit trotz effizienter Ausnutzung der gegebenen Bauelementeigenschaften lediglich eine Stufenverstärkung von ca. 5 dB bei 94 GHz erzielt werden. Die geringe Kleinsignalverstärkung der ersten Verstärkerstufe bedingt nach der Friisschen Formel (siehe Gl. (3.5)) jedoch eine Zunahme der Gesamttrauschzahl des Verstärker-MMIC durch den Einfluss sämtlicher nachgeschalteter Verstärkerstufen.

Im vorliegenden Kapitel werden daher die bereits in Kapitel 2.2.2 eingeführten Kaskodentransistoren mit hoher linearer Verstärkung hinsichtlich ihrer Eignung zur Realisierung von rauscharmen Verstärkerschaltungen untersucht. Der Kaskodentransistor verfügt im Frequenzbereich des W-Bands über eine um ca. 10 dB höhere Kleinsignalverstärkung, verglichen mit Transistoren in Sourceschaltung. Bezüglich seiner extrinsischen Transitfrequenz  $f_T$ , seiner maximalen Steilheit  $g_m$  und seiner minimalen Rauschzahl  $F_{min}$  weist er vergleichbare Werte zu den konventionellen Single-Gate-Bauelementen auf. Diese überzeugenden Bauelementeigenschaften sowie seine kompakten geometrischen Abmessungen machen den Kaskodentransistor zu einer interessanten schaltungstechnischen Alternative für die Entwicklung von rauscharmen Hochfrequenzverstärkern.

### 3.1.1 Rauschen in Zweitoren

Aufgrund ihrer thermischen Energie führen freie Elektronen bei einer endlichen Umgebungstemperatur von  $T > 0 \text{ K}$  willkürliche Bewegungen aus, welche von Zusammenstößen mit den Gitteratomen unterbrochen werden können. Dieser in allen elektrisch leitenden Materialien beobachtbare Prozess wird als thermisches Rauschen (engl.: thermal noise oder Johnson noise) bezeichnet. Die ungeordnete Bewegung der Elektronen führt zu ei-

nem statistisch schwankenden Strom bzw. zu einer statistisch schwankenden Spannung an den Enden des elektrischen Leiters, wie z. B. einem Widerstand  $R_N$ . Dabei ergibt sich der quadratische Mittelwert der thermischen Rauschspannung bzw. des thermischen Rauschstromes bei bekannter Temperatur  $T$  und Bandbreite  $B$  mit der Boltzmann-Konstante  $k$  zu [75]:

$$\overline{|U_N|^2} = 4kTB R_N, \quad \overline{|I_N|^2} = \frac{4kT}{R_N} B \quad (3.1)$$

Die Berechnung der maximalen an  $R_N$  verfügbaren Rauschleistung  $P_N$  erfolgt über:

$$P_N = \frac{\overline{|U_N|^2}}{4R_N} = kTB \quad (\text{Lastwiderstand} = \text{Innenwiderstand}) \quad (3.2)$$

### Rauschzahl

Aufgrund des Eigenrauschens eines aktiven Bauelements ergibt sich an seinem Ausgang ein geringeres Signal-Rauschverhältnis (engl.: signal-to-noise ratio) als es an seinem Eingang vorliegt. Bei gleicher Messbandbreite definiert der Quotient aus dem Signal-Rauschverhältnis vor und nach dem verstärkenden Bauelement die Rauschzahl  $F$  [76]:

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} = \frac{S_i/N_i}{G S_i/(N_a + G N_i)} = \frac{N_a + G N_i}{G N_i} = 1 + \frac{N_a}{G N_i} \quad (3.3)$$

Dabei bezeichnet der Index  $i$  die am Eingang vorliegende Signal- ( $S$ ) bzw. Rauschleistung ( $N$ ), während der Index  $o$  für die auf den Ausgang bezogenen Größen steht.  $G$  repräsentiert die Verstärkung und  $N_a$  die Eigenrauschleistung des Bauelements. Aus Gl. (3.3) geht hervor, dass für eine Reduktion der Rauschzahl  $F$  das Eigenrauschen des Bauelements minimiert und gleichzeitig seine Verstärkung maximiert werden muss. Die Umrechnung der Rauschzahl (engl.: Noise Figure,  $NF$ ) in den gebräuchlicheren logarithmischen Maßstab erfolgt über:

$$NF = 10 \cdot \lg(F) \quad [dB] \quad (3.4)$$

Für die Kettenschaltung von mehreren Verstärkerzweiten ergibt sich nach der Friis'schen Formel [77] die Gesamtrauschzahl  $F_{ges}$  eines  $n$ -stufigen Verstärkers zu:

$$F_{ges} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 \cdot G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 \cdot G_2 \cdot \dots \cdot G_{n-1}} \quad (3.5)$$

Die Gesamtrauschzahl eines zweistufigen Verstärkers kann somit über

$$F_{ges} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} \quad (3.6)$$

bestimmt werden. Anhand von Gl. (3.6) ist zu erkennen, dass der Einfluss der Rauschzahl der zweiten Verstärkerstufe auf die Gesamtrauschzahl um die Verstärkung der ersten Stufe reduziert wird. Für eine hohe Verstärkung der Empfängerstufe muss die nachfolgende Stufe daher keine besonderen Anforderungen an die Rauscharmut erfüllen. Die Realisierung einer niedrigen Gesamtrauschzahl der Verstärkerschaltung bedingt neben einer hohen Kleinsignalverstärkung  $G_1$  allerdings auch eine niedrige Rauschzahl  $F_1$  der Eingangsstufe. Diese beiden für den Entwurf von rauscharmen Empfängerschaltkreisen wesentlichen Bedingungen erfüllt der Kaskodentransistor in besonderem Maße, wie in Kapitel 3.1.3 gezeigt wird.

### Rauschanpassung

Die Rauschzahl eines Verstärkerzweiters hängt allerdings nicht nur vom Eigenrauschen des verwendeten Bauelements ab, sondern ist auch eine Funktion der sich am Eingangstor des Transistors befindenden Quellenimpedanz  $\underline{Z}_Q$ . Eine allgemeine Beschreibung des Rauschverhaltens von lineareren Zweitoren in Abhängigkeit der komplexen Quellenimpedanz  $\underline{Z}_Q$  und deren Realteils  $R_Q$  sowie der Quellenimpedanz bei Rauschanpassung  $\underline{Z}_{Q,opt}$  (optimale Quellenimpedanz) ergibt sich zu [45]:

$$F = F_{min} + \frac{g_n}{R_Q} \cdot |\underline{Z}_Q - \underline{Z}_{Q,opt}|^2 = F_{min} + \frac{R_n}{G_Q} \cdot |\underline{Y}_Q - \underline{Y}_{Q,opt}|^2 \quad (3.7)$$

mit dem nachfolgenden Zusammenhang zwischen dem äquivalenten Rauschleitwert  $g_n$  und dem äquivalenten Rauschwiderstand  $R_n$  :

$$g_n = R_n \cdot |\underline{Y}_{Q,opt}|^2 \quad (3.8)$$

Aus Gl. (3.7) ist ersichtlich, dass zur vollständigen Beschreibung des Rauschverhaltens von Zweitoren lediglich die vier Größen minimal erreichbare Rauschzahl  $F_{min}$ , äquivalenter Rauschleitwert  $g_n$  sowie Real- und Imaginärteil der optimalen Quellenimpedanz  $\underline{Z}_{Q,opt}$  benötigt werden. Diese vier Kenngrößen werden als Rauschparameter bezeichnet. Die Minimierung der Rauschzahl  $F$  erfolgt über die sogenannte Rauschanpassung mit  $\underline{Z}_Q = \underline{Z}_{Q,opt}$ . Bei Abweichungen von diesem Idealfall gibt der äquivalente Rauschleitwert  $g_n$  die Empfindlichkeit bzw. die Stärke des Anstiegs der Rauschzahl mit zunehmender Rauschfehlpassung an.

Die Umrechnung von Gl. (3.7) in eine in der Hochfrequenztechnik gebräuchlichere Darstellungsform mittels Reflexionsfaktoren ergibt [76]:

$$F = F_{min} + 4r_n \cdot \frac{|\underline{\Gamma}_Q - \underline{\Gamma}_{Q,opt}|^2}{|1 + \underline{\Gamma}_{Q,opt}|^2 \cdot (1 - |\underline{\Gamma}_{Q,opt}|^2)} \quad (3.9)$$



Dabei ist  $r_n = R_n/Z_0$  der auf den Bezugswiderstand  $Z_0$  des Messsystems normierte äquivalente Rauschwiderstand,  $\underline{\Gamma}_Q$  der komplexe Reflexionsfaktor der Quellenimpedanz (Generatorreflexionsfaktor) und  $\underline{\Gamma}_{Q,opt}$  der komplexe Generatorreflexionsfaktor bei Rauschanpassung  $F = F_{min}$  (optimaler Generatorreflexionsfaktor).

### 3.1.2 Rauschmodellierung des HEMT

Als Grundlage für die exakte Modellierung des Rauschverhaltens der verwendeten Kaskodentransistoren bis zu Betriebsfrequenzen von über 200 GHz diene das intrinsische Temperaturrauschmodell nach Pospieszalski [68, 69]. Das in Abb. 3.1 dargestellte Rauschersatzschaltbild des intrinsischen HEMT basiert dabei auf lediglich zwei frequenzunabhängigen Modellparametern: der äquivalenten Rauschtemperatur  $T_g$  des Kanalwiderstands  $R_{gs}$  sowie der äquivalenten Rauschtemperatur  $T_d$  des Ausgangsleitwerts  $g_{ds}$ . Die Umrechnung

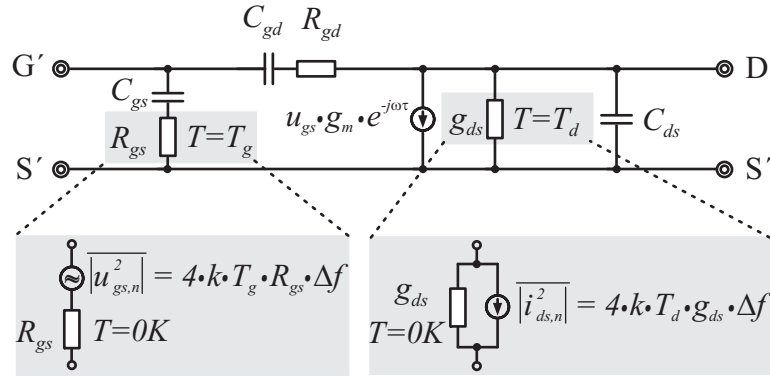


Abbildung 3.1: Rauschersatzschaltbild des intrinsischen HEMT mit dem thermisch rauschenden Kanalwiderstand  $R_{gs}$  und dem thermisch rauschenden Ausgangsleitwert  $g_{ds}$ .

der äquivalenten Rauschtemperatur  $T_g$  in eine äquivalente Rauschspannungsquelle im Eingangskreis des Bauelements erfolgt mit dem Wert des Kanalwiderstands  $R_{gs}$  über

$$\overline{|u_{gs,n}|^2} = 4kT_g R_{gs} \Delta f \quad (3.10)$$

während die Rauschstromquelle am Ausgang des Transistors mit der äquivalenten Rauschtemperatur  $T_d$  und dem Wert des Ausgangsleitwerts  $g_{ds}$  durch

$$\overline{|i_{ds,n}|^2} = 4kT_d g_{ds} \Delta f \quad (3.11)$$

beschrieben wird. Diese beiden intrinsischen Rauschquellen des Transistors sind nach [68] und [78] unkorreliert, wodurch der von Van der Ziel und Fukui eingeführte Korrelationskoeffizient zu Null gesetzt werden kann [79, 80, 81]. Eine weitere Vereinfachung des Modells

ergibt sich durch die Festsetzung der äquivalenten Rauschtemperatur  $T_g$  zur Umgebungstemperatur  $T_a$  [69]. Dadurch reduziert sich die Anzahl der zu bestimmenden Parameter auf die äquivalente Rauschtemperatur  $T_d$  des Ausgangsleitwerts  $g_{ds}$ .

Das vorgestellte intrinsische Temperaturrauschmodell ermöglicht somit die vollständige Charakterisierung der Rauscheigenschaften eines HEMT durch die Extraktion seines Kleinsignalersatzschaltbildes zusammen mit der Bestimmung von lediglich einem Modellparameter, der mit einem kommerziellen Rauschmesssystem in einer standardisierten 50- $\Omega$ -Umgebung ermittelt werden kann [82, 83]. Unter Vernachlässigung der Rückwirkungskapazität  $C_{gd}$  ergeben sich die vier intrinsischen Rauschparameter zu:

$$F_{min} = 1 + 2 \cdot \frac{f}{f_{T,i}} \cdot \frac{\sqrt{g_{ds}T_d R_{gs}T_g + \left(\frac{f}{f_{T,i}}\right)^2 g_{ds}^2 R_{gs}^2 T_d^2}}{T_{st}} + 2 \cdot \left(\frac{f}{f_{T,i}}\right)^2 \cdot \frac{g_{ds}R_{gs}T_d}{T_{st}} \quad (3.12)$$

$$g_n = \left(\frac{f}{f_{T,i}}\right)^2 \cdot \frac{g_{ds}T_d}{T_{st}} \quad (3.13)$$

$$\underline{Z}_{Q,opt} = \sqrt{R_{gs}^2 + \left(\frac{f_{T,i}}{f}\right)^2 \cdot \frac{T_d R_{gs}}{T_d g_{ds}}} + j \frac{1}{\omega C_{gs}} \quad (3.14)$$

Dabei stellt die Konstante  $T_{st}$  die Standardrauschtemperatur mit einem Betrag von 290 K dar. Ein wesentlicher Vorteil der in dieser Arbeit verwendeten hoch-indiumhaltigen Schichten lässt sich aus Gl. (3.12) und Gl. (3.13) entnehmen. Durch die sehr hohe intrinsische Transitfrequenz  $f_{T,i}$  der metamorphen Transistoren reduziert sich sowohl die minimale Rauschzahl  $F_{min}$  des Bauelements als auch der äquivalente Rauschleitwert  $g_n$ , wodurch die Empfindlichkeit des Transistors in Bezug auf eine Rauschfehlpassung verringert wird.

Die Abhängigkeit der minimalen Rauschzahl  $F_{min}$  von den Parametern des Transistor-Kleinsignalersatzschaltbildes ergibt sich nach Umformung von Gl. (3.12) und unter Einbeziehung des extrinsischen Gate- und Sourcewiderstandes [84] zu:

$$F_{min} = 1 + 2 \cdot \frac{f}{f_{T,i}} \cdot \frac{\sqrt{g_{ds}T_d(R_g + R_{gs} + R_s)T_g}}{T_{st}} \quad (3.15)$$

### 3.1.3 Bestimmung der optimalen Transistorgeometrie

Im vorliegenden Unterkapitel wird die Bestimmung der optimalen Anzahl von Gatefingern sowie der idealen Einzelfingergateweite für den Entwurf eines rauscharmen W-Band-Verstärkerschaltkreises beschrieben. Die Simulation der maximal verfügbaren Verstärkung sowie der minimalen Rauschzahl des integrierten Bauelements erfolgte mit dem in Abb. 2.12 dargestellten Kleinsignalersatzschaltbild des Kaskodentransistors. Zur Berechnung der vier Rauschparameter des verwendeten Kaskodenbauelements wurde das Rauschen aufgrund der extrinsischen Widerstände ( $R_g$ ,  $R_s$  und  $R_d$ ) sowie des Kanalwiderstandes ( $R_{gs}$ ) durch

die Umgebungstemperatur  $T_a = 293$  K berücksichtigt, während die äquivalente Rauschtemperatur des Ausgangsleitwerts  $g_{ds}$  anhand von Rauschzahlmessungen an einem 50- $\Omega$ -Abschluss zu  $T_d = 700$  K bestimmt wurde. Die Stabilisierung der Kaskodenbauelemente erfolgte über eine koplanare 50- $\Omega$ -Leitung der Länge  $L_l = 84$   $\mu\text{m}$ , die zwischen dem Transistor in Sourceschaltung und dem Transistor in Gateschaltung platziert wurde sowie mit einer resistiven Rückkopplung ( $R = 225$   $\Omega$ ) über den Transistor in Gateschaltung nach Abb. 3.6(b). Der Wert der MIM-Kapazität am zweiten Gate des Kaskodenbauelements betrug  $C_{MIM} = 5$  pF.

In Abb. 3.2(a) sind die bei 94 GHz simulierten Werte der minimalen Rauschzahl  $NF_{min}$ , der maximalen Verstärkung MAG sowie des Stabilitätsfaktors  $k$  für einen Kaskodentransistor mit zwei Gatefingern als Funktion der Einzelfingergateweite dargestellt. Dabei ist zu erkennen, dass die minimale Rauschzahl des Bauelements für eine Einzelfingergateweite von 30  $\mu\text{m}$  mit  $NF_{min} = 1,75$  dB ihren niedrigsten Wert aufweist. Der Stabilitätsfaktor  $k$  liegt für den gesamten untersuchten Gateweitenbereich oberhalb von Eins und erfüllt somit die notwendige Bedingung für unbedingte Stabilität nach Gl. (A.6). Der Verlauf der maximal verfügbaren Kleinsignalverstärkung steigt bis zu einer Einzelfingergateweite von 30  $\mu\text{m}$  stark an und geht anschließend in ein Sättigungsverhalten über. Der maximale Verstärkungswert von  $MSG = 19$  dB wurde für einen Kaskodentransistor mit einer Gateweite von  $w_g = 2 \times 45$   $\mu\text{m}$  errechnet.

Eine weitere Absenkung der minimalen Rauschzahl ließ sich nach Abb. 3.2(b) durch den Entwurf von Kaskodenbauelementen mit vier Gatefingern erzielen. Die Parallelschaltung der Gatefinger führte zu einer Reduzierung des Gatewiderstandes  $R_g$  und somit zu einer Minimierung von  $F_{min}$  nach Gl. (3.15). Wie aus Abb. 3.2(b) zu entnehmen ist, konnte die niedrigste Rauschzahl von  $NF_{min} = 1,4$  dB für Einzelfingergateweiten zwischen 15 und 25  $\mu\text{m}$  bestimmt werden. Innerhalb dieses Gateweitenbereichs ist der Stabilitätsfaktor  $k$  größer als Eins, womit der Transistor das notwendige Kriterium für unbedingte Stabilität

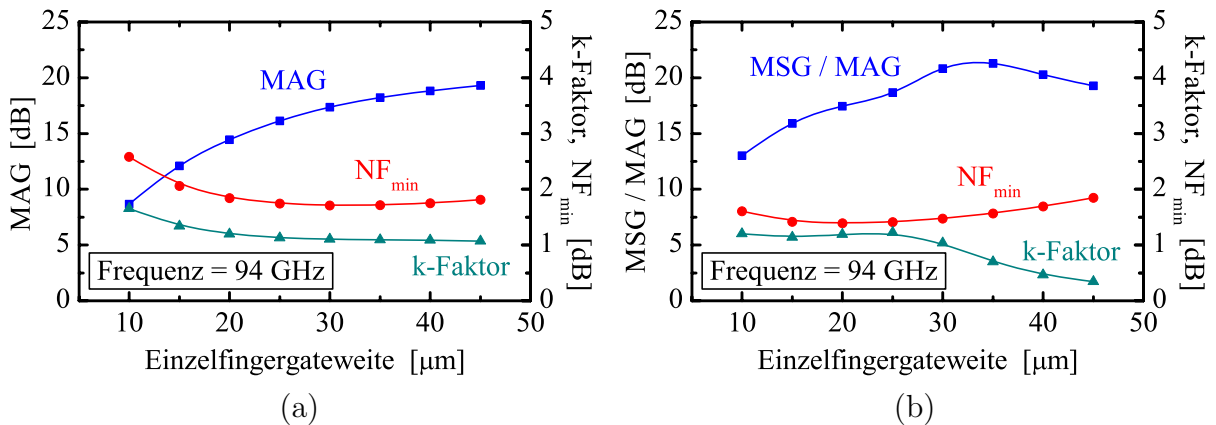


Abbildung 3.2: Simulation der minimalen Rauschzahl  $NF_{min}$ , der maximalen Verstärkung MSG bzw. MAG und des Stabilitätsfaktors  $k$  als Funktion der Einzelfingergateweite für (a) einen Kaskodentransistor mit zwei Gatefingern und (b) einen Kaskodentransistor mit vier Gatefingern. Die Simulationsfrequenz betrug 94 GHz.

erfüllt. Die maximal erreichbare Kleinsignalverstärkung des Bauelements variiert für Transistorgateweiten zwischen  $w_g = 4 \times 15 \mu\text{m}$  und  $w_g = 4 \times 25 \mu\text{m}$  um  $\pm 1$  dB und liegt bei ca. 17 dB. Für größere Einzelfingergateweiten kam es zu einer Abnahme des k-Faktors in den Wertebereich unterhalb von Eins und somit zu einem nur bedingt stabilen Bauelementverhalten. Gleichzeitig erhöhte sich die minimale Rauschzahl sowie die lineare Verstärkung des Multifinger-Kaskodentransistors. Eine weitere Erhöhung der Anzahl von Einzelgatefingern erbrachte aufgrund der Zunahme der parasitären Ersatzschaltbildelemente keine weitere Verbesserung des Bauelementrauschverhaltens.

Für die Realisierung von rauscharmen W-Band-Verstärkern ergab sich als optimale Transistorgeometrie die Anzahl von vier Gatefingern mit einer Einzelfingergateweite von jeweils  $15 \mu\text{m}$ . Dieser Transistortyp weist nach Abb. 3.3 neben einer sehr geringen minimalen Rauschzahl von 1,45 dB eine maximal erreichbare Kleinsignalverstärkung von 16 dB bei 94 GHz auf. Der äquivalente Rauschwiderstand  $R_n$  des Bauelements beträgt im angestrebten Frequenzbereich lediglich  $10 \Omega$ , wodurch sich eine sehr geringe Empfindlichkeit des Kaskodentransistors in Bezug auf Rauschfehlanspassung ergibt. Ein weiterer Vorteil der ausgewählten Transistortopologie ist die geringe Stromaufnahme des Bauelements aufgrund der kurzen Einzelfingergateweite.

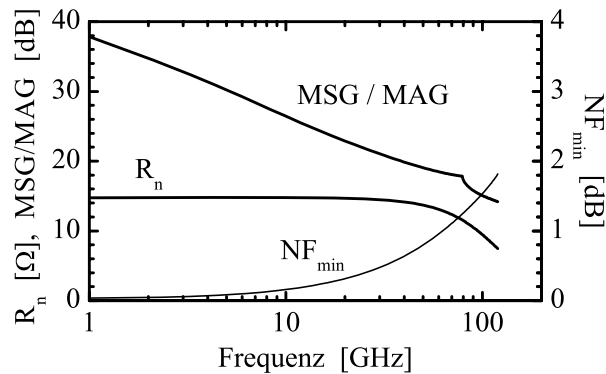


Abbildung 3.3: Simulierter Frequenzverlauf der maximalen Verstärkung (MSG/MAG), der minimalen Rauschzahl ( $NF_{min}$ ) und des äquivalenten Rauschwiderstands ( $R_n$ ) eines Kaskodentransistors mit einer Gesamtgateweite von  $w_g = 4 \times 15 \mu\text{m}$ .

### 3.1.4 Entwurfskriterien und experimentelle Ergebnisse

Zur Verifikation der in Kapitel 3.1.3 bestimmten optimalen Transistorgeometrie wurde ein einstufiger rauscharmer W-Band-Verstärker-MMIC auf der Basis eines Kaskodentransistors mit einer Gesamtgateweite von  $w_g = 4 \times 15 \mu\text{m}$  entworfen und hergestellt. Dabei erfolgte die Optimierung des eingangsseitigen Anpassungsnetzwerks nach Abb. 3.4 auf die minimal zu erreichende Rauschzahl des Verstärkerschaltkreises, während das ausgangsseitige Anpassungsnetzwerk auf Leistungsanpassung (konjugiert komplexe Anpassung,  $\underline{I}_{aus} = S_{22}^*$ )

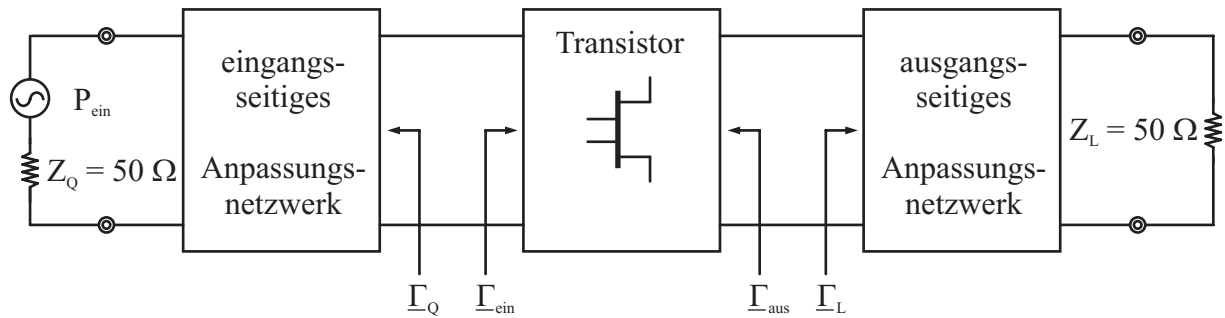


Abbildung 3.4: Definition und Bezugsebenen der Reflexionsfaktoren.

dimensioniert wurde. Die hohe Isolation ( $S_{12}$ ) des verwendeten Kaskodenbauelements führte zu einer sehr geringen gegenseitigen Beeinflussung der beiden Anpassungsnetzwerke. Zur Minimierung des Eigenrauschens des Kaskodentransistors wurden die Ersatzschaltbildelemente des Eingangsanpassungsnetzwerks so gewählt, dass der Eingang des Bauelements mit dem optimalen Generatorreflexionsfaktor  $\underline{\Gamma}_{ein} = \underline{\Gamma}_{Q,opt}$  abgeschlossen wurde. Wie in Abb. 3.5(a) dargestellt, ist die gleichzeitige Rausch- und Leistungsanpassung am Transistoreingang allerdings nicht möglich, da  $\underline{\Gamma}_{Q,opt}$  und  $S_{11}^*$  eine unterschiedliche Lage im Smith-Diagramm aufweisen. Abb. 3.5(b) zeigt die Rauschkreise sowie die Kreise konstanter Verstärkung des ausgewählten Kaskodentransistors. Durch die Anpassung des Bauelements auf die minimal zu erreichende Rauschzahl ergab sich eine Abnahme der maximal verfügbaren Kleinsignalverstärkung um ca. 3 dB.

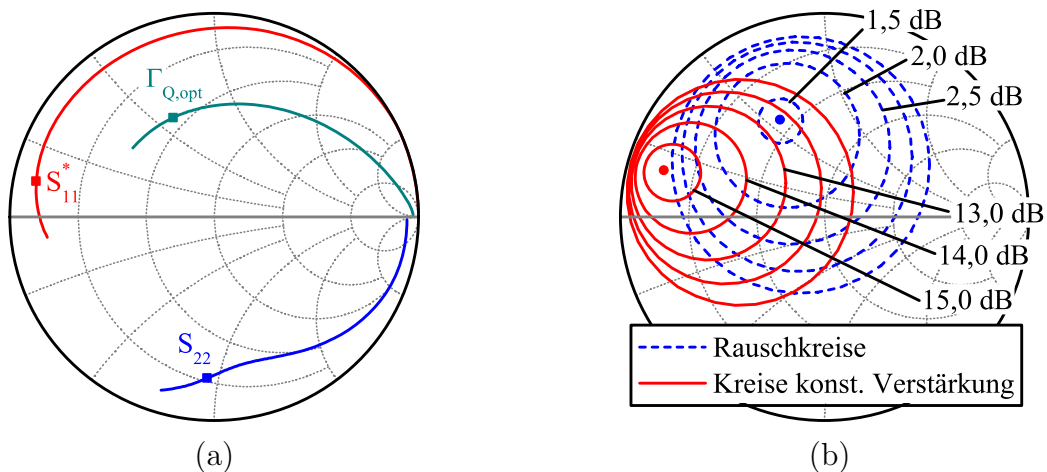


Abbildung 3.5: (a) Simulierter Frequenzverlauf der S-Parameter und des optimalen Generatorreflexionsfaktors von 0,5 bis 120 GHz und (b) Rauschkreise sowie Kreise konstanter Verstärkung für einen Kaskodentransistor der Gesamtgateweite von  $w_g = 4 \times 15 \mu\text{m}$ .

Ein Chipfoto der hergestellten W-Band-Verstärkerschaltung ist in Abb. 3.6(a) dargestellt. Der einstufige Kaskodenverstärker weist eine sehr kompakte Gesamtgröße von le-

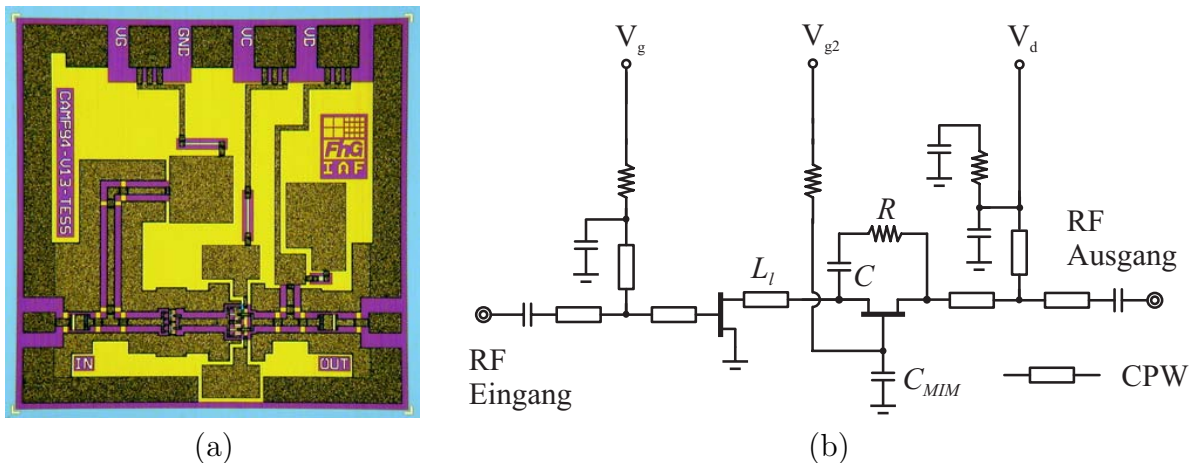


Abbildung 3.6: (a) Chipfoto und (b) äquivalentes Schaltbild des einstufigen, rauscharmen W-Band-Kaskodenverstärker-MMIC. Die Gesamtgröße der koplanaren Verstärkerschaltung beträgt  $1 \times 1 \text{ mm}^2$ .

diglich  $1 \times 1 \text{ mm}^2$  auf. Zum Entwurf der monolithisch integrierten Schaltung wurde die Technik der reaktiven Anpassung mit Streifenleitungselementen und konzentrierten passiven Komponenten angewendet. Ein äquivalentes Schaltbild des Verstärker-MMIC zeigt Abb. 3.6(b). Die on-wafer gemessenen sowie die simulierten S-Parameter des Verstärkerschaltkreises sind in Abb. 3.7(a) über dem Frequenzbereich von 0,25 bis 120 GHz dargestellt. Der rauscharme W-Band-Verstärker erzielte eine lineare Verstärkung von mehr als 10 dB zwischen 75 und 110 GHz. Die maximale Kleinsignalverstärkung von 13 dB wurde im Frequenzbereich zwischen 85 und 100 GHz gemessen. Aufgrund der Anpassung für minimales Rauschen liegt der eingangsseitige Reflexionsfaktor  $S_{11}$  bei -8 dB während der ausgangsseitige Reflexionsfaktor  $S_{22}$  größtenteils unterhalb von -10 dB verläuft. Der typische

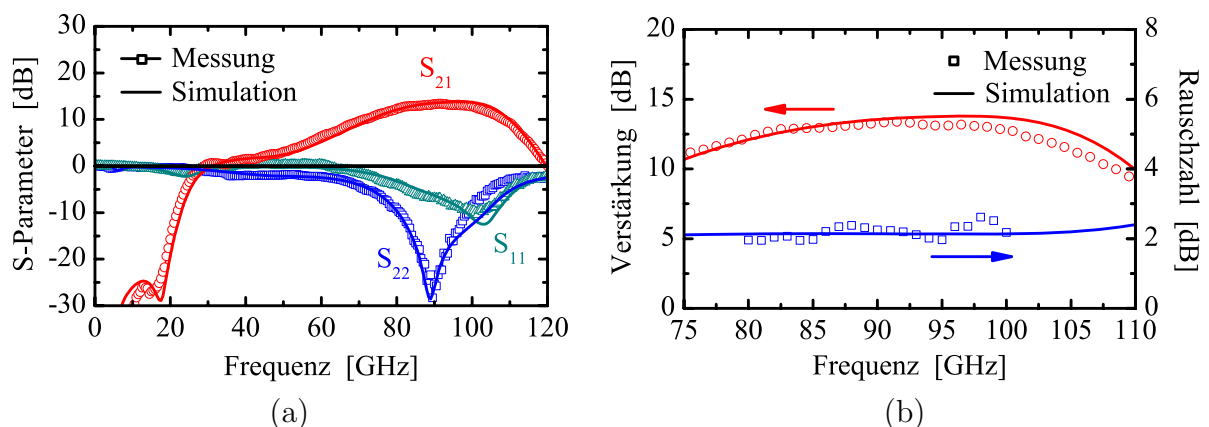


Abbildung 3.7: Vergleich zwischen (a) on-wafer gemessenen und simulierten Streuparametern und (b) bei Raumtemperatur ( $T = 293 \text{ K}$ ) gemessener und simulierter Rauschzahl und Verstärkung des einstufigen, rauscharmen W-Band-Kaskodenverstärker-MMIC.

DC-Arbeitspunkt des rauscharmen Kaskodenverstärkers betrug  $V_d = 1,6$  V,  $V_{g2} = 0,8$  V,  $V_g = 0,15$  V und  $I_d = 12$  mA, was zu einer Gesamtleistungsaufnahme von lediglich 19 mW führte. In Abb. 3.7(a) sind die gemessenen und simulierten Werte der Rauschzahl und der Kleinsignalverstärkung dargestellt. Die Bestimmung der Rauschzahl des Verstärker-MMIC erfolgte bei Raumtemperatur ( $T = 293$  K) zwischen 80 und 100 GHz. Dabei wurde eine minimale Rauschzahl von 2,0 dB bei 95 GHz gemessen. Die mittlere Rauschzahl lag über dem gesamten charakterisierten Frequenzbereich bei 2,1 dB. Weiterhin konnte eine ausgezeichnete Übereinstimmung zwischen den simulierten und gemessenen Schaltungsparametern beobachtet werden, was für eine hohe Genauigkeit der im Rahmen der vorliegenden Arbeit entwickelten Kleinsignalmodelle spricht. Die vorgestellten Schaltungsergebnisse stellen den aktuellen Stand der Technik von rauscharmen Verstärker-MMICs im W-Band dar.

### 3.2 Schaltungsentwurf für maximale Verstärkung

Zur weiteren Verifikation der entwickelten Transistormodelle sowie für den Einsatz in einer monolithisch integrierten multifunktionalen 94-GHz-Empfängerschaltung (siehe Kapitel 4.4.1) wurde ein einstufiger Kaskodenverstärker mit maximaler Kleinsignalverstärkung entworfen. Der W-Band-Schaltkreis wurde zur Verstärkung des Lokaloszillator-Signals (LO-Signals) und somit zur Generation einer ausreichenden Pumpleistung für den integrierten Mischer verwendet. Der Entwurf des Kaskodenverstärkers erfolgte ohne Rücksichtnahme auf das spätere Rauschverhalten der Schaltung sowohl eingangsseitig als auch ausgangseitig mittels konjugiert komplexer Anpassung ( $\underline{\Gamma}_{ein} = S_{11}^*$  und  $\underline{\Gamma}_{aus} = S_{22}^*$ ). Aufgrund der höheren maximalen Verstärkung von ca. 18 dB bei 94 GHz nach Abb. 3.8(a) wurde

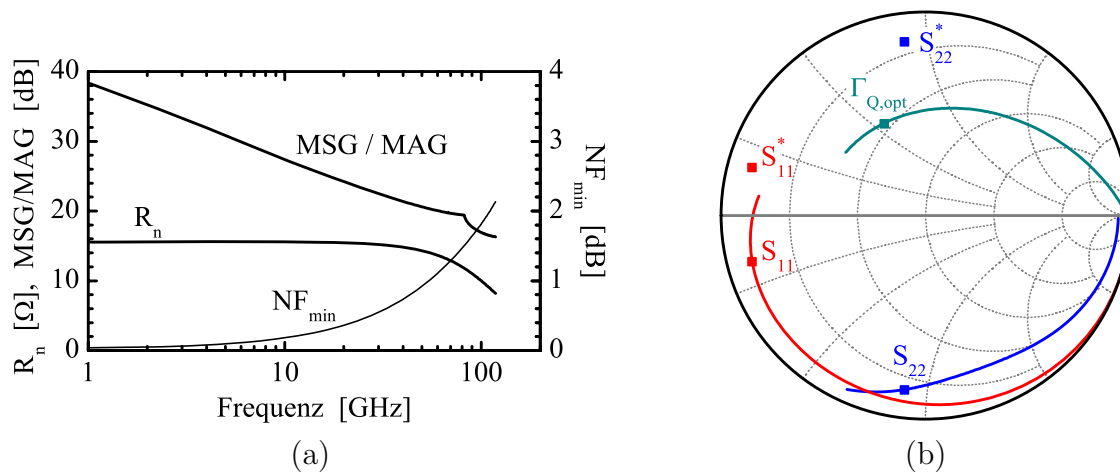


Abbildung 3.8: Simulierter Frequenzverlauf (a) der maximalen Verstärkung (MSG/MAG), der minimalen Rauschzahl ( $NF_{min}$ ) sowie des äquivalenten Rauschwiderstands ( $R_n$ ) und (b) der S-Parameter und des optimalen Generatorreflexionsfaktors für einen Kaskodentransistor mit einer Gesamtgateweite von  $w_g = 2 \times 30 \mu\text{m}$ . Der Frequenzbereich verläuft zwischen 0,25 und 120 GHz.



ein Kaskodenbauelement mit einer Gesamtgateweite von  $w_g = 2 \times 30 \mu\text{m}$  gewählt. Dieser Transistortyp weist eine minimale Rauschzahl  $NF_{min}$  von 1,75 dB und einen äquivalenten Rauschwiderstand  $R_n$  von  $10 \Omega$  bei 94 GHz auf. Der simulierte Verlauf der ein- und ausgangsseitigen Streuparameter  $S_{11}$  und  $S_{22}$  sowie des optimalen Generatorreflexionsfaktors  $\underline{\Gamma}_{Q,opt}$  ist in Abb. 3.8(b) über dem Frequenzbereich von 0,25 bis 120 GHz dargestellt.

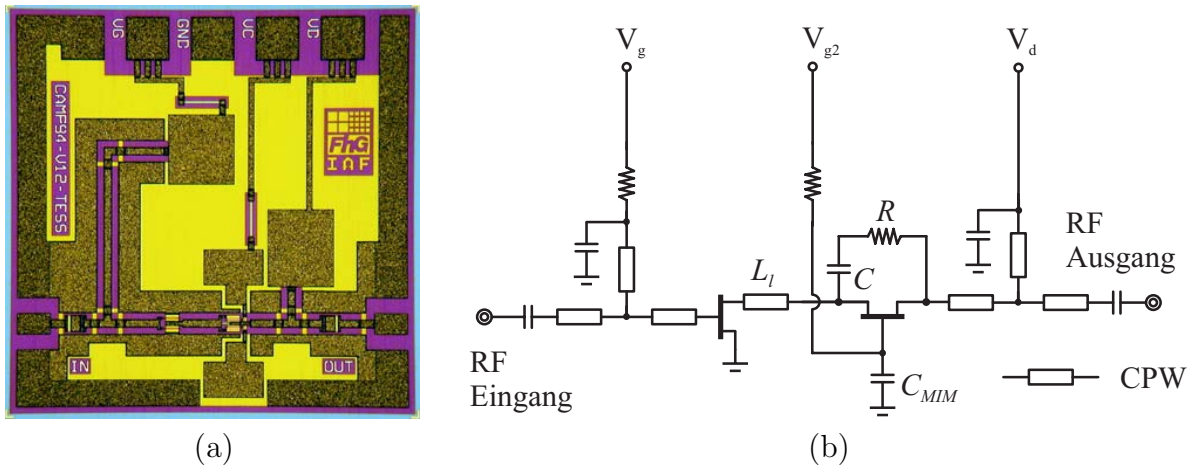


Abbildung 3.9: (a) Chipfoto und (b) äquivalentes Schaltbild des konjugiert komplex angepassten 94-GHz-Kaskodenverstärker-MMIC. Die Gesamtgröße der koplanaren Verstärkerschaltung beträgt  $1 \times 1 \text{ mm}^2$ .

Ein Chipfoto des realisierten 94-GHz-Kaskodenverstärker-MMIC zeigt Abb. 3.9(a), während in Abb. 3.9(b) das äquivalente Schaltbild der Verstärkerschaltung abgebildet ist. Die Gesamtgröße des monolithisch integrierten Schaltkreises beträgt  $1 \times 1 \text{ mm}^2$ . Zur Stabilisierung des Kaskodenbauelements wurde wiederum die Integration einer koplanaren 50- $\Omega$ -Leitung der Länge  $L_l = 84 \mu\text{m}$  sowie eine resistive Rückkopplung ( $R = 225 \Omega$ ) über dem Transistor in Gateschaltung vorgesehen. Ein Vergleich zwischen den on-wafer gemessenen Streuparametern sowie den simulierten Daten des einstufigen 94-GHz-Kaskodenverstärker-MMIC mit maximaler Kleinsignalverstärkung ist in Abb. 3.10(a) dargestellt. Der Millimeterwellenschaltkreis erzielte eine lineare Verstärkung von 13 dB bei 94 GHz. Dieser Wert liegt aufgrund einer technologischen Schwankung der maximalen Steilheit um ca. 2 dB unter dem simulierten Verstärkungswert. Die ein- und ausgangsseitigen Anpassungen verlaufen im Frequenzbereich zwischen 84 und 94 GHz deutlich unterhalb von -10 dB, woraus sich eine sehr gute Übereinstimmung mit der angestrebten konjugiert komplexen Anpassung ergab.

Das simulierte und bei Raumtemperatur gemessene Rauschverhalten des Verstärkers ist in Abb. 3.10(b) über dem Frequenzbereich von 75 bis 110 GHz dargestellt. Bedingt durch die konjugiert komplexe Anpassung des Schaltkreises und der damit verbundenen großen Ablage zum optimalen Generatorreflexionsfaktor  $\underline{\Gamma}_{Q,opt}$  wurde eine Verstärker-rauschzahl von 3,6 dB bei 94 GHz gemessen. Die mittlere Rauschzahl des einstufigen 94-GHz-Kaskodenverstärker-MMIC lag zwischen 75 und 95 GHz bei 3,5 dB. Die Übereinstimmung der messtechnisch bestimmten Hochfrequenzparameter mit den simulierten



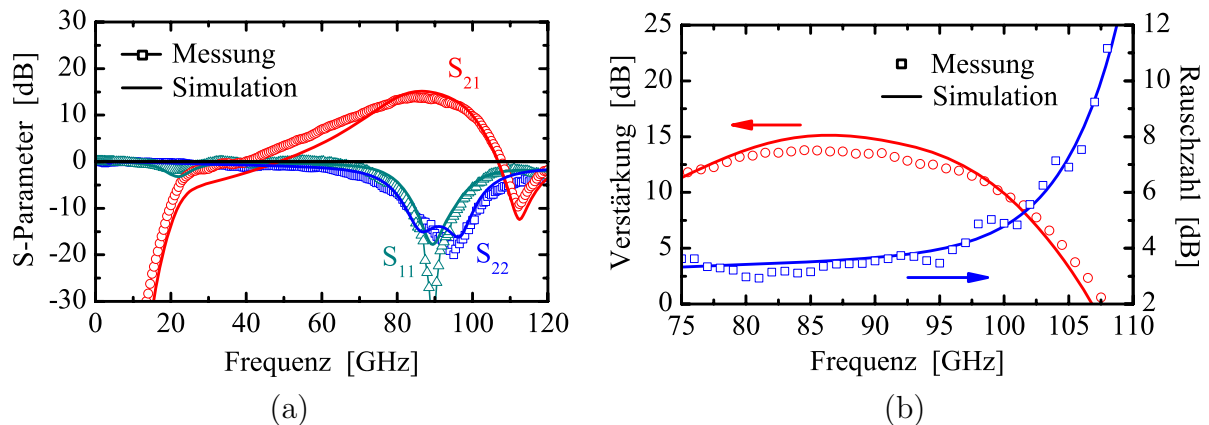


Abbildung 3.10: Vergleich zwischen (a) on-wafer gemessenen und simulierten Streuparametern und (b) bei Raumtemperatur ( $T = 293$  K) gemessener und simulierter Rauschzahl und Verstärkung des konjugiert komplex angepassten 94-GHz-Kaskodenverstärker-MMIC.

Werten ist im gesamten untersuchten Frequenzbereich als hervorragend zu bezeichnen.

Aufgrund seiner späteren Verwendung als LO-Treiberstufe wurden weiterhin die Großsignaleigenschaften des Hochfrequenzverstärkers gemessen. In Abb. 3.11 sind die auf dem Wafer unter Dauerstrichbedingungen (engl. continuous wave, cw) bei 94 GHz ermittelten Leistungsdaten des einstufigen Kaskodenverstärkers dargestellt. Der Schaltkreis erzielte eine Sättigungsausgangsleistung von 9 dBm (8 mW) und eine maximale Effizienz (PAE) von 18,5 %. Die Ausgangsleistung bei 1-dB-Verstärkungskompression betrug 5 dBm (3 mW). Zur Gewährleistung eines niedrigen Konversionsverlustes des in der multifunktionalen Empfängerschaltung nach Kapitel 4.4.1 integrierten resistiven HEMT-Mischers wird eine LO-seitige Pumpleistung von ca. 3 dBm benötigt. Dieser Wert wird am Ausgang des einstufigen 94-GHz-Kaskodenverstärker-MMIC bereits für eine Eingangsleistung von lediglich -10 dBm erreicht.

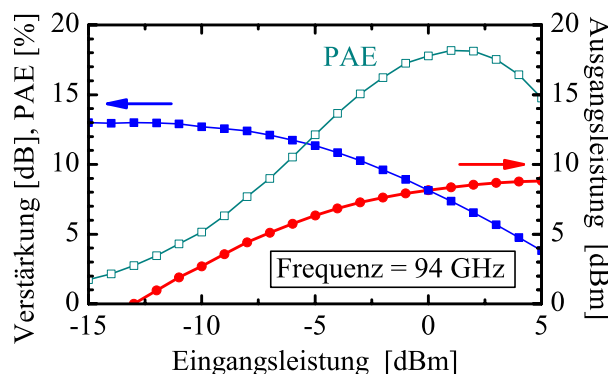


Abbildung 3.11: On-wafer gemessene Leistungsdaten des konjugiert komplex angepassten 94-GHz-Kaskodenverstärker-MMIC.

### 3.3 Entwurfskriterien für maximale Ausgangsleistung

Der Frequenzbereich des dritten atmosphärischen Fensters um 94 GHz ist aufgrund der erzielbaren hohen Ortsauflösung sowie der moderaten Ausbreitungsdämpfung besonders interessant für die Realisierung von aktiven und passiven bildgebenden Systemen. Weitere vielversprechende Anwendungsbereiche sind die breitbandige Datenübertragung innerhalb von großstädtischen Ballungszentren sowie die hochauflösende Millimeterwellensensorik zur echtzeitfähigen industriellen Fertigungsüberwachung. Neben der Entwicklung von sehr rauscharmen Verstärkerschaltkreisen für direktempfangende Millimeterwellenradiometer sowie zur Empfindlichkeitssteigerung von bildgebenden Radarsystemen war daher die Realisierung von Sendeverstärkern mit maximaler Ausgangsleistung bei 94 GHz ein weiteres Ziel dieser Arbeit.

Aufgrund der mit zunehmender Frequenz stark abfallenden maximalen Verstärkung von Single-Gate-Transistoren wird im vorliegenden Kapitel die Tauglichkeit von Dual-Gate-Bauelementen zur Leistungserzeugung im Millimeterwellen-Frequenzbereich untersucht. Die vorgestellten Ergebnisse basieren auf einer pseudomorphen HEMT-Technologie gemäß Kapitel A.4 mit einer Gatelänge von  $l_g = 0,13 \mu\text{m}$  und einem Kanalindiumgehalt von 25 %. Zur Simulation des nichtlinearen Bauelementverhaltens wurden die in Kapitel 2 eingehend beschriebenen HEMT-Großsignalmodelle verwendet.

#### 3.3.1 Leistungsbauelemente für den Millimeterwellenbereich

Für die Realisierung von Leistungsverstärkerschaltungen im Frequenzbereich des W-Bands werden Bauelemente benötigt, die für die erforderliche große Gesamtgateweite über eine hohe Ausgangsleistungsdichte und eine hinreichende Verstärkungsreserve verfügen. Als leistungsfähige Alternative zu dem konventionellen in Abb. 3.12(a) dargestellten Multifinger-Transistor in Sourceschaltung wurden im Rahmen der vorliegenden Arbeit Dual-Gate-Leistungstransistoren entwickelt und hinsichtlich ihrer Hochfrequenzeigenschaften charakterisiert. Eine typische Dual-Gate-Transistorstruktur ist in Abb. 3.12(b) dargestellt.

Der Verlauf der maximal erreichbaren Kleinsignalverstärkung eines Single-Gate-Bauelements mit vier parallel geschalteten Gatefingern ist in Abb. 3.13(a) als Funktion der Frequenz für einen DC-Arbeitspunkt von  $V_d = 2,5 \text{ V}$ ,  $V_g = 0 \text{ V}$  und  $I_d = 400 \text{ mA/mm}$  wiedergegeben. Ebenfalls dargestellt ist die Variation des Verstärkungsverlaufs in Abhängigkeit der Einzelfingergateweite des Transistors. Dabei ist zu erkennen, dass für die kleinste untersuchte Gesamtgateweite von  $w_g = 4 \times 15 \mu\text{m}$  eine sehr geringe maximale Verstärkung von lediglich  $\text{MAG} = 5 \text{ dB}$  bei 94 GHz simuliert wurde. Dieser Wert beschreibt die verlustlose, konjugiert komplexe Anpassung in einem einzelnen Frequenzpunkt. Aufgrund der in der Realität auftretenden Verluste der ein- und ausgangseitigen Anpassungsnetzwerke sowie der unterschiedlichen Lage der idealen Kleinsignalanpassung ( $\underline{\Gamma}_{aus} = S_{22}^*$ ) und der Anpassung des Transistors auf maximale Ausgangsleistung ( $\underline{\Gamma}_{aus} = \underline{\Gamma}_{L,opt}$ ) ergibt sich für einen realen Leistungsverstärkerschaltkreis ein um etwa 4 dB reduzierter Wert. Der verbleibende Verstärkungswert von ca. 1 dB ist für den erfolgreichen Entwurf eines funktionellen 94-GHz-Leistungsverstärker-MMIC als unzureichend anzusehen. Die Vergrößerung der Ein-

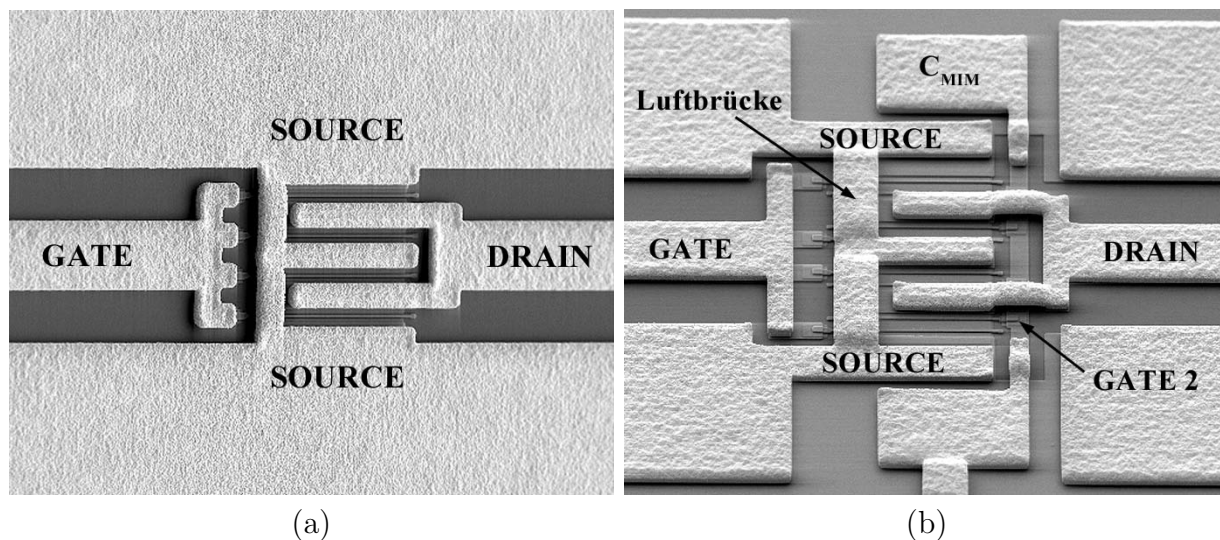


Abbildung 3.12: Rasterelektronenmikroskopaufnahme (a) eines Single-Gate-Transistors und (b) eines Dual-Gate-Leistungsbaulements der Gesamtgateweite  $w_g = 4 \times 45 \mu\text{m}$ .

zelfingergateweite des Single-Gate-Baulements führte nach Abb. 3.13(a) zu einer weiteren Abnahme der erreichbaren maximalen Verstärkung bei 94 GHz, wodurch sich diese Transistorgeometrien für die Realisierung von Millimeterwellen-Leistungsverstärkern als ebenfalls ungeeignet erwiesen.

Im Gegensatz dazu verfügt der im Rahmen dieser Arbeit entwickelte Dual-Gate-Transistor über eine hohe Verstärkungsreserve bis in den Frequenzbereich oberhalb von 100 GHz. Der Verlauf der maximalen Verstärkung (MSG/MAG) eines bedingt stabilen (A) und eines

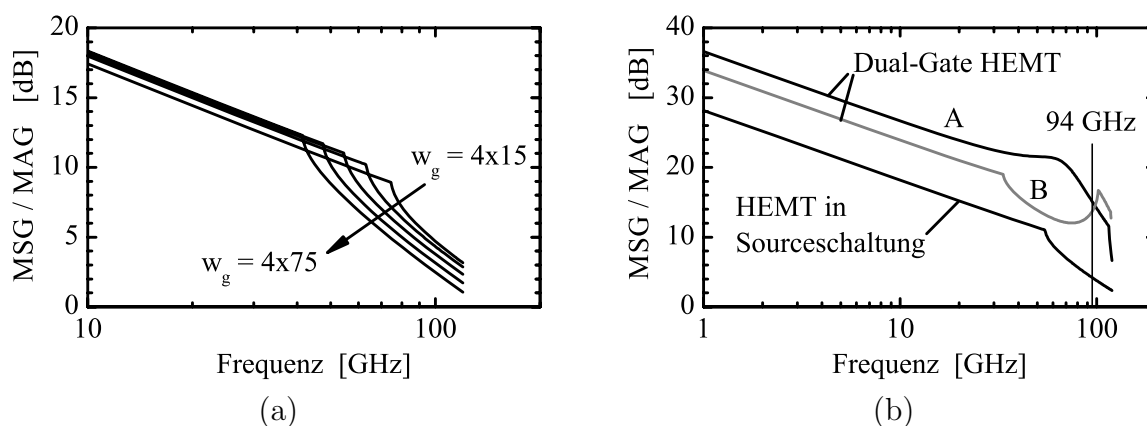


Abbildung 3.13: Simulierter Frequenzverlauf der maximalen Verstärkung (a) für Single-Gate-Transistoren mit vier parallel geschalteten Gatefingern der Weite 15, 30, 45, 60 und  $75 \mu\text{m}$  und (b) für einen bedingt stabilen (A) und einen stabilisierten (B) Dual-Gate-Leistungstransistor der Gesamtgateweite  $w_g = 4 \times 45 \mu\text{m}$ . Zu Vergleichszwecken ist weiterhin ein Single-Gate-Transistor in Sourceschaltung mit identischer Gategeometrie dargestellt.

stabilisierten (B) Dual-Gate-Leistungsbauelements der Gesamtgateweite  $w_g = 4 \times 45 \mu\text{m}$  ist in Abb. 3.13(b) als Funktion der Frequenz für einen DC-Arbeitspunkt von  $V_d = 4 \text{ V}$ ,  $V_{g2} = 1,5 \text{ V}$ ,  $V_g = 0 \text{ V}$  und  $I_d = 400 \text{ mA/mm}$  wiedergegeben. Beide Transistoren erreichten einen Verstärkungswert von ca. 15 dB bei 94 GHz, während ein zum Vergleich dargestellter Single-Gate-Transistor in Sourceschaltung mit einer identischen Gategeometrie einen Verstärkungswert von lediglich 4 dB bei der angestrebten Betriebsfrequenz aufweist. Die Stabilisierung des Dual-Gate-Transistors (B) erfolgte über die Optimierung der Größe der MIM-Kapazität am Anschlusskontakt des zweiten Gates auf einen Wert von  $C_{MIM} = 0,38 \text{ pF}$ . Der Kapazitätswert des bedingt stabilen Dual-Gate-Bauelements (A) betrug  $C_{MIM} = 10 \text{ pF}$ .

Zur Bestimmung der optimalen Transistorgeometrie wurde die Sättigungsleistung  $P_{sat}$  eines Dual-Gate-Bauelements mit vier parallel geschalteten Gatefingern als Funktion der Einzelfingergateweite nach Abb. 3.14(a) ermittelt. Die bei 94 GHz berechnete maximale Ausgangsleistung von 19 dBm konnte für einen Dual-Gate-HEMT der Gesamtgateweite  $w_g = 4 \times 45 \mu\text{m}$  erzielt werden. Für kürzere Gateweiten wurde ein starker Abfall auf Werte um 16 dBm beobachtet, während eine Erhöhung der Einzelfingergateweite aufgrund des zunehmenden Einflusses der parasitären Ersatzschaltbildelemente ebenfalls zu keiner weiteren Steigerung der erreichbaren Ausgangsleistung führte. In Abb. 3.14(b) ist der Verlauf der maximalen Verstärkung des Dual-Gate-Leistungsbauelements als Funktion der Einzelfingergateweite dargestellt. Für den Gateweitenbereich zwischen 15 und 65  $\mu\text{m}$  lag die bei 94 GHz bestimmte Verstärkung zwischen 13 und 17 dB, während sie für Transistoren mit einer Einzelfingergateweite von mehr als 65  $\mu\text{m}$  auf Werte von weniger als 8 dB abfiel.

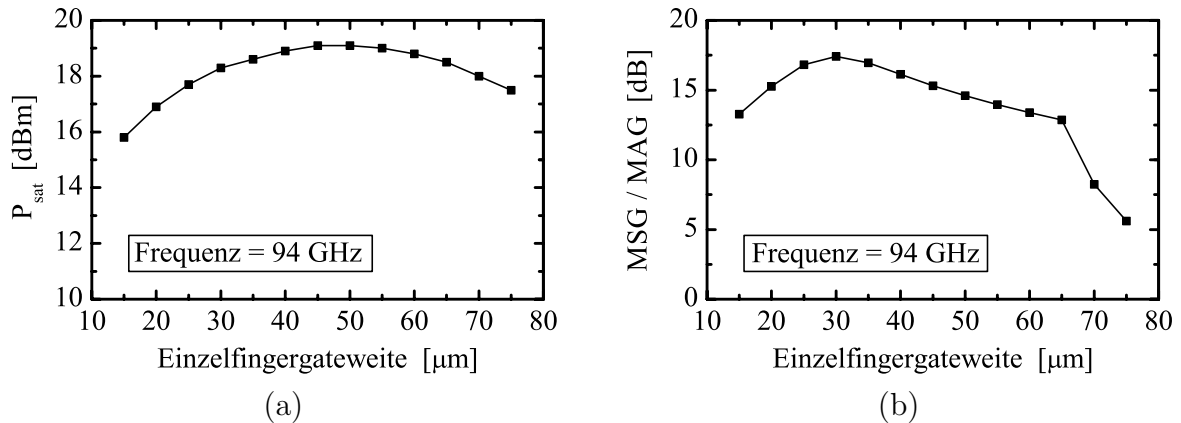


Abbildung 3.14: Simulation (a) der Sättigungsleistung und (b) der maximal erreichbaren Verstärkung als Funktion der Einzelfingergateweite eines Dual-Gate-Leistungstransistors mit vier parallel geschalteten Gatefingern. Die Simulationsfrequenz betrug 94 GHz.

Als optimale Bauelementgeometrie für die Erzeugung von hohen Ausgangsleistungen im Frequenzbereich um 94 GHz wurde daher der Dual-Gate-Transistor mit einer Gesamtgateweite von  $w_g = 4 \times 45 \mu\text{m}$  ausgewählt. Dieser Transistortyp erzielte mit 19 dBm die maximale Sättigungsleistung sowie eine sehr hohe maximale Kleinsignalverstärkung von ca. 15 dB bei 94 GHz. In Abb. 3.15 ist der simulierte Verlauf des optimalen Lastrefle-

xionsfaktors  $\underline{\Gamma}_{L,opt}$  des Dual-Gate-Leistungstransistors als Funktion der Eingangsleistung gezeigt. Die Simulationsfrequenz betrug 94 GHz. Der Signalpegel am Eingang des Bauelements wurde in 5-dB-Schritten von -20 dBm auf 10 dBm erhöht. Ebenfalls dargestellt sind die Kreise konstanter Verstärkung des Bauelements für eine Simulationsfrequenz von 94 GHz. Der Wertebereich der abgebildeten Verstärkungskreise variiert zwischen 13 dB und 9 dB mit einer Schrittweite von 1 dB. Für eine Eingangsleistung von 10 dBm, welche den ungefähren Wert der 1-dB-Verstärkungskompression des Dual-Gate-HEMT darstellt, ergibt sich eine hervorragende maximale Verstärkung des Leistungstransistors von 10 dB. Weitere Vorteile des ausgewählten Transistortyps sind die moderate DC-Leistungsaufnahme von lediglich  $P_{DC} = 280$  mW sowie die sehr kompakte geometrische Abmessung die gemäß Abb. 3.12 der Größe eines Single-Gate-Bauelements entspricht.

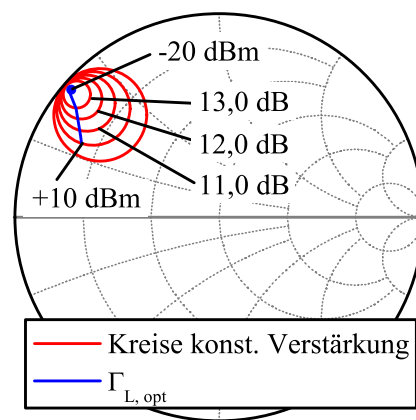


Abbildung 3.15: Simulierter Verlauf des optimalen Lastreflexionsfaktor  $\underline{\Gamma}_{L,opt}$  als Funktion der Eingangsleistung sowie Kreise konstanter Verstärkung für einen Dual-Gate-Leistungstransistor der Gesamtgateweite  $w_g = 4 \times 45 \mu\text{m}$ . Die Eingangsleistung wurde in 5 dB-Schritten von -20 dBm auf +10 dBm erhöht, während die Verstärkungskreise mit einer Schrittweite von 1 dB zwischen +13 dB und +9 dB verlaufen.

### 3.3.2 Anpassungsnetzwerke und experimentelle Leistungsdaten

Zur experimentellen Bestimmung der Großsignaleigenschaften des ausgewählten Dual-Gate-Leistungstransistors mit einer Gesamtgateweite von  $w_g = 4 \times 45 \mu\text{m}$  wurde ein einstufiger, monolithisch integrierter Verstärkerschaltkreis für den Betrieb bei 94 GHz entworfen. Ein Foto des Verstärker-MMIC ist in Abb. 3.16(a) dargestellt, während Abb. 3.16(b) das zugehörige Schaltbild des Millimeterwellenverstärkers wiedergibt.

Der Schaltungsentwurf des Dual-Gate-Verstärkers erfolgte mittels der konventionellen reaktiven Anpassungstechnik durch monolithisch integrierte Streifenleitungselemente und konzentrierte, passive Schaltungskomponenten. Zur Gewährleistung eines unbedingt stabilen Schaltungsverhaltens wurde die MIM-Kapazität am Anschluss des zweiten Gates zu  $C_{MIM} = 0,38$  pF gewählt. Durch die Integration von parallelgeschalteten Kapazitäten

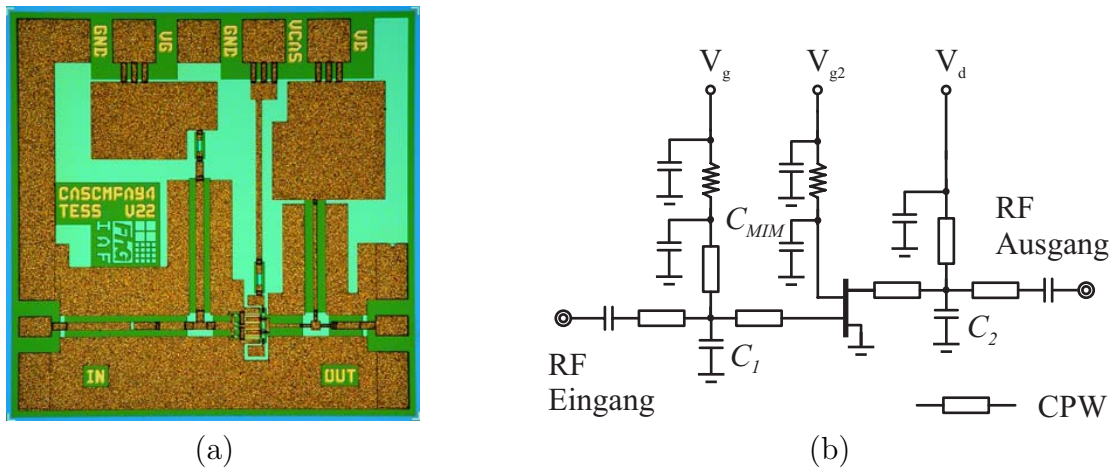


Abbildung 3.16: (a) Chipfoto und (b) äquivalentes Schaltbild des einstufigen 94-GHz-Dual-Gate-Leistungsverstärkers. Die Gesamtgröße der koplanaren Verstärkerschaltung beträgt  $1 \times 1 \text{ mm}^2$ .

nach Masse ( $C_1$  bzw.  $C_2$ ) in den T-Verzweigungen der Stichleitungen konnte eine sehr kompakte Gesamtgröße des Leistungsverstärkerschaltkreises von lediglich  $1 \times 1 \text{ mm}^2$  erzielt werden. Die on-wafer gemessenen und simulierten Streuparameter der Dual-Gate-Schaltung sind in Abb. 3.17(a) dargestellt. Der einstufige Verstärker-MMIC erreichte für einen DC-Arbeitspunkt von  $V_d = 4 \text{ V}$ ,  $V_{g2} = 1,5 \text{ V}$ ,  $V_g = 0 \text{ V}$  und  $I_d = 68 \text{ mA}$  eine Kleinsignalverstärkung von ca. 8 dB bei 94 GHz. Die eingangsseitige Anpassung  $S_{11}$  verlief bei der Betriebsfrequenz unterhalb von -15 dB, während der Wert der ausgangseitigen Anpassung  $S_{22}$  aufgrund der Leistungsanpassung des Transistors bei ca. -7 dB lag. Die mit dem DGHEMT-Großsignalmodell nach Kapitel 2.3.2 simulierten S-Parameter zeigten über dem gesamten charakterisierten Frequenzbereich von 0,25 bis 120 GHz eine hervorragende Übereinstimmung mit den messtechnisch ermittelten Werten. Eine Gegenüberstellung der

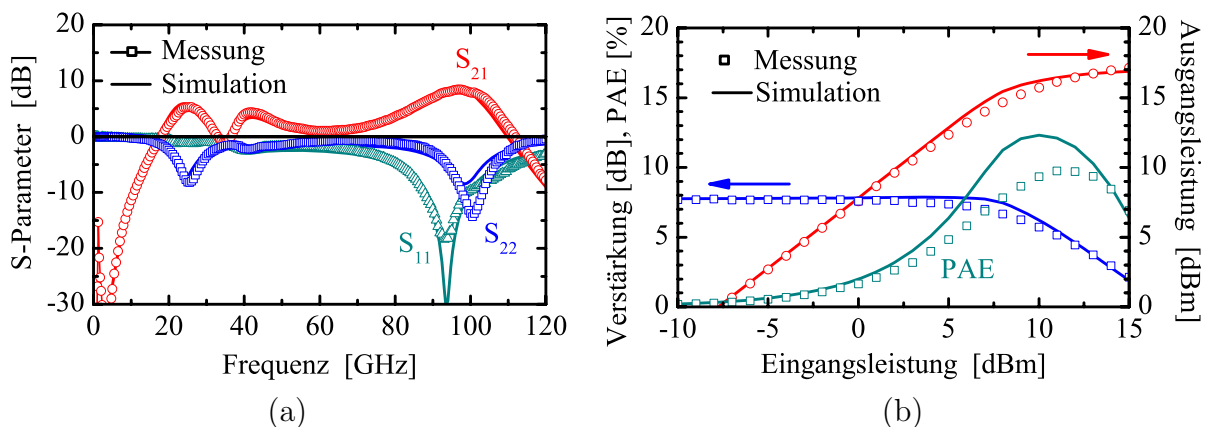


Abbildung 3.17: Vergleich zwischen on-wafer gemessenen und simulierten (a) Streuparametern und (b) Leistungsdaten des einstufigen 94-GHz-Dual-Gate-Leistungsverstärkers.

simulierten und unter Dauerstrichbedingungen gemessenen Leistungsdaten der einstufigen Dual-Gate-Verstärkerschaltung zeigt Abb. 3.17(b). Der koplanare Verstärker-MMIC erzielte eine maximale Ausgangsleistung von 17 dBm (50 mW), was einer Leistungsdichte von 280 mW/mm entspricht. Die Ausgangsleistung bei 1-dB-Verstärkungskompression betrug 15 dBm (31 mW), während die maximale Effizienz (PAE) bei 10 % lag. Die gemessenen und simulierten Großsignalparameter des einstufigen Dual-Gate-Leistungsverstärkers zeigten ebenfalls eine sehr gute Übereinstimmung, was für die hohe Genauigkeit des entwickelten DGHEMT-Modells spricht. Eine Übersicht der charakteristischen Leistungsdaten von auf pseudomorpher GaAs-Technologie basierenden HEMT-Leistungsverstärker-MMICs ist in Tab. 3.1 dargestellt. Der im Rahmen dieser Arbeit entwickelte einstufige 94-GHz-Dual-Gate-Verstärker weist neben einer hohen maximalen Effizienz (PAE) und Stufenverstärkung auch eine sehr hohe Ausgangsleistungsdichte auf. Im Vergleich zu den veröffentlichten Ergebnissen wurden diese hervorragenden Werte mit einer um 30 % größeren Gatelänge von  $l_g = 0,13 \mu\text{m}$  erzielt.

Tabelle 3.1: Charakteristische Leistungsdaten von auf pseudomorpher GaAs-Technologie basierenden W-Band-HEMT-Leistungsverstärker-MMICs.

Freq. [GHz]	$P_{sat}$ [mW]	$P_{Dichte}$ [mW/mm]	PAE [%]	Verst. [dB]	Verst./Stufe [dB]	$V_d$ [V]	$l_g$ [ $\mu\text{m}$ ]	Ref.
94	300	230	10,5	8	4	4	0,1	[85] TRW
90	175	140	4	7	3,5	4	0,1	[86] TRW
91	125	200	8	18	6	5	0,1	[87] CALTEC
94	100	160	8	10	5	4	0,1	[88] TRW
94	30	90	3	12	3	–	0,1	[89] JPL
94	50	280	10	8	8	4	0,13	diese Arbeit

### 3.4 Zusammenfassung

Für die erfolgreiche Realisierung von rauscharmen Verstärkerschaltungen im hohen Millimeterwellen-Frequenzbereich wurden die Entwurfskriterien für minimales Verstärkerrauschen untersucht. Nach der Einführung der physikalischen Kenngrößen zur Beschreibung des prinzipiellen Rauschverhaltens von linearen Zweitoren wurde das zur Schaltungssimulation verwendete HEMT-Rauschmodell vorgestellt. Als optimale Bauelementtopologie für den Entwurf von rauscharmen W-Band-Verstärker-MMICs wurde ein Kaskodentransistor mit vier parallel geschalteten Gatefingern und einer Einzelfingergateweite von  $15 \mu\text{m}$  gewählt. Dieser Transistortyp erzielte eine minimale Rauschzahl von 1,45 dB und eine maximale Kleinsignalverstärkung von 16 dB bei 94 GHz. Weiterhin wies er einen äquivalenten

Rauschwiderstand von lediglich  $10 \Omega$  auf, wodurch sich eine sehr geringe Empfindlichkeit der Rauschzahl in Bezug auf Fehlanpassung am Eingang des Bauelements ergab. Zur Verifikation der gewählten Transistorgeometrie sowie des verwendeten HEMT-Rauschmodells wurde ein einstufiger, rauscharmer W-Band-Kaskodenverstärker entwickelt. Die vorgestellte Millimeterwellenschaltung erzielte eine bei Raumtemperatur gemessene Rauschzahl von lediglich 2,1 dB und eine lineare Verstärkung von mehr als 10 dB zwischen 75 und 110 GHz.

Weiterhin wurde ein auf Leistungsanpassung ausgelegter LO-Treiberverstärker für den Einsatz in einem monolithisch integrierten multifunktionalen 94-GHz-Empfängerchip entworfen. Der koplanare W-Band-Schaltkreis erreichte eine Kleinsignalverstärkung von 13 dB, eine maximale Ausgangsleistung von 9 dBm und eine maximale Effizienz (PAE) von 18 %. Die bei Raumtemperatur gemessene mittlere Rauschzahl des Verstärker-MMIC betrug 3,5 dB zwischen 75 und 95 GHz. Der Vergleich der messtechnisch bestimmten Hochfrequenzparameter mit den simulierten Werten ergab im gesamten charakterisierten Frequenzbereich eine hervorragende Übereinstimmung, was die hohe Genauigkeit der entwickelten Transistormodelle sowie die ausgezeichnete Reproduzierbarkeit der metamorphen HEMT-Technologie dokumentiert.

Hinsichtlich ihrer Tauglichkeit zur Leistungserzeugung im W-Band wurden sowohl konventionelle HEMTs in Sourceschaltung als auch die in dieser Arbeit entwickelten Dual-Gate-Leistungsbaulemente untersucht und verglichen. Aufgrund der sehr geringen Verstärkungsreserve bei 94 GHz erwiesen sich die Single-Gate-Transistoren für die Realisierung von Millimeterwellen-Leistungsverstärkern als ungeeignet. Im Gegensatz dazu erzielten die vorgestellten Dual-Gate-Transistoren eine hohe Ausgangsleistungsdichte sowie sehr hohe Verstärkungswerte bis in den Frequenzbereich von oberhalb 100 GHz.

Die optimalen Bauelementeigenschaften zur Realisierung von 94-GHz-Leistungsverstärker-MMICs demonstrierte ein Dual-Gate-HEMT mit einer Gateweite von  $w_g = 4 \times 45 \mu\text{m}$ . Dieser Transistortyp erreichte auf Bauelementebene eine Sättigungsausgangsleistung von 19 dBm und eine maximale Verstärkung von 15 dB. Zur Verifikation des DGHEMT-Großsignalmodells sowie zur experimentellen Überprüfung der ausgewählten Bauelementgeometrie wurde ein einstufiger Dual-Gate-Leistungsverstärkerschaltkreis für den Betrieb bei 94 GHz entworfen. Der auf maximale Ausgangsleistung angepasste Millimeterwellenverstärker demonstrierte eine Sättigungsausgangsleistung von 17 dBm, eine maximale Effizienz von 10 % und eine Ausgangsleistungsdichte von 280 mW/mm. Die lineare Verstärkung des einstufigen MMIC betrug 8 dB. Der Verlauf der on-wafer gemessenen Großsignalparameter wurde durch die simulierten Werte sehr genau wiedergegeben, womit die Gültigkeit des DGHEMT-Großsignalmodells bis in den hohen Millimeterwellen-Frequenzbereich nachgewiesen werden konnte.

#### *Wichtige Ergebnisse:*

- *erstmalige Entwicklung eines rauscharmen 94-GHz-Verstärkers mit Kaskodentransistoren*
- *erstmalige Entwicklung eines 94-GHz-Leistungsverstärkers mit Dual-Gate-Transistoren*



- *Stand der Technik bzgl. Rauschzahl, Stufenverstärkung und Ausgangsleistungsdichte vorgegeben*



## Kapitel 4

# Monolithisch integrierte Millimeterwellenverstärker und Subsysteme

Für den erfolgreichen Einsatz von Millimeterwellenverstärkern in hochauflösenden aktiven und passiven bildgebenden Systemen stellen die Schaltungsparameter Stabilität, minimale Rauschzahl, maximale Ausgangsleistung sowie lineare Verstärkung die wichtigsten Entwurfskriterien dar. Besonderes Augenmerk wurde innerhalb dieser Arbeit auf die lineare Verstärkung gelegt, da sie die Gesamtrauschzahl von in Serie geschalteten Verstärkerstufen wesentlich beeinflusst [77]. Des Weiteren ist eine hohe lineare Verstärkung bei der Realisierung von Leistungsverstärkern erstrebenswert um die geringen im Millimeterwellen-Frequenzbereich zur Verfügung stehenden Signalleistungen auf einen für bodengebundene oder luftgestützte Radarsysteme geeigneten Ausgangsleistungspegel anzuheben. Wie bereits aus Kapitel 2 und Kapitel 3 hervorgeht, weisen Dual-Gate- und Kaskodenbauelemente hervorragende Verstärkungswerte bis in den Frequenzbereich von über 200 GHz auf. Die Mehrzahl der in diesem Kapitel vorgestellten Millimeterwellen-MMICs basieren daher auf dem Einsatz dieser beiden Transistortopologien. Zum computergestützten Schaltungsentwurf wurde das kommerziell erhältliche Simulationsprogramm Microwave Design System (MDS) von Agilent eingesetzt.

Im folgenden Abschnitt wird der Entwurf von rauscharmen Verstärkerschaltungen für den Frequenzbereich des dritten atmosphärischen Fensters um 94 GHz beschrieben. Die bei Raumtemperatur erzielte Rauschzahl von 2,3 dB gibt den heutigen Stand der Technik vor. In Abschnitt 4.2 werden monolithisch integrierte 94 GHz-Leistungsverstärker vorgestellt, die mit einer Gesamtgateweite der Ausgangsstufe von 1,44 mm eine maximale Ausgangsleistung von über 200 mW erreichen. Abschnitt 4.3 beschreibt den Schaltungsentwurf und die Realisierung von den weltweit ersten Verstärkerschaltungen für 220 GHz. Dies ist die höchste Frequenz, die bis heute von einer integrierten Verstärkerschaltung erreicht wurde. Weitere richtungsweisende Möglichkeiten der monolithischen Integration sind in Abschnitt 4.4 dargestellt. Neben einem multifunktionalen Empfangskanal für 94 GHz wird die vollständige Integration eines frequenzmodulierten 94-GHz-Dauerstrichradars (FMCW-

Radar) auf einem einzelnen MMIC vorgestellt.

## 4.1 Rauscharme Verstärkerschaltungen

Ein Hauptziel dieser Arbeit war die Realisierung von sehr rauscharmen Verstärkerschaltungen für den Einsatz in bildgebenden Radiometern und Sensoren sowie zum Betrieb innerhalb eines Synthetischen Apertur Radars (SAR). Zur effizienten Nutzung der entwickelten Schaltungen sollten diese ihre optimalen Leistungswerte bei Raumtemperatur erreichen, da ein Herunterkühlen der MMICs (z.B. mit flüssigem Stickstoff) sehr kostenaufwändig ist und in luftgestützten Systemen sicherheitsrelevante Probleme aufwirft. Wie in Kapitel 3 bereits eingehend beschrieben wurde, eignen sich metamorphe HEMTs hervorragend zur Herstellung von hochfrequenten Verstärkerschaltungen mit extrem niedriger Rauschzahl. Die in diesem Abschnitt vorgestellten rauscharmen Schaltungen sind daher ausschließlich mit metamorphen Bauelementen realisiert worden. Die verwendete Gatelänge aller beschriebenen Schaltungen beträgt  $l_g = 0,07 \mu\text{m}$  während der Indiumgehalt des Hauptkanals bei 80 % liegt. Für den späteren Einsatz als Empfangsverstärker wurde eine Kleinsignalverstärkung von 20 dB angestrebt, um nach Gl. (3.5) den Anteil der nachfolgenden Systemkomponenten am Gesamtrauschen um den Faktor 100 zu reduzieren.

### 4.1.1 Rauscharmer W-Band-Verstärker mit Sourceleitungen

Die in diesem Unterabschnitt vorgestellte Verstärkerschaltung wurde auf die minimal zu erreichende Rauschzahl sowie auf eine möglichst große Bandbreite entworfen. Dabei wurde keine Rücksicht auf eine gute Anpassung des eingangsseitigen Reflexionsfaktors genommen. Aufgrund der sehr großen intrinsischen Steilheit der metamorphen Kaskodentransistoren und der daraus resultierenden sehr hohen Kleinsignalverstärkung (siehe Kapitel 3) mussten neben den verlustbehafteten Leitungselementen der Anpassnetzwerke zusätzliche stabilitätsfördernde Schaltungskomponenten integriert werden [50]. In Abb. 4.1(a) ist eine Rasterelektronenmikroskopaufnahme des verwendeten Kaskodenbauelements dargestellt. Zur Stabilisierung des HEMT wurde eine koplanare 50- $\Omega$ -Leitung der Länge  $L = 84 \mu\text{m}$  zwischen dem Transistor in Sourceschaltung und dem Transistor in Gateschaltung platziert. Eine resistive Rückkopplung ( $R = 225 \Omega$ ) zwischen dem Drainanschluss und dem Sourcekontakt des Transistors in Gateschaltung sorgt für eine Reduzierung der Kleinsignalverstärkung und ermöglicht gleichzeitig einen flachen, sehr breitbandigen Verstärkungsverlauf. Um eine Verstimmung des Transistorarbeitspunkts zu verhindern, wurde zusätzlich ein in Serie geschalteter MIM-Kondensator ( $C = 120 \text{ fF}$ ) integriert. Weiterhin wurden zwei symmetrische Sourceleitungen der Länge  $L_s = 50 \mu\text{m}$  an den Transistor in Sourceschaltung angeschlossen. Die Sourceleitungen bewirken eine induktive Rückkopplung, was zu einer weiteren Absenkung der verfügbaren Kleinsignalverstärkung führt. Ein äquivalentes Schaltbild des verwendeten Kaskodenbauelements ist in Abb. 4.1(b) dargestellt.

Die Gateweite der integrierten Transistoren beträgt jeweils  $4 \times 15 \mu\text{m}$ . Dieser Wert ergibt sich aus Abschnitt 3.1.3 als optimale Geometrie für minimales Verstärkerrauschen. In

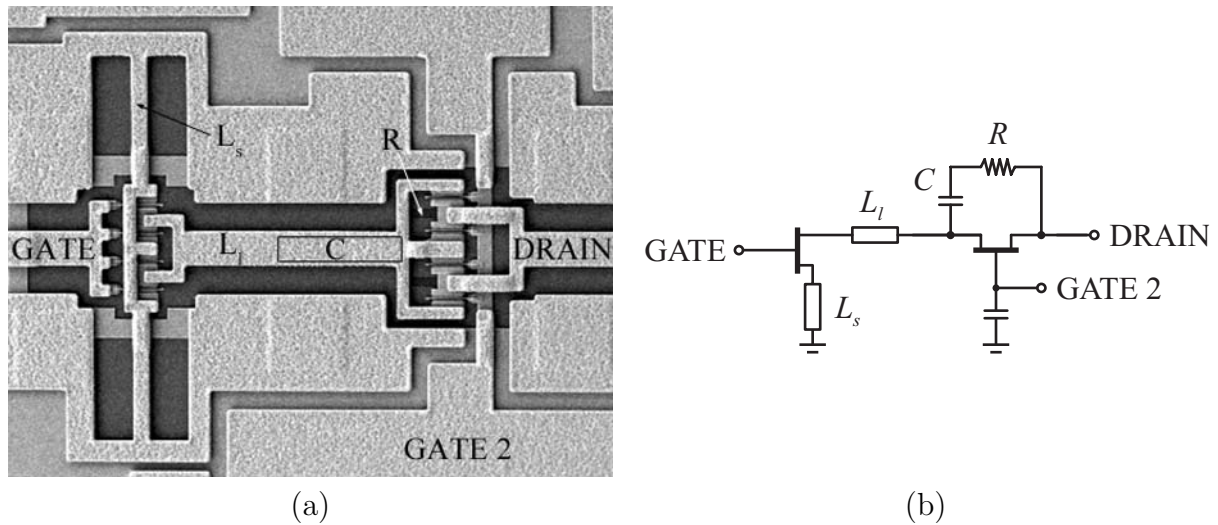


Abbildung 4.1: (a) Rasterelektronenmikroskopaufnahme des stabilisierten Kaskodenbauelements und (b) äquivalentes Schaltbild des Kaskodentransistors mit den zur Stabilisierung verwendeten Schaltungskomponenten ( $w_g = 4 \times 15 \mu\text{m}$ ).

Abb. 4.2 ist das Schaltbild eines rauscharmen 94-GHz-Verstärkers abgebildet. Die Schaltung besteht aus zwei Kaskodentransistorstufen, um die geforderte Kleinsignalverstärkung von ca. 20 dB zu erreichen. Der Schaltungsentwurf basiert auf der Technik der reaktiven Anpassung mittels Streifenleitungselementen und konzentrierten, passiven Komponenten. Zur ein- und ausgangsseitigen DC-Entkopplung wurden MIM-Kondensatoren in Serienschaltung verwendet. Ein Foto des rauscharmen Kaskodenverstärkers ist in Abb. 4.3 dargestellt. Die koplanare Schaltung weist eine sehr kompakte Gesamtgröße von  $0,75 \times 1,5 \text{ mm}^2$  auf. Das zweite Gate des Kaskodenbauelements wird über eine  $5,5 \text{ pF}$  große MIM-Kapazität für hohe Frequenzen nach Masse kurzgeschlossen. Zur Unterdrückung von niederfrequenten Oszillationen, die außerhalb des gewünschten Verstärkungsbereichs liegen, wurden nieder-

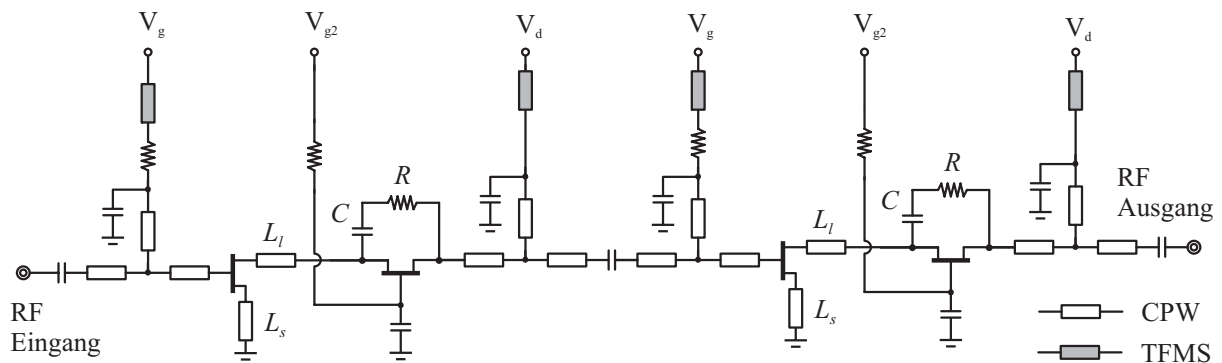


Abbildung 4.2: Schaltbild des zweistufigen, rauscharmen W-Band-Kaskodenverstärker-MMIC mit Sourceleitungen.

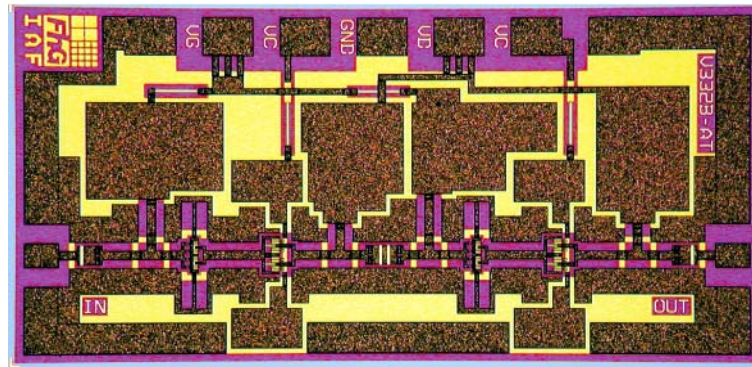


Abbildung 4.3: Fotografie des koplanaren, rauscharmen W-Band-Kaskodenverstärker-MMIC mit Sourceleitungen (Chipgröße:  $0,75 \times 1,5 \text{ mm}^2$ ).

ohmige Dünnschicht-Mikrostreifenleitungen (Thin Film MicroStrip lines; TFMS) und RC-Filterstrukturen in die Spannungsversorgungsnetzwerke integriert. Die TFMS-Leitungen wurden mit derselben SiN-Schicht realisiert, die auch als Dielektrikum für die MIM-Kondensatoren aufgebracht wurde.

Zur Simulation des Schaltungsverhaltens wurde das in Abschnitt 2.2 vorgestellte Kleinsignalmodell des Kaskodentransistors im Arbeitspunkt für minimales Rauschen verwendet. In Abb. 4.4(a) sind die auf dem Halbleiterwafer (on-wafer) gemessenen sowie die simulierten Streuparameter über dem Frequenzbereich von 0,25 bis 120 GHz dargestellt. Die zweistufige Koplanarschaltung erzielte eine lineare Verstärkung von mehr als 19 dB zwischen 68 und 105 GHz, was einer relativen Bandbreite von 40 % entspricht. Die Welligkeit der Kleinsignalverstärkung betrug lediglich  $\pm 1 \text{ dB}$ . Aufgrund der gewählten Anpassung für minimale Rauschzahl liegt der eingangsseitige Reflexionsfaktor ( $S_{11}$ ) bei -4 dB. Ausgangsseitig

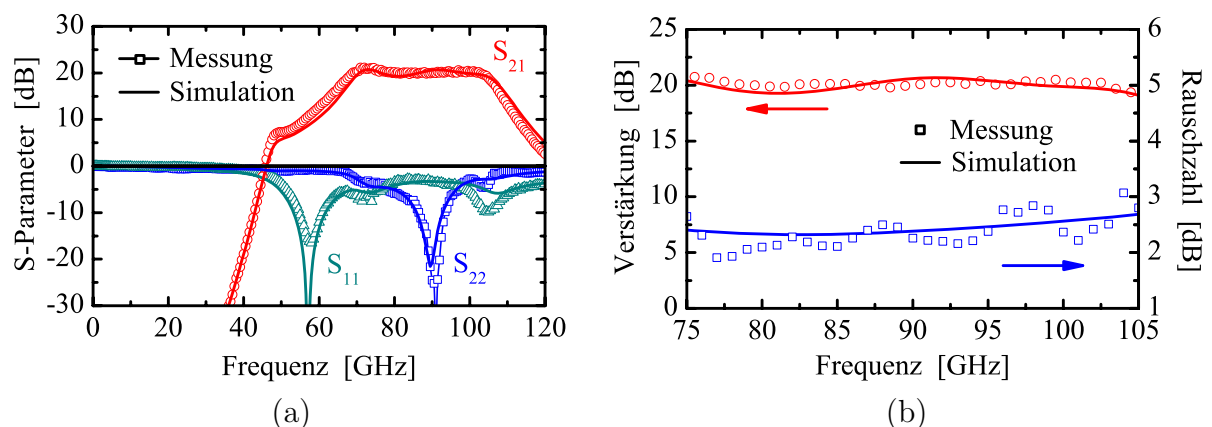


Abbildung 4.4: Vergleich zwischen (a) on-wafer gemessenen und simulierten Streuparametern und (b) bei Raumtemperatur ( $T = 293 \text{ K}$ ) gemessener und simulierter Rauschzahl und Verstärkung des rauscharmen W-Band-Kaskodenverstärkers mit Sourceleitungen.

wurde ein Reflexionsfaktor ( $S_{22}$ ) von -10 dB bei 94 GHz erreicht. Der DC-Arbeitspunkt des Verstärker-MMIC lag bei  $V_D = 1,6$  V,  $V_{G2} = 0,8$  V,  $V_G = 0,15$  V und  $I_D = 25$  mA, was einer Gesamtleistungsaufnahme von 40 mW entspricht. Die simulierten und gemessenen Werte für die Rauschzahl und die lineare Verstärkung der Schaltung sind in Abb. 4.4(b) abgebildet. Diese Messungen wurden bei Raumtemperatur ( $T = 293$  K) im Frequenzbereich von 75 bis 105 GHz durchgeführt. Die bei 94 GHz gemessene Rauschzahl betrug 2,3 dB bei einer gleichzeitigen Kleinsignalverstärkung von 20,3 dB. Die Rauschzahl über dem gesamten charakterisierten Frequenzbereich lag im Mittel bei 2,5 dB.

Der Vergleich zwischen den simulierten und gemessenen Schaltungsparametern ergab eine hervorragende Übereinstimmung, was auf die hohe Genauigkeit der entwickelten Kleinsignalmodelle sowie auf eine sehr gute Reproduzierbarkeit des technologischen Herstellungsprozesses zurückzuführen ist.

Ein Überblick über den derzeitigen Stand der Technik von rauscharmen W-Band-HEMT-Verstärker-MMICs ist in Tab. 4.1 zusammengefasst. Die im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Schaltungen weisen neben der niedrigsten Rauschzahl auch die höchste Kleinsignalverstärkung pro Verstärkerstufe aller veröffentlichten MMICs auf.

Tabelle 4.1: Stand der Technik von rauscharmen W-Band-HEMT-Verstärker-MMICs.

Frequenz [GHz]	Rauschzahl [dB]	Verstärkung [dB]	Verst./Stufe [dB]	Technologie	Gatelänge [ $\mu\text{m}$ ]	Ref.
95	2,5	20	5	InP	–	[71] HRL
94	2,9	18	6	InP	–	[72] TRW
94	3,2	16	4	InP	0,1	[73] CSIRO
94	3,3	12	6	InP	0,1	[74] IEMN
89	4,8	14	4,7	MHEMT	0,1	[90] Raytheon
94	2,3	20	10	MHEMT	0,07	diese Arbeit
94	2,1	13	13	MHEMT	0,07	diese Arbeit

### 4.1.2 Rauscharmer W-Band-Gegentaktverstärker

Zum Aufbau eines direkt empfangenden Radiometerkanals (engl.: direct detection radiometer) bei 94 GHz wird eine Kleinsignalverstärkung von ca. 55 dB benötigt [91]. Ein derart hoher Verstärkungswert kann aufgrund von parasitären Verkopplungen auf einem einzelnen MMIC nicht realisiert werden. Eine verbreitete Methode zum Erreichen dieser Systemspezifikation ist die Serienschaltung von mehreren Verstärkerchips. Hierbei ist zu beachten, dass durch ein hohes ein- und ausgangseitiges Stehwellenverhältnis (VSWR: Voltage Standing Wave Ratio) der einzelnen Verstärkerschaltungen starke Reflexionen

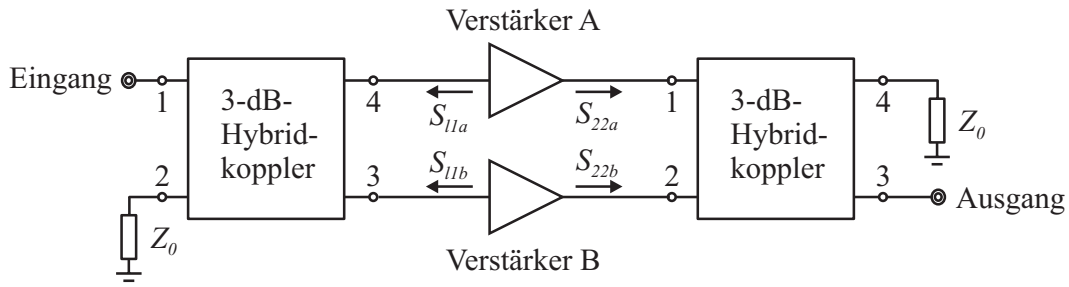


Abbildung 4.5: Funktionsschaltbild eines Gegentaktverstärkers mit 3-dB-Hybridkopplern.

zwischen den MMICs auftreten, die zu einer inakzeptablen Welligkeit des Übertragungsverhaltens oder gar zur Oszillation der Verstärkerkette führen können. Eine Möglichkeit zur Unterdrückung dieser unerwünschten Reflexionen stellt die Integration von Hohlleiterisolatoren zwischen den einzelnen Verstärkerschaltungen dar. Aus Kostengründen sowie auf Grund der größeren mechanischen Abmessungen und des höheren Gewichts wurde von dieser Lösung Abstand genommen. Für den Entwurf von reflexionsarmen Verstärkerstufen, die dem extrem rauscharmen Empfangsverstärker aus Abschnitt 4.1.1 nachgeschaltet werden können, wurden deshalb zwei monolithische Ansätze verfolgt: der Gegentaktverstärker (engl.: balanced amplifier) [75, 92], der im Folgenden näher beschrieben wird sowie ein Verstärkerschaltkreis der einen Kompromiss aus konjugiert komplexer Anpassung und Anpassung für minimales Verstärkerrauschen aufweist und in Abschnitt 4.1.3 vorgestellt wird.

Ein Funktionsschaltbild des Gegentaktverstärkers ist in Abb. 4.5 dargestellt. Der Gegentaktverstärker besteht aus zwei identischen Einzelverstärkern, die ein- und ausgangseitig über einen 3-dB-Hybrid parallel geschaltet werden. Dabei wird das eingehende Signal mit einer Phasendifferenz von  $90^\circ$  gleichmäßig auf die beiden Einzelverstärker aufgeteilt, während die beiden verstärkten Signale über den Ausgangskoppler wieder konstruktiv addiert werden. Für die reflektierten Signalanteile ergibt sich am Ein- und Ausgang des Gegentaktverstärkers eine Phasendifferenz von  $180^\circ$  und somit durch die sich destruktiv überlagernden Signalanteile ein sehr niedriges VSWR. Alle weiteren reflektierten Signalanteile werden auf eine  $50\text{-}\Omega$ -Last ausgekoppelt. Für die Streuparameter und das Stehwellenverhältnis ergibt sich folgender Zusammenhang:

$$|S_{11}| = \frac{1}{2} |S_{11a} - S_{11b}|, \quad |S_{21}| = \frac{1}{2} |S_{21a} + S_{21b}| \quad (4.1)$$

$$|S_{12}| = \frac{1}{2} |S_{12a} + S_{12b}|, \quad |S_{22}| = \frac{1}{2} |S_{22a} - S_{22b}| \quad (4.2)$$

$$VSWR_{(Eingang)} = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|}, \quad VSWR_{(Ausgang)} = \frac{1 + |S_{22}|}{1 - |S_{22}|} \quad (4.3)$$

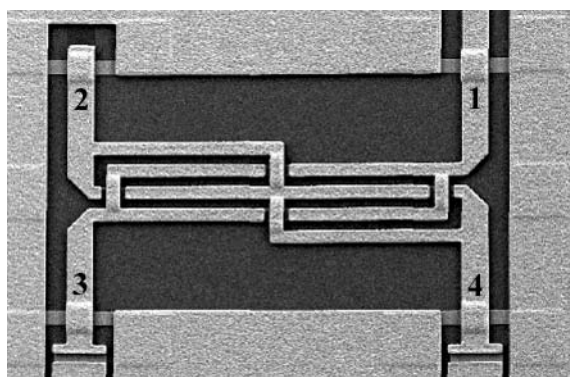


Der wesentliche Vorteil dieses Verstärkerkonzeptes besteht darin, dass die beiden enthaltenen Einzelverstärker auf minimale Rauschzahl und maximale Bandbreite entworfen werden können, ohne das ein- und ausgangsseitige VSWR berücksichtigen zu müssen. Der Gegentaktverstärker weist, sofern er zwei identische Einzelverstärker beinhaltet, stets sehr gute ein- und ausgangsseitige Anpassungen mit niedrigem VSWR auf. Weitere Vorteile dieser Schaltungstopologie sind:

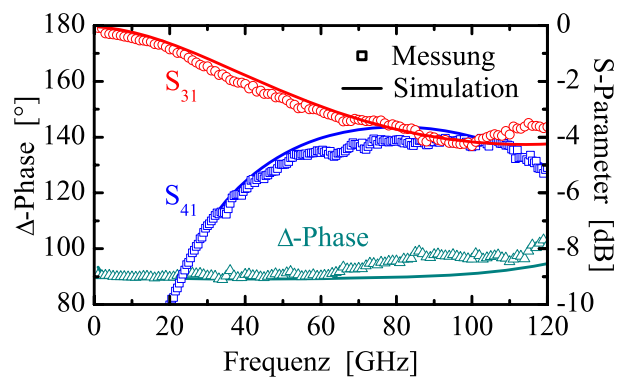
- Verdoppelung der maximalen verzerrungsfreien Ausgangsleistung durch die Parallelschaltung von zwei Einzelverstärkern (abzüglich der Verluste des ausgangsseitigen Kopplers)
- sehr gutes Stabilitätsverhalten durch ein hohes Maß an Entkopplung der beiden Einzelverstärker
- vereinfachter Schaltungsentwurf und einfache Kaskadierbarkeit
- beim Ausfall eines Einzelverstärkers kann die Gesamtschaltung mit reduzierten Leistungsdaten (-6 dB) weiterbetrieben werden

Nachteilig wirken sich die doppelte Leistungsaufnahme, die Erhöhung der Rauschzahl (um die Verluste des eingangsseitigen Kopplers), die vergrößerte Chipfläche und die Reduktion der Kleinsignalverstärkung aus.

Zur Realisierung des Gegentaktverstärker-MMIC wurden zwei rauscharme W-Band-Verstärker mit Sourceleitungen parallel betrieben und über zwei Lange-Koppler miteinander kombiniert. Die Rasterelektronenmikroskopaufnahme eines koplanaren Lange-Kopplers zeigt Abb. 4.6(a). Die Kopplerstruktur besteht aus vier gekoppelten Streifenleitungselementen mit einer Koppellänge von  $320\ \mu\text{m}$ . Diese Länge entspricht für einen auf GaAs-Substraten ( $\epsilon_{r,eff} = 6,3$ ) realisierten Koppler einer viertel Wellenlänge ( $\lambda/4$ ) bei 94 GHz.



(a)



(b)

Abbildung 4.6: (a) Rasterelektronenmikroskopaufnahme und (b) Vergleich zwischen gemessenen und simulierten Streuparametern des koplanaren Lange-Kopplers.

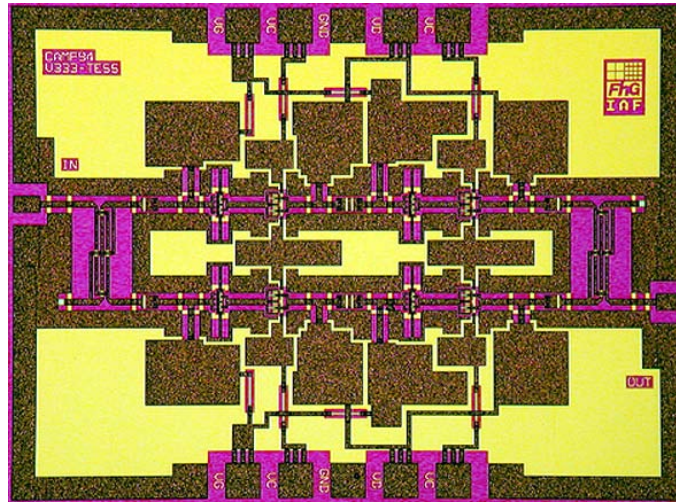


Abbildung 4.7: Fotografie des rauscharmen W-Band-Gegentaktverstärker-MMIC (Chipgröße:  $1,5 \times 2 \text{ mm}^2$ ).

Zur Simulation des koplanaren Lange-Kopplers wurde ein modifiziertes Mikrostreifenleitungsmodell aus dem Schaltungssimulator MDS benutzt. Die gemessenen und simulierten S-Parameter des monolithischen Kopplers sind in Abb. 4.6(b) dargestellt. Der Lange-Koppler erzielte im Frequenzbereich zwischen 85 und 105 GHz eine Einfügedämpfung der beiden Koppelzweige ( $S_{31}$ ,  $S_{41}$ ) von ca. 1,1 dB bei einer Phasendifferenz ( $\Delta$ -Phase) von  $98^\circ$  zwischen den beiden Ausgangstoren.

Eine Fotografie des hergestellten W-Band-Gegentaktverstärker-MMIC zeigt Abb. 4.7. Die koplanare Schaltung weist eine Gesamtgröße von  $1,5 \times 2 \text{ mm}^2$  auf. In Abb. 4.8(a) sind die gemessenen und simulierten Streuparameter des rauscharmen Verstärkerchips darge-

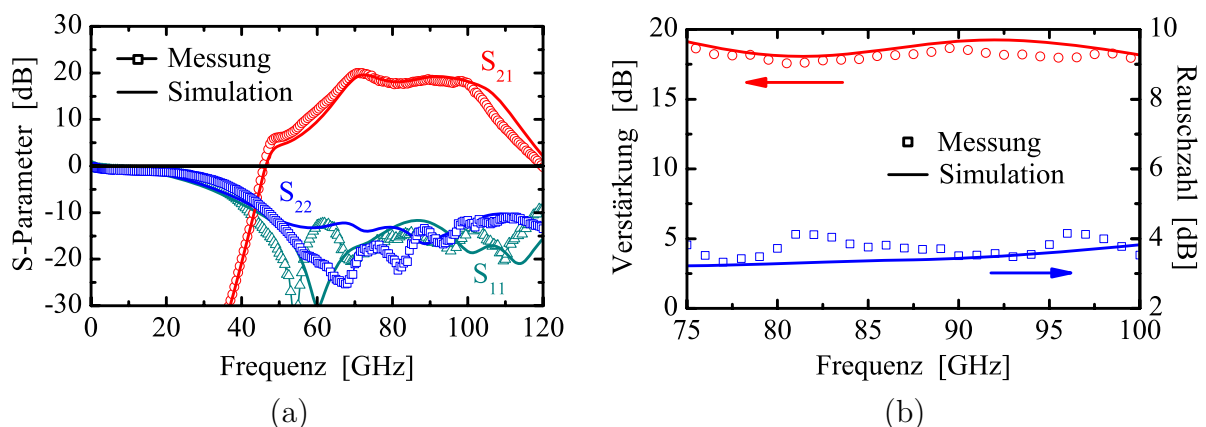


Abbildung 4.8: Vergleich zwischen (a) on-wafer gemessenen und simulierten Streuparametern und (b) bei Raumtemperatur ( $T = 293 \text{ K}$ ) gemessener und simulierter Rauschzahl und Verstärkung des rauscharmen W-Band-Gegentaktverstärkers.

stellt. Es wurde eine Kleinsignalverstärkung von ca. 18 dB zwischen 70 und 100 GHz erzielt. Unter Berücksichtigung der Einfügedämpfung von 1,1 dB je Lange-Koppler entspricht dieser Wert den Ergebnissen des Einzelverstärkerchips aus Abschnitt 4.1.1. Die gemessenen Reflexionsfaktoren liegen im Nutzfrequenzbereich deutlich unter -10 dB. Daraus lässt sich eine hinreichend genaue Phasenschiebung der Lange-Koppler ableiten. Die bei Raumtemperatur bestimmte Rauschzahl des Verstärkerchips beträgt im Mittel 3,6 dB im charakterisierten Frequenzbereich und entspricht somit sehr gut den simulierten Werten, wie aus Abb. 4.8(b) zu entnehmen ist.

### 4.1.3 Rauscharmer W-Band-Verstärker

Als Alternative zum Gegentaktverstärkerkonzept wurde ein zweistufiger, rauscharmer Verstärker-MMIC für das W-Band entworfen, dessen eingangsseitiges Anpassungsnetzwerk einen Kompromiss zwischen Anpassung für minimales Rauschen und maximale Verstärkung darstellt. Dieser Kompromiss ermöglicht ein niedriges eingangsseitiges VSWR und ein breitbandiges Verstärkungsverhalten bei gleichzeitig akzeptabler Verstärkerrauschzahl. Der ausgangsseitige Transistor wurde konjugiert komplex angepasst, um eine gute Anpassung und eine möglichst hohe Kleinsignalverstärkung zu erzielen. Aufgrund der sehr hohen Isolation der verwendeten Kaskodenbauelemente, konnte die Optimierung des Verstärkerausgangs unabhängig von der Wahl des Eingangsnetzwerks durchgeführt werden. Eine Fotografie des hergestellten Verstärkerchips ist in Abb. 4.9(a) dargestellt. Die erste Stufe der Verstärkerschaltung besteht aus einem Kaskodentransistor mit zwei Gatefingern der Weite  $w_g = 2 \times 40 \mu\text{m}$ , während die Ausgangsstufe ein Kaskodenbauelement der Weite  $w_g = 2 \times 25 \mu\text{m}$  enthält. Zur Stabilisierung des MMIC wurden sehr kleine Kapazitäten an den beiden Transistoren in Gateschaltung integriert. Als weitere Maßnahme wurde, wie bereits bei dem rauscharmen Verstärker mit Sourceleitungen, eine resistive Rückkopplung über die Transistoren in Gateschaltung vorgesehen. Die Gesamtgröße des koplanaren,

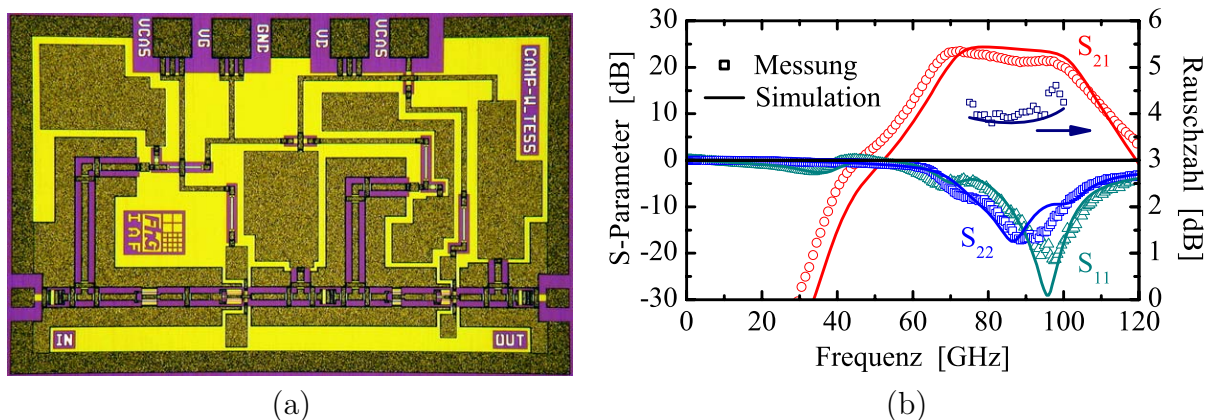


Abbildung 4.9: (a) Fotografie des koplanaren W-Band-Kaskodenverstärkers und (b) Vergleich zwischen on-wafer gemessenen und simulierten Streuparametern und bei Raumtemperatur ( $T = 293 \text{ K}$ ) gemessener und simulierter Rauschzahl. Die Chipgröße beträgt  $1 \times 1,5 \text{ mm}^2$ .

rauscharmen Kaskodenverstärkers beträgt  $1 \times 1,5 \text{ mm}^2$ . Die on-wafer gemessenen Streuparameter sowie die bei Raumtemperatur aufgenommene Rauschzahl der Schaltung sind in Abb. 4.9(b) den simulierten Werten gegenübergestellt. Der rauscharme W-Band-Verstärker erzielte eine Kleinsignalverstärkung von mehr als 20 dB zwischen 62 und 102 GHz. Die ein- und ausgangsseitige Anpassung ist bei 94 GHz besser als -15 dB. Für den Frequenzbereich zwischen 85 und 100 GHz wurde eine Anpassung von mindestens -10 dB erreicht. Die bei Raumtemperatur gemessene Rauschzahl beträgt zwischen 75 und 95 GHz im Mittel 3,9 dB. Die Übereinstimmung zwischen den simulierten und den gemessenen Hochfrequenzparametern ist im gesamten charakterisierten Frequenzbereich hervorragend. Im Vergleich zu dem im vorangegangenen Abschnitt beschriebenen Gegentaktverstärker-MMIC zeichnet sich der hier vorgestellte rauscharme W-Band-Verstärker durch einen um 50 Prozent reduzierten Platzbedarf und eine um 4 dB erhöhte Verstärkung aus. Der Kompromiss zwischen konjugiert komplexer Anpassung und Anpassung für minimale Rauschzahl bedingt andererseits aber auch eine um 0,3 dB erhöhte Rauschzahl sowie ein höheres VSWR an den Verstärkungsbandgrenzen der Schaltung.

## 4.2 Leistungsverstärkerschaltungen

Für die Realisierung von hochauflösenden 94-GHz-Radarsystemen wird neben einem sehr rauscharmen Empfangsteil auch ein leistungsstarker Sendeverstärker benötigt. Eine gebräuchliche Methode zur Erzeugung von mittleren Leistungspegeln im Millimeterwellenbereich ist der hybride Aufbau von Signalgeneratoren mittels Gunn- bzw. Impatt-Dioden. Diese Schaltungstopologien erreichen im Frequenzbereich um 94 GHz maximale Ausgangsleistungen bis zu 1 W [93]. Noch höhere Leistungswerte lassen sich mit Elektronenröhren wie zum Beispiel einem Klystron erzielen, die im gepulsten Betrieb Leistungspegel von über 1000 W ermöglichen. Die sehr kostenintensive Herstellungsweise, der erhöhte Platzbedarf sowie ihr geringer Wirkungsgrad machen diese Hochfrequenzkomponenten für den Einsatz in sehr kompakten Millimeterwellen-Radarsystemen mit moderater Leistungsaufnahme jedoch unattraktiv. Weiterhin sind sie mit zukunftsweisenden, höher integrierten Aufbautechniken wie dem Multichip-Modul oder gar der Einzelchip-Lösung inkompatibel.

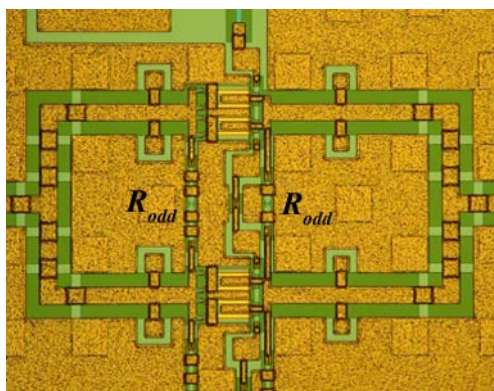
Eine vielversprechende Alternative zu den obigen Leistungsbauelementen stellen die im Folgenden vorgestellten monolithisch integrierten Halbleiterverstärker auf Transistorbasis dar. Sie bieten die Möglichkeit einer sehr kompakten und in hohem Maße reproduzierbaren Herstellung. Zudem ermöglicht die monolithische Integration die Verknüpfung von mehreren Schaltungskomponenten auf einem einzelnen MMIC (siehe Kapitel 4.4.2), was zu flexiblen Schaltungskonzepten bei gleichzeitig kosteneffizienter Realisierung führt. Wie bereits in Kapitel 3 beschrieben, sind pseudomorphe und metamorphe Feldeffekttransistoren mit einer Gatelänge von weniger als 150 nm sehr gut geeignet, um Millimeterwellenverstärker mit hoher Ausgangsleistung und hoher Verstärkung zu realisieren. In den folgenden Abschnitten wird daher der Entwurf und die Realisierung von 94 GHz Verstärkern mit mittlerer und hoher Ausgangsleistung auf der Basis von pseudomorphen und metamorphen HEMTs beschrieben sowie die jeweiligen Vor- und Nachteile der unterschiedlichen

Halbleitertechnologien gegenübergestellt.

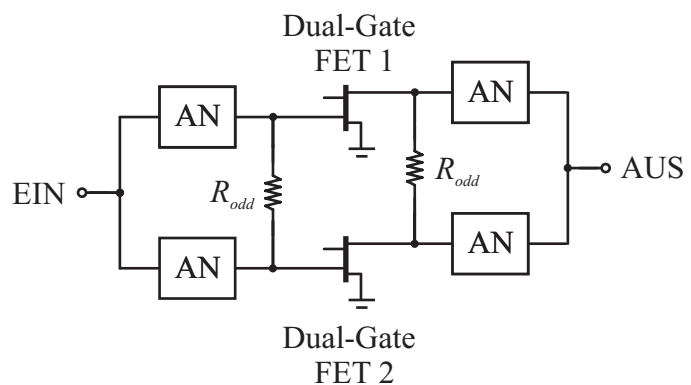
### 4.2.1 94-GHz-Verstärker mit mittlerer Ausgangsleistung

Im Rahmen dieser Arbeit sind sowohl für den Einsatz in kompakten 94-GHz-Nahbereichssensoren als auch zum Betrieb in modernen SAR-Systemen breitbandige Leistungsverstärker-MMICs mit mittlerer Ausgangsleistung (**M**edium **P**ower **A**mplifier, MPA) entwickelt worden. Diese Millimeterwellenschaltungen wurden zuerst auf der Basis einer pseudomorphen GaAs-HEMT-Technologie mit einer Gatelänge von  $l_g = 0,13 \mu\text{m}$  hergestellt und im weiteren Verlauf der Arbeit auf eine metamorphe HEMT-Technologie mit einer Gatelänge von  $l_g = 0,1 \mu\text{m}$  übertragen.

Da zum Entwurf von Leistungsverstärkerschaltungen im Frequenzbereich um 100 GHz neben einer ausreichenden linearen Verstärkung der verwendeten Bauelemente auch eine große Gesamtgateweite der Ausgangsstufe erforderlich ist, wurden in dieser Arbeit Dual-Gate-Transistoren zur Leistungserzeugung benutzt. Diese Bauelemente vereinen die Vorteile einer hohen Kleinsignalverstärkung bei gleichzeitig großer Gesamtgateweite und geringem Platzbedarf. Zur weiteren Erhöhung der Ausgangsleistung wurden mehrere Dual-Gate-HEMTs parallel betrieben und mittels monolithisch integrierten Anpassschaltungen kombiniert. Die Parallelschaltung von n-Einzeltransistoren ermöglicht jedoch auch das Auftreten von n möglichen ungeraden Ausbreitungsmoden (Odd-Moden) [94]. Zur Unterdrückung dieser unerwünschten Wellenausbreitungstypen wurden jeweils vor bzw. hinter den zusammengesetzten Dual-Gate-Transistoren sogenannte Odd-Mode-Widerstände eingefügt, welche das Auftreten von ungeraden Moden verhindern [95]. In Abb. 4.10(a) ist eine Detailaufnahme der im Ausgangszweig des zweistufigen MPAs integrierten Widerstände ( $R_{odd}$ ) dargestellt, während Abb. 4.10(b) ein äquivalentes Ersatzschaltbild des Verstärkerausgangs beschreibt. Um eine optimale Funktionsweise der Odd-Mode-Widerstände zu gewährleisten, wurden sie so nah wie möglich an den beiden aktiven Bauelementen platziert. Die



(a)



(b)

Abbildung 4.10: (a) Detailaufnahme und (b) äquivalentes Ersatzschaltbild des ausgangsseitigen Verstärkeranpassungsnetzwerks (AN) mit integrierten Odd-Mode-Widerständen ( $R_{odd}$ ).



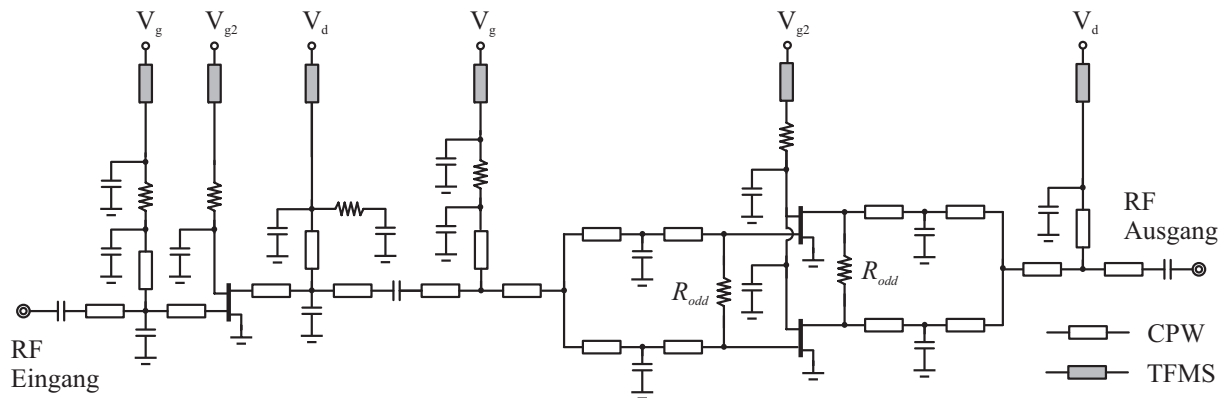


Abbildung 4.11: Schaltbild des zweistufigen 94-GHz-Dual-Gate-Verstärker-MMIC mit mittlerer Ausgangsleistung.

ideale Größe der Widerstände ergibt sich nach [96] zu  $30 \Omega$ . Ein Schaltbild des zweistufigen GaAs-Verstärkers mit mittlerer Ausgangsleistung ist in Abb. 4.11 wiedergegeben. Die Eingangsstufe des W-Band-Verstärker-MMIC basiert auf einem Dual-Gate-Transistor der Gesamtgateweite  $w_g = 4 \times 45 \mu\text{m}$  während in der Ausgangsstufe zwei dieser Bauelemente in Parallelschaltung betrieben werden. Die Transistorgeometrie mit vier Gatefingern von jeweils  $45 \mu\text{m}$  Gateweite wurde gewählt, weil sie nach Kapitel 3 den optimalen Kompromiss zwischen hoher Kleinsignalverstärkung und maximaler Ausgangsleistungsdichte aufweist. Neben den zuvor beschriebenen Odd-Mode-Widerständen wurden zur Stabilisierung der Schaltung sehr kleine MIM-Kondensatoren am zweiten Gate der Dual-Gate-FETs sowie RC-Filter und TFMS-Leitungen im Bereich der Spannungszuführung integriert. Ein Foto des 94-GHz-Dual-Gate-Verstärkers mit mittlerer Ausgangsleistung ist in Abb. 4.12 dargestellt. Zur Reduktion der benötigten Chipfläche wurden MIM-Kondensatoren in den T-Verzweigungen der koplanaren Schaltung vorgesehen. Die Gesamtgröße des MMIC be-

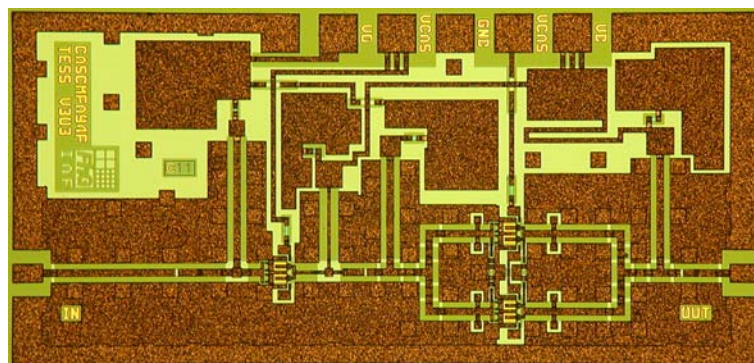


Abbildung 4.12: Fotografie des zweistufigen 94-GHz-Dual-Gate-Verstärker-MMIC mit mittlerer Ausgangsleistung. Die Chipgröße beträgt  $1 \times 2 \text{ mm}^2$ .

trägt  $1 \times 2 \text{ mm}^2$ . Die Eingangsstufe sowie die Ausgangsstufe des MPA wurden jeweils auf  $50 \ \Omega$  angepasst, um eine einfachere Resimulation der Schaltung zu gewährleisten. Die on-wafer gemessenen und mit dem Großsignalmodell aus Kapitel 2 simulierten Streuparameter der zweistufigen 94-GHz-Verstärkerschaltung sind in Abb. 4.13(a) über dem Frequenzbereich von 0,25 bis 120 GHz aufgetragen. Der Verstärker erreicht bei 94 GHz eine lineare Verstärkung von 14 dB, sowie ein- und ausgangsseitige Anpassungen von weniger als -10 dB. Die 3-dB-Bandbreite der Schaltung beträgt 20 GHz. Die Übereinstimmung zwischen simulierten und gemessenen Streuparametern ist im gesamten charakterisierten Frequenzbereich hervorragend. Eine Gegenüberstellung der simulierten und unter Dauerstrichbedingungen gemessenen Großsignaleigenschaften des Leistungsverstärkers beschreibt Abb. 4.13(b). Es wurde eine Sättigungsausgangsleistung von 18 dBm (60 mW) und eine maximale Effizienz (PAE) von 6 % erzielt. Die Ausgangsleistung bei 1-dB-Verstärkungskompression betrug 15,5 dBm (45 mW). Zum Betrieb der auf GaAs-Substraten realisierten Schaltung wurden die Versorgungsspannungen  $V_D = 4 \text{ V}$ ,  $V_{G2} = 1,5 \text{ V}$  und  $V_G = 0 \text{ V}$  angelegt, was mit einem Drainstrom von  $I_D = 220 \text{ mA}$  zu einer Gesamtleistungsaufnahme von 880 mW führte. Die simulierten und gemessenen Großsignalparameter des MPA-MMIC zeigen ebenfalls eine sehr gute Übereinstimmung.

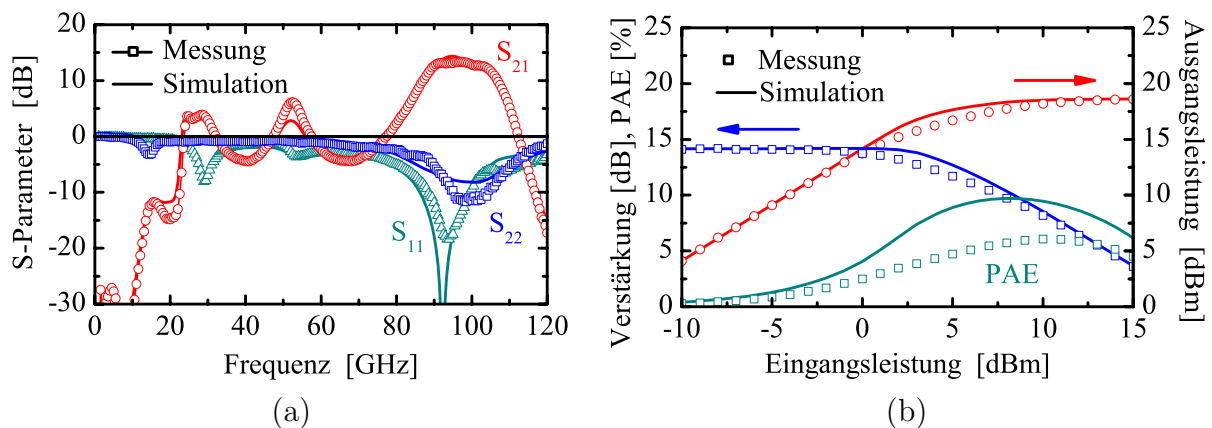


Abbildung 4.13: Vergleich zwischen on-wafer gemessenen und simulierten (a) Streuparametern und (b) Leistungsdaten des zweistufigen 94-GHz-Dual-Gate-MPA.

### 4.2.2 94-GHz-Leistungsverstärker mit hoher Ausgangsleistung

Um noch höhere Leistungspegel auf einem einzelnen MMIC zu ermöglichen, wurden acht Dual-Gate-Transistoren mit einer Gateweite von jeweils  $w_g = 4 \times 45 \ \mu\text{m}$  in einer Verstärker- ausgangsstufe mittels koplanaren Streifenleitungen kombiniert. Eine Fotografie des auf pseudomorphen GaAs-HEMT-Technologie realisierten Verstärkerchips mit hoher Ausgangsleistung (**H**igh **P**ower **A**mplifier, HPA) ist in Abb. 4.14 dargestellt. Die Verstärkerschaltung weist weiterhin vier Dual-Gate-Bauelemente in der Eingangsstufe auf, was zu einer Gesamtzahl von 96 Transistorfingern und einer integrierten Gesamtfingerweite von 4,32 mm führt. Zum Entwurf des zweistufigen, monolithischen HPA wurden dieselben Verfahren wie schon

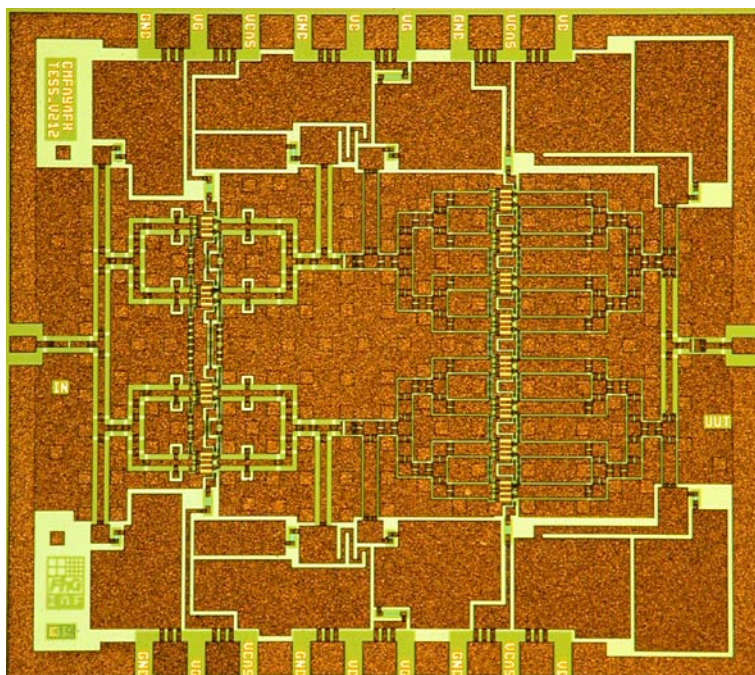


Abbildung 4.14: Fotografie des zweistufigen 94-GHz-Dual-Gate-Verstärker-MMIC mit hoher Ausgangsleistung. Die Chipgröße beträgt  $2 \times 2,25 \text{ mm}^2$ .

für den in Kapitel 4.2.1 beschriebenen Verstärker mit mittlerer Ausgangsleistung verwendet. Die Chipgröße des koplanaren 94-GHz-Verstärker-MMIC beträgt  $2 \times 2,25 \text{ mm}^2$ . Einen Vergleich der mit dem im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Dual-Gate-Großsignalmodell simulierten und den on-wafer gemessenen S-Parametern zeigt Abb. 4.15(a). Der Leistungsverstärker erzielt eine Kleinsignalverstärkung von 10 dB bei 94 GHz mit sehr guten ein-

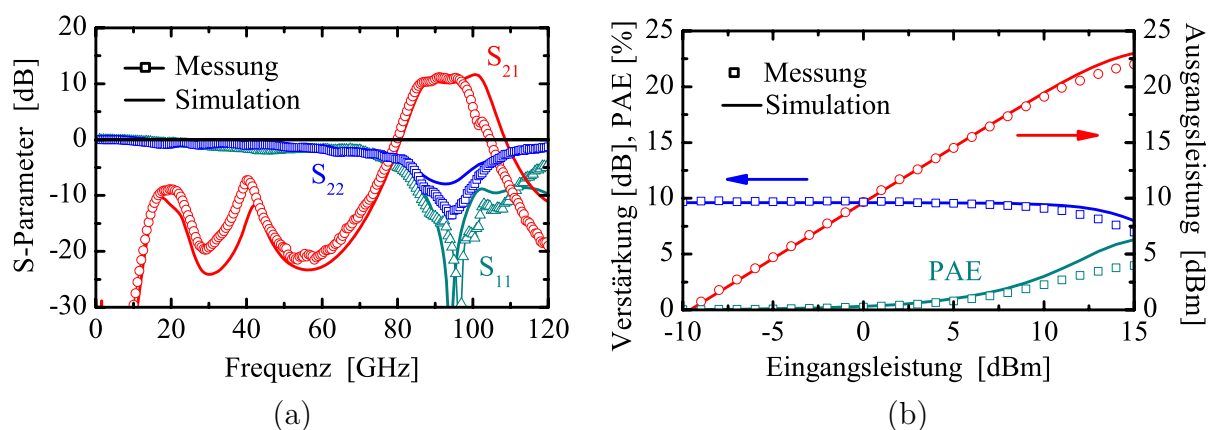


Abbildung 4.15: Vergleich zwischen on-wafer gemessenen und simulierten (a) Streuparametern und (b) Leistungsdaten des zweistufigen 94-GHz-Dual-Gate-HPA.



und ausgangsseitigen Anpassungen. Wie aus Abb. 4.15(b) zu entnehmen ist, konnte eine Sättigungsausgangsleistung von 22 dBm (175 mW) und eine maximale Effizienz von 4,5 % erreicht werden. Die Ausgangsleistung bei  $P_{-1dB}$  betrug 20 dBm (100 mW). Mit einer angelegten Drainspannung von  $V_D = 4$  V und einem gemessenen Drainstrom von  $I_D = 770$  mA ergab sich eine Gesamtleistungsaufnahme von 3 Watt. Zur Ableitung der entstehenden Verlustwärme kann der aufgebaute MMIC entweder durch den Einsatz eines Mehrkomponentenklebers mit hoher thermischer Leitfähigkeit oder durch die Verwendung eines Lots mit dem Metallgehäuse verbunden werden. Eine weitere Reduzierung des thermischen Widerstands wird durch das Abdünnen des Halbleitersubstrats erreicht.

### 4.2.3 Gegenüberstellung der mit pseudomorpher und metamorpher HEMT-Technologie erzielten Ergebnisse

Einen Überblick aller im Rahmen dieser Arbeit hergestellten 94-GHz-Leistungsverstärker gibt die Tab. 4.2. Neben den in Kapitel 4.2.1 und Kapitel 4.2.2 beschriebenen MMICs wurde zusätzlich eine Verstärkerschaltung mit einer Ausgangsgateweite von 0,72 mm entworfen. Diese Schaltung erzielt eine lineare Verstärkung von 11,5 dB und eine maximale Ausgangsleistung von 20,5 dBm (110 mW) für die Realisierung mit pseudomorphen GaAs-HEMTs mit 0,13  $\mu\text{m}$  Gatelänge.

Im weiteren Verlauf der Arbeit wurden sämtliche Leistungsverstärkerschaltungen auf eine metamorphe HEMT-Technologie mit einer Gatelänge von  $l_g = 0,1$   $\mu\text{m}$  übertragen. Aufgrund der überlegenen Transporteigenschaften und der kürzeren Gatelänge der metamorphen Bauelemente, erzielen die auf MHEMT-Technologie basierenden Schaltungen bei

Tabelle 4.2: Mit pseudomorpher und metamorpher HEMT-Technologie realisierte 94-GHz-Leistungsverstärker-MMICs.

Technologie	Ausgangsgateweite [mm]	Verstärkung [dB]	$P_{sat}$ [dBm]	$P_{-1dB}$ [dBm]	PAE [%]	$V_{Drain}$ [V]	$I_{Drain}$ [mA]	Chipgröße [mm <sup>2</sup> ]
PHEMT	0,36	14	18,5	15,5	6	4	220	2
PHEMT	0,72	11,5	20,5	17,5	5,5	4	410	5 <sup>a</sup>
PHEMT	1,44	10	22	20	4	4	770	4,5
MHEMT	0,36	18	18,4	16	14	3	150	2
MHEMT	0,72	16	20,7	17,5	11	2,6	340	2,5
MHEMT	1,44	13	23	20	9,2	2,6	740	4,5
MHEMT	1,44	10,2	23,3	21,7	8	3	780	4,5

<sup>a</sup> Entwurf als Gegentaktverstärker.

94 GHz eine um ca. 3 bis 4 dB höhere Kleinsignalverstärkung. Die gemessene Sättigungsausgangsleistung sowie die Ausgangsleistung bei 1-dB-Verstärkungskompression sind für beide Halbleitertechnologien in etwa identisch. Bedingt durch die reduzierte Leistungsaufnahme und das überlegene Verstärkungsverhalten erreichen die metamorphen Verstärker-MMICs eine um den Faktor zwei erhöhte maximale Effizienz. Die aufgrund ihrer Durchbruchfestigkeit robusteren pseudomorphen Transistoren erlauben den Betrieb mit einer höheren Drainspannung, was jedoch nicht zu einem Anstieg der Ausgangsleistungsdichte der Transistoren führt. Zusammenfassend lässt sich somit feststellen, dass die mit metamorpher HEMT-Technologie realisierten 94 GHz-Leistungsverstärker den konventionellen pseudomorphen Schaltungen hinsichtlich der zu erzielenden Leistungsdaten überlegen sind.

### 4.3 Verstärkerschaltungen für den Frequenzbereich über 100 GHz

Die klassischen Anwendungen von erdgebundenen Millimeterwellenradiometern liegen in der atmosphärischen Messung zur Bestimmung von Ozon, Wasserdampf und Wolken sowie zur Aufzeichnung von charakteristischen Temperatur- und Höhenprofilen. Aus aktuellem Anlass gewinnen jedoch immer mehr sicherheitstechnisch orientierte Forschungsgebiete an Interesse, die sich z. B. mit der Detektion von versteckt getragenen Waffen oder Sprengstoffen sowie der Kontrolle von Briefen und Paketen bis hin zur Rollfeldüberwachung von Flughäfen beschäftigen. Aufgrund ihrer physikalischen Beschaffenheit können Millimeterwellen Bekleidungsstoffe durchdringen und dadurch ein detailliertes Bild von am menschlichen Körper getragenen Gegenständen liefern [9, 10].

Zur Steigerung der Auflösung von bildgebenden Radiometersystemen wurden daher im Rahmen der vorliegenden Arbeit rauscharme Verstärkerschaltungen für den Frequenzbereich des vierten und fünften atmosphärischen Fensters bei 155 GHz und 220 GHz entwickelt. Die hergestellten Schaltungen basieren auf einer metamorphen HEMT-Technologie mit einer Gatelänge von  $l_g = 0,1 \mu\text{m}$  und einem Indiumgehalt im Hauptkanal von 65 %. Zur Realisierung von kompakten MMICs mit hohen Verstärkungswerten um 20 dB wurden bevorzugt Transistoren in Kaskodenkonfiguration verwendet.

#### 4.3.1 Rauscharme 155-GHz-Verstärker-MMICs

Die nachfolgend vorgestellten rauscharmen G-Band-Verstärker (140 GHz bis 220 GHz) wurden sowohl für den Einsatz in einem bodengestützten Radiometer zur Messung der Atmosphäre als auch für rein passive Messungen mit einem bildgebenden Scanner entworfen. Neben der Entwicklung eines einstufigen MMIC zur Überprüfung des Transistorkleinsignalmodells, wurde eine zweistufige Verstärkerschaltung für den späteren Systemeinsatz im Frequenzbereich um 155 GHz realisiert. Der Entwurf der Schaltungen basiert auf der reaktiven Anpassung mittels koplanaren Streifenleitungen und konzentrierten Elementen. In Abb. 4.16 ist eine Fotografie des zweistufigen, rauscharmen 155-GHz-Kaskodenverstärker-MMIC dargestellt. Um eine möglichst hohe Kleinsignalverstärkung bis in den Frequenzbe-



12 dB bei 155 GHz mit ein- und ausgangsseitigen Anpassungen von weniger als -10 dB. Im Vergleich zu den besten publizierten Schaltungen konnte die Stufenverstärkung um den Faktor 3 erhöht werden, während der Bedarf an aktiver Chipfläche geviertelt wurde [97]. Die zweistufige Verstärkerschaltung erreichte eine lineare Verstärkung von 20 dB bei 155 GHz und eine Verstärkung von über 15 dB zwischen 140 und 170 GHz. Die simulierten S-Parameter beider G-Band Schaltungen zeigen im aufgezeichneten Frequenzbereich von 80 bis 220 GHz sehr gute Übereinstimmungen mit den gemessenen Werten.

Zur Charakterisierung des Rauschverhaltens der zweistufigen Verstärkerschaltung wurde ein auf Hohlleiterkomponenten basierender Messplatz aufgebaut. Ein Blockschaltbild des realisierten Rauschmessplatzes ist in Abb. 4.18 dargestellt. Die Erzeugung eines leis-

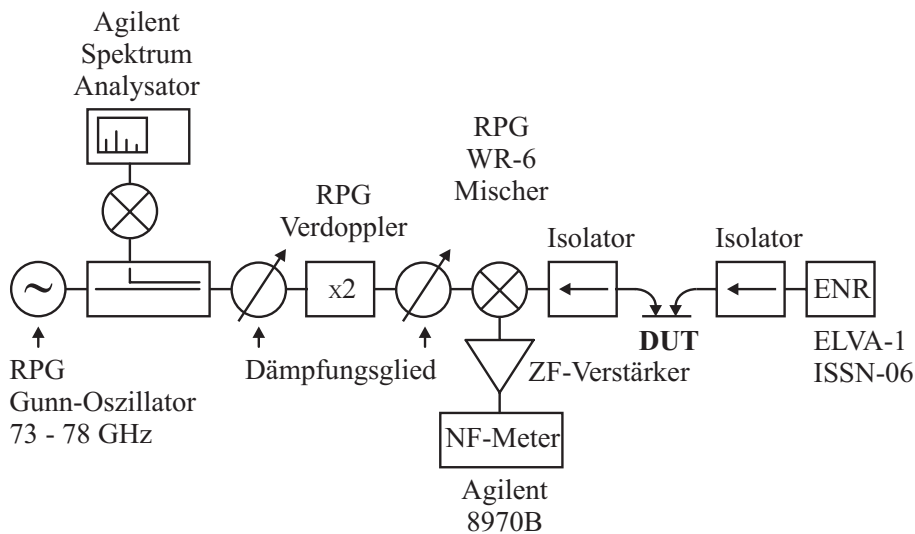


Abbildung 4.18: Prinzipieller Aufbau des 150-GHz-Rauschmessplatzes.

tungsstarken LO-Signals bei 150 GHz wurde mit einem 75 GHz Gunn Oszillator der Firma Radiometer Physics GmbH (RPG) und einem nachgeschalteten Verdoppler realisiert. Zur exakten Bestimmung der Oszillatorfrequenz ist ein Teil des 75 GHz-Signals mit einem 10-dB-Koppler abgegriffen und über einen harmonischen Mischer auf einen Spektrumanalysator geführt worden. Das eingangsseitige Rauschsignal wurde mittels einer Rauschdiode der Firma ELVA-1 erzeugt und über verlustarme D-Band (110 bis 170 GHz) Messspitzen der Firma Cascade an den Verstärkereingang weitergeleitet. Durch Abwärtsmischung des LO- und des HF-Signals entstand eine Zwischenfrequenz von 30 MHz, die nachverstärkt und an ein Agilent 8970B Noise-Figure-Meter übergeben wurde. Da nur sehr schmalbandige Hohlleiterkomponenten zur Verfügung standen, konnte lediglich eine einzelne Punktrauschzahl von 4 dB bei 150 GHz bestimmt werden. Diese bei Raumtemperatur gemessene Rauschzahl deckt sich jedoch hervorragend mit dem simulierten Rauschverhalten des Kaskodenverstärkers gemäß Abb. 4.17(b).

### 4.3.2 Rauscharme 220-GHz-Verstärker-MMICs

Durch die ausgezeichneten Bauelementeigenschaften der metamorphen HEMT-Technologie mit maximalen Oszillationsfrequenzen von über 300 GHz, konnten in dieser Arbeit die weltweit ersten, monolithisch integrierten Verstärkerschaltungen für den Frequenzbereich um 220 GHz demonstriert werden [98, 4]. Die realisierten MMICs sollen in einem kompakten, hochauflösenden Mehrkanalradiometer zur Personenkontrolle eingesetzt werden. Sämtliche in diesem Unterkapitel vorgestellten G-Band-Verstärker wurden auf einer metamorphen HEMT-Technologie mit 100 nm Gatelänge hergestellt.

#### Einstufiger 220-GHz-Kaskodenverstärker

Zur Überprüfung der Tauglichkeit aller aktiven und passiven, koplanaren Modelle ist zunächst ein einstufiger, rauscharmer Kaskodenverstärker für den Betrieb bei 220 GHz entworfen worden. Ein Foto des fertiggestellten MMIC sowie ein äquivalentes Ersatzschaltbild der Schaltung ist in Abb. 4.19(a) bzw. Abb. 4.19(b) dargestellt. Um eine ausreichende Kleinsignalverstärkung bei der angestrebten Betriebsfrequenz zu gewährleisten wurde, wie bereits bei den zuvor beschriebenen 155-GHz-Verstärkern, eine Gateweite von  $w_g = 2 \times 15 \mu\text{m}$  benutzt.

Die Stabilisierung des Kaskodenbauelements erfolgte durch Integration einer  $60 \mu\text{m}$  langen Koplanarleitung ( $L_l$ ) mit einer Leitungsimpedanz von  $70 \Omega$  zwischen den Transistoren in Source- und Gateschaltung. Bedingt durch den sehr hohen negativen Widerstand am Transistorausgang wurde in der ausgangsseitigen Anpassschaltung zusätzlich ein  $3 \Omega$  großer NiCr-Widerstand nach Masse implementiert.

Die im Frequenzbereich zwischen 180 und 230 GHz gemessenen Streuparameter beschreibt Abb. 4.20. Die einstufige Verstärkerschaltung erzielte eine Kleinsignalverstärkung von 5 dB bei 220 GHz und eine maximale Verstärkung von 7 dB bei 215 GHz. Die ein- und ausgangsseitigen Anpassungen lagen bei -8 dB. Der DC-Arbeitspunkt der Schaltung betrug

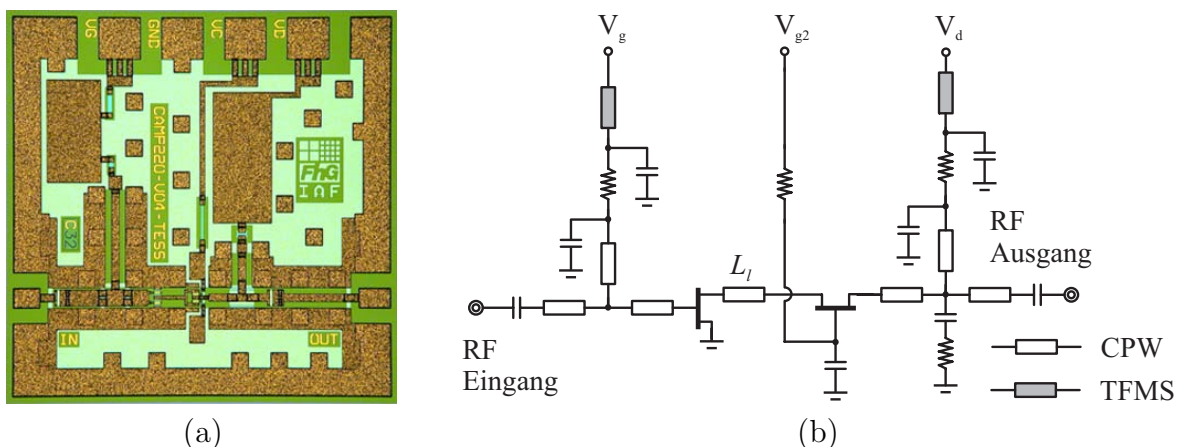


Abbildung 4.19: (a) Fotografie und (b) äquivalentes Schaltbild des koplanaren, einstufigen 220-GHz-Kaskodenverstärkers. Die Chipgröße beträgt  $1 \times 1 \text{ mm}^2$ .

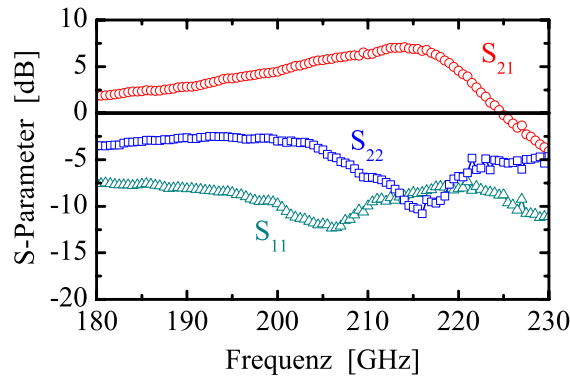


Abbildung 4.20: On-wafer gemessene Streuparameter des rauscharmen, einstufigen 220-GHz-Kaskodenverstärker-MMIC.

$V_D = 2$  V,  $V_{G2} = 0,9$  V,  $V_G = 0,15$  V und  $I_D = 15$  mA. In Ermangelung einer geeigneten Rauschdiode für 220 GHz konnten keine Rauschmessungen an dem G-Band-Verstärker durchgeführt werden. Die mit dem Kaskodenkleinsignalmodell simulierte Verstärkerrauschzahl betrug 6 dB bei 220 GHz.

#### Vierstufiger 220-GHz-Kaskodenverstärker

Für den Aufbau eines direkt empfangenden, bildgebenden 220-GHz-Radiometers wurde ein vierstufiger Kaskodenverstärker mit erhöhter Kleinsignalverstärkung und Bandbreite entworfen. Eine Fotografie des Verstärker-MMIC ist in Abb. 4.21 dargestellt. Das Layout der integrierten Schaltung besteht aus vier zusammenschalteten einstufigen 220-GHz-Verstärkern. Geringfügige Modifikationen innerhalb der Anpassungsnetzwerke ermöglichen ein gutes ein- und ausgangsseitiges Stehwellenverhältnis. Die Gesamtgröße der Verstärkerschaltung beträgt  $1 \times 2,5$  mm<sup>2</sup>.

Die auf dem Halbleiterwafer bestimmten S-Parameter des rauscharmen, vierstufigen G-Band-Kaskodenverstärkers sind in Abb. 4.22 dargestellt. Die Schaltung weist eine Klein-

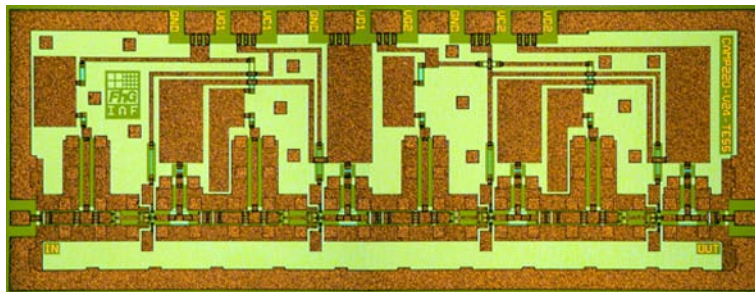


Abbildung 4.21: Fotografie des koplanaren, vierstufigen 220-GHz-Kaskodenverstärkers. Die Chipgröße beträgt  $1 \times 2,5$  mm<sup>2</sup>.



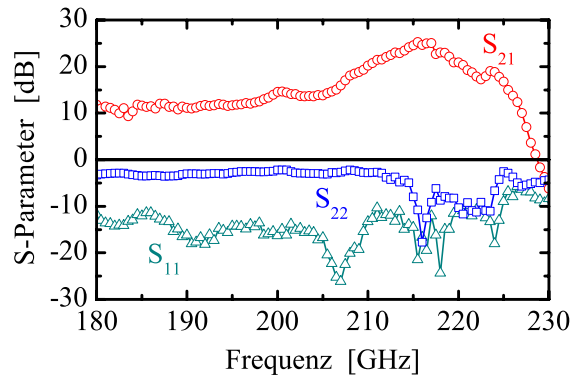


Abbildung 4.22: On-wafer gemessene Streuparameter des rauscharmen, vierstufigen 220-GHz-Kaskodenverstärker-MMIC.

signalverstärkung von 20 dB bei 220 GHz und eine maximale Verstärkung von 26 dB bei 215 GHz auf. Zwischen 180 und 225 GHz wurde eine lineare Verstärkung von über 10 dB gemessen. Die eingangsseitige Anpassung ( $S_{11}$ ) ist sehr breitbandig, mit einem VSWR von ca. 2:1 zwischen 180 und 225 GHz. Bedingt durch das instabile Verhalten des Kaskodentransistors konnte ausgangseitig nur eine schmalbandige Anpassung ( $S_{22}$ ) mit -10 dB zwischen 215 und 225 GHz erzielt werden. Die für Raumtemperatur simulierte Rauschzahl des vierstufigen, koplanaren Verstärkers beträgt 6,5 dB bei 220 GHz.

### Vierstufiger 220-GHz-Verstärker in Sourceschaltung

Neben der oben beschriebenen Ausführung als Kaskodenverstärker wurde zusätzlich eine vierstufige Verstärkervariante entworfen, die auf HEMTs in Sourceschaltung basiert. Da sich der Transistor in Sourceschaltung bei 220 GHz bereits im Bereich der unbedingten Stabilität (Stabilitätsfaktor  $k > 1$ ) befindet, weist seine maximal zu erreichende Verstärkung in dieser Frequenzregion einen steilen Abfall von -20 dB pro Dekade auf. Aus diesem Grund reagiert das Bauelement gegenüber prozessbedingten Herstellungsschwankungen wesentlich sensibler als der mit Verstärkungsreserve ausgestattete Kaskodentransistor. Von Vorteil ist, dass durch das stabile Transistorverhalten keine weiteren stabilitätsfördernden Schaltungsmaßnahmen vorgesehen werden müssen, was die Anpassung des Verstärker-MMIC erleichtert. Ein Chipfoto der rauscharmen Schaltung ist in Abb. 4.23 dargestellt. Die ein- und ausgangseitigen Anpassungsnetzwerke konnten sehr kompakt ausgeführt werden, was zu einer Gesamtgröße des MMIC von lediglich  $0,65 \times 1,5 \text{ mm}^2$  führt. Die Gateweite der verwendeten HEMTs in Sourceschaltung beträgt  $w_g = 2 \times 10 \mu\text{m}$ .

Die in dem Frequenzbereich zwischen 180 und 220 GHz gemessenen S-Parameter zeigt Abb. 4.24. Aufgrund einer erhöhten maximalen Steilheit der Einzeltransistoren lag die eingangsseitige Anpassung ( $S_{11}$ ) bei 190 GHz über 0 dB, was zu einem bedingt stabilen Verhalten des rauscharmen Verstärkers führte. Mit einer linearen Verstärkung von mehr als 15 dB zwischen 190 und 220 GHz sowie sehr guten ein- und ausgangseitigen Anpassungen

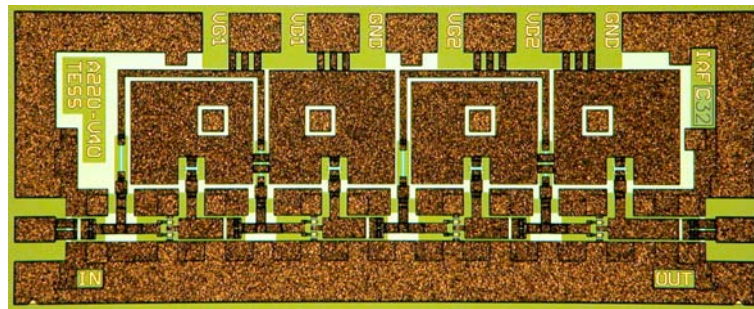


Abbildung 4.23: Fotografie des koplanaren, vierstufigen 220-GHz-Verstärkers mit Transistoren in Sourceschaltung. Die Chipgröße beträgt  $0,65 \times 1,5 \text{ mm}^2$ .

im Bereich von 200 bis 220 GHz konnte dennoch die Praxistauglichkeit der Transistoren in Sourceschaltung erfolgreich demonstriert werden. Die zur Charakterisierung der Schaltung verwendeten Spannungen lagen bei  $V_D = 1 \text{ V}$  und  $V_G = 0,1 \text{ V}$  bei einer Stromaufnahme von  $I_D = 35 \text{ mA}$ . Die simulierte Rauschzahl des vierstufigen G-Band-Verstärkers beträgt 6,3 dB bei 220 GHz.

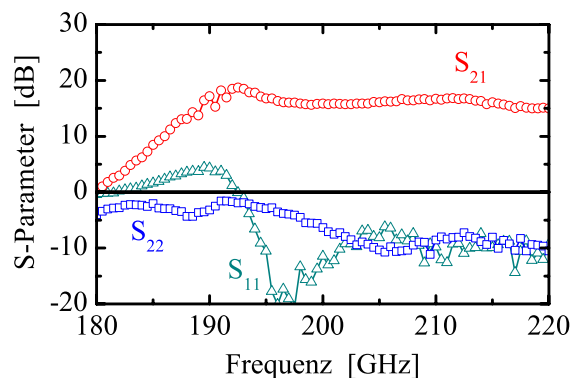


Abbildung 4.24: On-wafer gemessene Streuparameter des rauscharmen, vierstufigen 220-GHz-Verstärkers mit Transistoren in Sourceschaltung.

Eine Zusammenstellung über den Stand der Technik von rauscharmen G-Band-Verstärker-MMICs im Frequenzbereich zwischen 180 und 220 GHz ist in Tab. 4.3 dargestellt. Im Rahmen der vorliegenden Arbeit konnten die weltweit ersten, monolithisch integrierten Verstärkerschaltungen für den Betrieb bei 220 GHz demonstriert werden. Die Integration von Kaskodenbauelementen führte, im Vergleich zu den veröffentlichten Ergebnissen bei 200 und 215 GHz, zu einer Verdopplung der Stufenverstärkung. Während viele der vorgestellten Resultate auf sich im Forschungsstadium befindlichen InP-Prozessen mit einer Gatelänge von 70 und 80 nm realisiert wurden, konnten die hier erzielten Ergebnisse mittels einer reproduzierbaren, metamorphen 100 nm HEMT-Technologie auf GaAs-Substraten mit einem Durchmesser von 100 mm erzielt werden.



Tabelle 4.3: Stand der Technik von rauscharmen G-Band-Verstärker-MMICs.

Frequenz [GHz]	Verstärkung [dB]	Verstärkung pro Stufe [dB]	Substrat- material	Transistor- typ	Transistor- größe [ $\mu\text{m}^2$ ]	Ref.
183	15	5	InP	HEMT	$30 \times 0,08$	[99] TRW
188	9	4,5	InP	HEMT	$30 \times 0,07$	[100] TRW
195	8,5	2,8	InP	HBT	$0,4 \times 0,6$	[101] UCSB
200	15	2,5	InP	HEMT	$20 \times 0,1$	[102] CSIRO
215	15	2,5	InP	HEMT	$20 \times 0,08$	[103] JPL
220	15	3,75	GaAs	MHEMT	$20 \times 0,1$	diese Arbeit
220	20	5	GaAs	MHEMT	$30 \times 0,1$	diese Arbeit

## 4.4 Höherintegrierte 94-GHz-MMICs

Der Entwurf von multifunktionalen Schaltkreisen auf einem einzelnen MMIC stellt einen herausragenden Vorteil der monolithischen Integration dar. Aufgrund der kompakten Abmessungen sowie der sehr reproduzierbaren und somit kostengünstigen Fertigung von großen Stückzahlen, eröffnen sich für monolithische Subsysteme zahlreiche Einsatzgebiete bis in den hohen Millimeterwellen-Frequenzbereich. Anwendungsbeispiele sind die drahtlose Datenübertragung mit hoher Bandbreite für das mobile Internet, die Satellitenkommunikation, die Datensicherung (Storage Area Networks) und lokale Netzwerke wie Point-to-Point (PtP) oder Point-to-Multipoint (PtMP) Verbindungen. Kommerzielle und militärische Radaranwendungen im Bereich der Sensorik und Aufklärung wie z. B. das Kfz-Radar oder das Synthetische Apertur Radar sind ebenfalls treibende Kräfte für die fortschreitende Miniaturisierung.

Ein weiteres Ziel dieser Arbeit war daher die Realisierung von höherintegrierten Subsystemen, welche auf den zuvor beschriebenen Verstärkerschaltungen basieren. Neben einem rauscharmen 94-GHz-Empfangskanal zum späteren Aufbau in einem Zweikanal-Hohlleitermodul, wird in diesem Unterkapitel der Entwurf und die Charakterisierung eines integrieren frequenzmodulierten Dauerstrichradars beschrieben, das mit einem einzelnen MMIC realisiert wurde.

### 4.4.1 Rauscharmer 94-GHz-Empfänger-MMIC

Zur Verbesserung der geometrischen Auflösung eines breitbandigen Synthetischen Apertur Radars sowie zum Einsatz in einem bildgebenden Mehrkanalradiometer wurde ein rauscharmer 94-GHz-Empfänger-MMIC entworfen. Der schematische Aufbau des monolithischen Empfangskanals ist in Abb. 4.25 beschrieben. Die multifunktionale W-Band-Schaltung be-

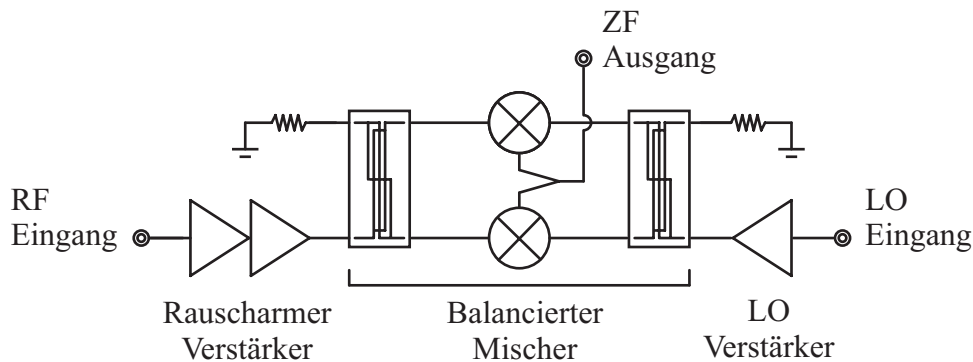


Abbildung 4.25: Schematischer Aufbau des rauscharmen, monolithisch integrierten 94-GHz-Empfangskanals.

steht aus einem rauscharmen Verstärker mit Sourceleitungen zur Verstärkung des eintreffenden Hochfrequenzsignals, einem balancierten, resistiven Mischer zur Konvertierung des empfangenen Signals in ein Zwischenfrequenz-Signal und einer einstufigen Verstärkerschaltung zur Generation einer ausreichenden Pumpleistung am LO-seitigen Mischereingang. Eine Fotografie des realisierten Empfänger-MMICs ist in Abb. 4.26 dargestellt. Der vollständig integrierte 94-GHz-Empfangskanal weist eine Chipgröße von  $1 \times 4 \text{ mm}^2$  auf.

Um eine größere Robustheit des MMIC gegenüber Pegelschwankungen des LO- und HF-Signals gewährleisten zu können, wurde die Empfängerschaltung mit einer metamorphen HEMT-Technologie mit 100 nm Gatelänge und einem Kanalindiumgehalt von 65 % hergestellt. Der rauscharme Verstärker am HF-Eingang des Einkanal-Empfängers entspricht der in Abschnitt 4.1.1 vorgestellten Schaltung mit Sourceleitungen. Durch die Reduktion des Indiumgehalts im Hauptkanal und die Erhöhung der Gatelänge von 70 auf 100 nm ergab sich eine Abnahme der Transitfrequenz und somit ein leichter Anstieg der Verstärker-rauschzahl. Die gemessene Rauschzahl des Einzelverstärkers betrug 3,0 dB bei 94 GHz. Um einen ausreichenden Signalpegel am LO-seitigen Eingang des Mischers zu gewährleisten, wurde zusätzlich ein einstufiger Kaskodenverstärker integriert. Der konjugiert kom-

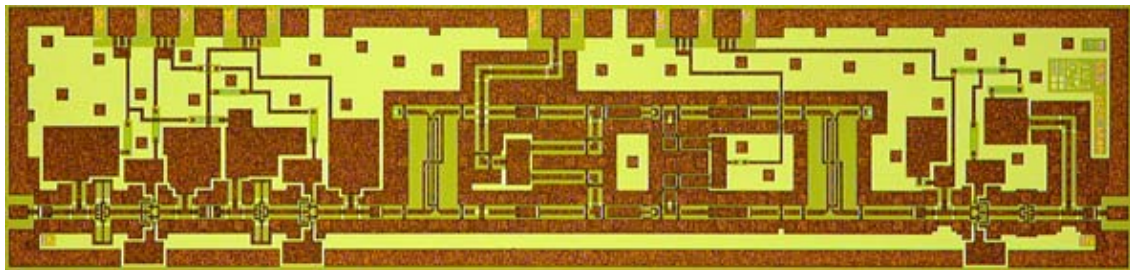


Abbildung 4.26: Fotografie des rauscharmen, monolithisch integrierten 94-GHz-Empfangskanals. Die Chipgröße beträgt  $1 \times 4 \text{ mm}^2$ .

plex angepasste Kleinsignalverstärker erzielte eine lineare Verstärkung von 10 dB und eine Sättigungsausgangsleistung von 5 dBm bei 94 GHz. Zur Frequenzkonversion in den Zwischenfrequenzbereich wurde ein balancierter, resistiver Mischer entworfen. Die resistive Mischerkonfiguration vereint folgende Vorteile [104, 105, 106]:

- keine DC-Leistungsaufnahme durch den Betrieb bei  $V_{DS} = 0$  V
- minimale Konversionsverluste bereits bei geringen LO-Leistungspegeln
- es wird nur eine Mischerspannung benötigt
- sehr gute LO-zu-HF-Isolation in der balancierten Ausführung
- geringe Mischerrauschzahl, da nur thermisches Kanalrauschen auftritt
- sehr gutes Stabilitätsverhalten

Der on-wafer gemessene Konversionsgewinn ( $P_{ZF}/P_{HF}$ ) des rauscharmen 94-GHz-Einkanalempfängers ist in Abb. 4.27(a) und Abb. 4.27(b) als Funktion der Mischerspannung und der LO-Leistung dargestellt. Zur Charakterisierung der Schaltung wurde eine LO-Frequenz von 93,6 GHz, eine HF-Frequenz von 94 GHz und eine HF-Leistung von -25 dBm gewählt. Der maximale Konversionsgewinn des MMIC beträgt 9 dB für eine Mischerspannung von -0,3 Volt. Diese Spannung liegt nahe an der Abschnürspannung der Transistoren und somit im Bereich der maximalen Nichtlinearität des Ausgangsleitwertes. Der Einfluss der eingespeisten LO-Leistung ist sehr gering. So wurde bereits für einen LO-Pegel von -10 dBm ein Konversionsgewinn von 8 dB bestimmt. Für LO-Leistungen oberhalb von

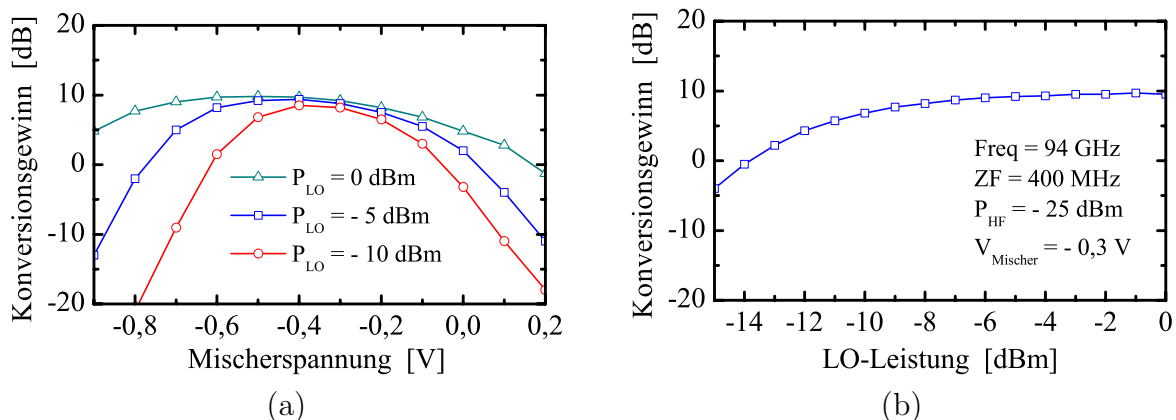


Abbildung 4.27: On-wafer gemessener Konversionsgewinn des monolithisch integrierten 94-GHz-Empfangskanals (a) als Funktion der Mischerspannung für drei unterschiedliche LO-Leistungen und (b) als Funktion der LO-Leistung für eine Mischerspannung von -0,3 Volt. [ $Frequenz_{HF} = 94$  GHz,  $Frequenz_{LO} = 93,6$  GHz,  $P_{HF} = -25$  dBm].

-6 dBm befindet sich der Konversionsgewinn der Empfängerschaltung in Sättigung. Mit einer gemessenen Kleinsignalverstärkung von 20 dB für den rauscharmen Empfangsverstärker errechnet sich der minimale Konversionsverlust des balancierten Mischers zu 11 dB.

Das Rauschverhalten des Einkanalempfänger-MMIC als Funktion der Frequenz ist in Abb. 4.28(a) dargestellt. Mit einer LO-Leistung von -5 dBm und einer Mischerspannung von -0,3 Volt wurde eine Rauschzahl von 3,5 dB bei 94 GHz gemessen. Die im Frequenzbereich zwischen 75 und 100 GHz aufgenommene Rauschzahl beträgt im Mittel 3,8 dB. Ebenfalls sehr breitbandig ist der in Abb. 4.28(b) dargestellte Verlauf des Konversionsgewinns als Funktion der Frequenz. Der Konversionsgewinn des Empfänger-MMIC variiert im dargestellten Frequenzbereich zwischen 90 und 100 GHz lediglich um  $\pm 0,5$  dB um den Mittelwert von 9,5 dB.

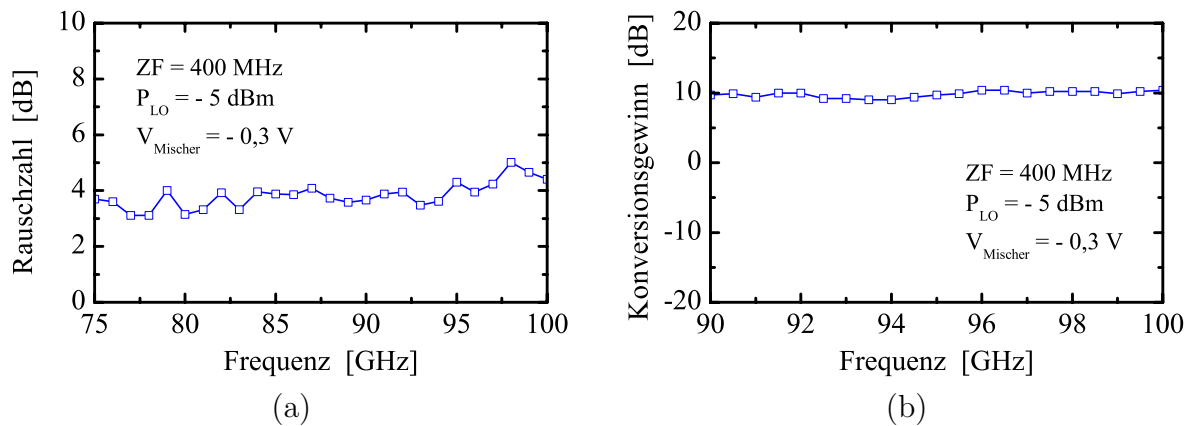


Abbildung 4.28: On-wafer gemessene Rauschzahl (a) und Konversionsgewinn (b) des monolithisch integrierten 94-GHz-Empfangskanals als Funktion der Frequenz. [ $ZF = 400$  MHz,  $P_{LO} = -5$  dBm,  $V_{Mischer} = -0,3$  Volt].

#### 4.4.2 94-GHz-FMCW-Radar-MMIC

Die höchste Komplexität der in dieser Arbeit entwickelten Schaltungen weisen die in diesem Abschnitt vorgestellten frequenzmodulierten 94-GHz-Dauerstrichradar-MMICs auf. Die miniaturisierten Schaltungen wurden u. a. für den Einsatz in bildgebenden Personenscannern zur Detektion von verdeckt am Körper getragenen Waffen entwickelt. Weitere Anwendungsgebiete liegen im Bereich der industriellen Sensorik, z. B. zur Qualitätskontrolle, Schichtdickenmessung, Maschinenlenkung oder zur Bestimmung der Werkzeugabnutzung. Die multifunktionalen W-Band-Radarschaltungen wurden sowohl mit der konventionellen pseudomorphen IAF-HEMT-Technologie mit  $0,13 \mu\text{m}$  Gatelänge als auch mit der fortschrittlicheren metamorphen  $0,1 \mu\text{m}$  HEMT-Technologie hergestellt. Im Hinblick auf den jeweiligen Anwendungsbereich wurden verschiedene Ausführungen des MMIC entworfen, die den Betrieb mit einer einzelnen Sende- und Empfangsantenne ermöglichen.

Das Funktionsprinzip des FMCW-Radars basiert auf einer kontinuierlichen Änderung (Modulation) der Oszillatorfrequenz [107,108]. Gängige Modulationsverläufe sind die Säge-

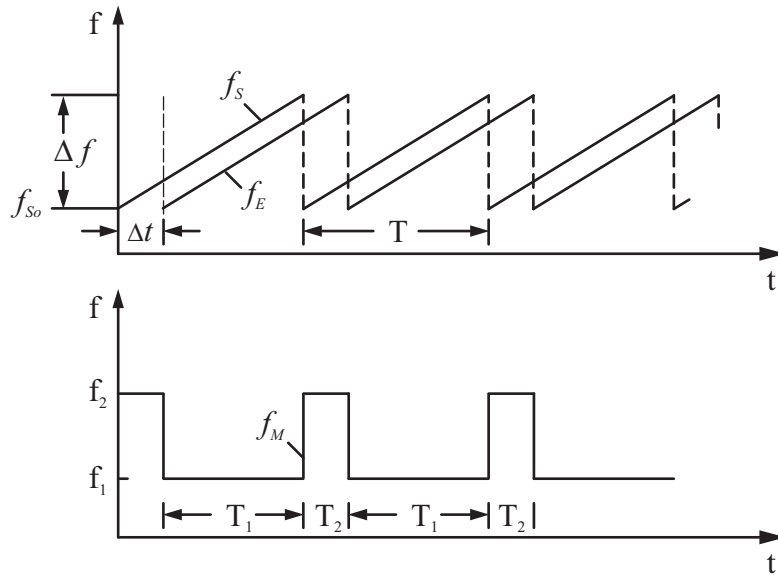


Abbildung 4.29: Zeitlicher Verlauf der Sende-, Empfangs- und Mischerfrequenz bei sägezahnförmiger Frequenzmodulation [ $T$  = Periodendauer,  $\Delta f$  = Frequenzhub,  $f_S(t)$  = Sendefrequenz,  $f_E(t)$  = Empfangsfrequenz,  $f_M(t)$  = Mischerfrequenz].

zahn-, Dreieck- oder Sinusmodulation, wobei moderne Synthesizer nahezu beliebige Frequenzverläufe ermöglichen. Ausgehend von einer linearen Sägezahnmodulation nach Abb. 4.29 kann der Verlauf der Sendefrequenz durch Gl. (4.4) beschrieben werden:

$$f_S(t) = f_{S_0} + \Delta f \cdot \frac{t}{T} \quad (4.4)$$

Um ein in der Entfernung  $R$  befindliches Zielobjekt zu erreichen und anschließend wieder zum Ausgangspunkt zurückzukehren, benötigt das abgestrahlte Radarsignal die Laufzeit:

$$\Delta t = 2 \cdot \frac{R}{c_0} \quad (4.5)$$

Während dieser Zeitspanne ( $\Delta t$ ) verändert sich die Sendefrequenz entsprechend:

$$f_S(t + \Delta t) = f_{S_0} + \Delta f \cdot \frac{t + \Delta t}{T} \quad (4.6)$$

Somit ergibt sich die im FMCW-Radar gebildete Differenzfrequenz aus dem aktuellen Sendesignal nach Gl. (4.6) und dem empfangenen Signal nach Gl. (4.4) zu:

$$f_M(t) = \left( f_{S_0} + \Delta f \cdot \frac{t + \Delta t}{T} \right) - \left( f_{S_0} + \Delta f \cdot \frac{t}{T} \right) = \Delta f \cdot \frac{\Delta t}{T} \quad (4.7)$$

Die Entfernung  $R$  zwischen dem Zielobjekt und dem Radar errechnet sich aus Gl. (4.5) und Gl. (4.7) zu:

$$R = c_0 \cdot \frac{f_M}{2 \cdot \Delta f} \cdot T \quad (4.8)$$

Für die minimale Entfernungsauflösung  $\Delta R_{min}$  ergibt sich unter den Voraussetzungen  $\Delta t \ll T$  und  $\Delta f_{M,min} = 1/T$ :

$$\Delta R_{min} = \frac{c_0}{2 \cdot \Delta f} \quad (4.9)$$

In Abb. 4.30 ist das Funktionsschaltbild eines im Rahmen dieser Arbeit realisierten, metamorphen 94-GHz-FMCW-Radar-MMIC mit balanciertem Mischer dargestellt. Der Sendepfad der Schaltung besteht aus einem spannungsgesteuerten Oszillator (VCO) zur Signalerzeugung und einem nachgeschalteten Leistungsverstärker mit mittlerer Ausgangsleistung (MPA) zur Verstärkung des Oszillatorsignals. Nach dem Sendeverstärker teilt ein Lange-Koppler das generierte HF-Signal zu jeweils 50 % an den LO-Eingang des Mixers sowie zur Sende-Empfangs-Antenne auf. Das empfangene Signal wird ebenfalls über einen Lange-Koppler halbiert und einerseits an den Empfangsverstärker (LNA) weitergeleitet während der verbleibende Teil in einem 50- $\Omega$ -Widerstand bzw. dem Ausgang des Sendeverstärkers absorbiert wird. Das durch den rauscharmen LNA verstärkte Empfangssignal gelangt letztlich zum HF-Eingang des balancierten Mixers, wo es mit dem aktuellen LO-Signal in den Zwischenfrequenzbereich umgesetzt wird. Ein optionaler Eingang (Injektionseingang) ermöglicht die Reduktion des Phasenrauschens des Oszillators mittels Injektionsstabilisierung [109] sowie die Linearisierung des Abstimmverhaltens.

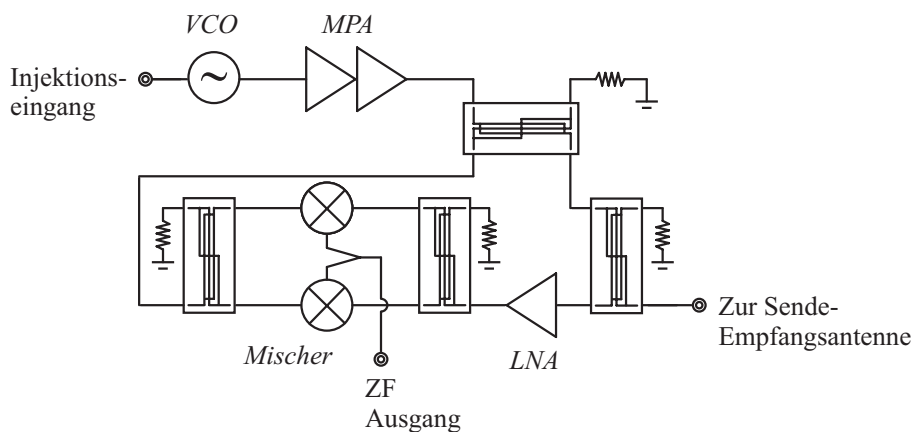


Abbildung 4.30: Funktionsschaltbild des 94-GHz-FMCW-Radar-MMIC mit balanciertem Mischer.

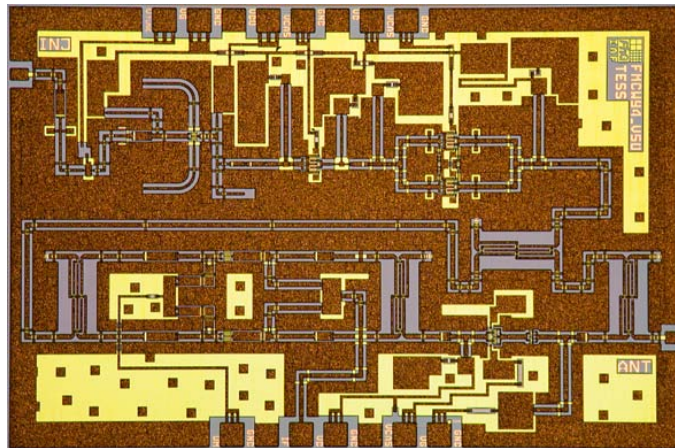


Abbildung 4.31: Fotografie des 94-GHz-FMCW-Radar-MMIC mit balanciertem Mischer. Die Chipgröße beträgt  $2 \times 3 \text{ mm}^2$ .

Ein Foto des hergestellten 94-GHz-FMCW-Radar-MMIC mit balanciertem Mischer zeigt die Abb. 4.31. Die koplanare Schaltung weist eine Fläche von lediglich  $2 \times 3 \text{ mm}^2$  auf. Der Abstimmbereich des spannungsgesteuerten Oszillators wurde durch ein antiparalleles Varaktordiodenpaar im Resonator vergrößert. Die gemessene Ausgangsleistung eines einzelnen W-Band-VCO betrug  $-4 \text{ dBm}$  im Frequenzbereich zwischen 92 und 98 GHz. Der nachfolgende zweistufige MPA erzielte eine Verstärkung von 15 dB für den gegebenen Eingangsleistungspegel. Unter Berücksichtigung der Verluste der beiden Lange-Koppler (ca. 8 dB) ergibt sich für den FMCW-Radarchip eine Ausgangsleistung von ca. 3 dBm (2 mW) gemäß Abb. 4.32(a). Der Verlauf der Sendefrequenz als Funktion der Abstimmspannung ist ebenfalls in Abb. 4.32(a) dargestellt. Wie für den Einzeloszillator wurde auch

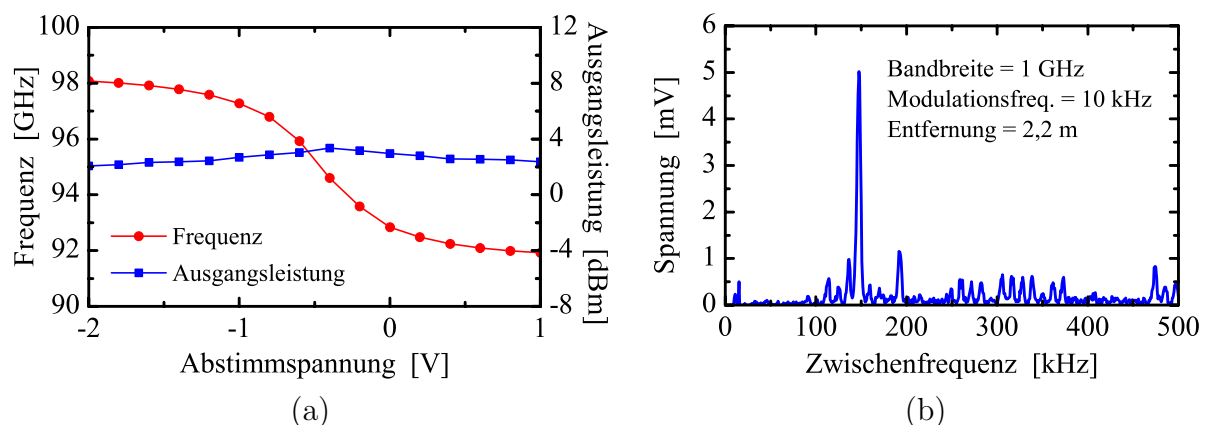


Abbildung 4.32: (a) Sendefrequenz und Ausgangsleistung des 94-GHz-FMCW-Radar-MMIC mit balanciertem Mischer als Funktion der Abstimmspannung und (b) gewonnenes Zwischenfrequenzsignal eines Metallreflektors in 2,20 m Entfernung zur Sende-Empfangsantenne.



für den monolithisch integrierten Radarchip ein Abstimmbereich von 6 GHz gemessen. Die Variation der Ausgangsleistung beträgt zwischen 92 und 98 GHz lediglich  $2,5 \pm 0,5$  dB. Zur Demonstration der Funktionsweise des MMIC wurde die Schaltung mit einer HF-Messspitze kontaktiert, welche direkt mit einer W-Band-Hornantenne verbunden wurde. In 2,20 m Entfernung zur Antenne wurde ein Metallreflektor positioniert und anschließend das FMCW-Radar-IC mit einer Modulationsfrequenz von 10 kHz über eine Bandbreite von 1 GHz durchgestimmt. Das mit einem Spektrumanalysator bestimmte Zwischenfrequenzsignal der Versuchsanordnung ist in Abb. 4.32(b) dargestellt. In Übereinstimmung mit Gl. (4.8) ergibt sich ein Differenzsignal des Mischers von 147 kHz.

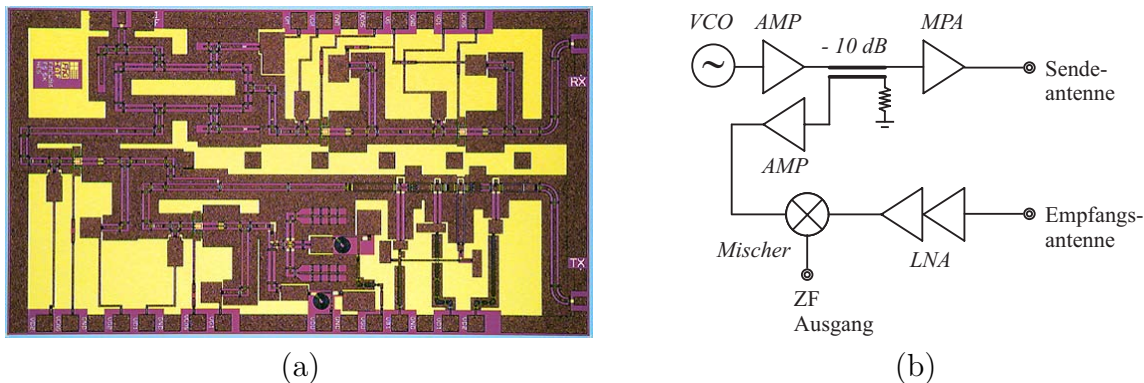


Abbildung 4.33: (a) Fotografie und (b) Funktionsschaltbild des 94-GHz-FMCW-Radar-MMIC mit getrenntem Sende- und Empfangskanal.

Neben dem oben beschriebenen 94-GHz-FMCW-Radar-MMIC mit balanciertem Mischer wurden zwei zusätzliche Versionen entworfen. Der in Abb. 4.33(a) und Abb. 4.33(b) dargestellte Radarchip bietet einen Ausgang für das Sende- und einen eigenen Eingang für das Empfangssignal an. Diese Konfiguration erlaubt den bistatischen Betrieb des MMIC mit eigener Sende- bzw. Empfangsantenne. Beide Signale können jedoch auch über einen externen Zirkulator auf eine Antenne zusammengeführt werden [6]. Weiterhin wird das Sendesignal bei diesem Radarchip zwischen dem Pufferverstärker des Oszillators und dem Sendeverstärker über einen 10-dB-Leitungskoppler abgegriffen. Vorteil dieser Anordnung ist ein geringerer Verlust im Sende- bzw. Empfangspfad, eine höhere Dynamik durch geringes Übersprechen und somit eine höhere Ausgangsleistung und Empfindlichkeit des FMCW-Radar-MMIC. Nachteilig wirkt sich der gesteigerte Aufwand beim Aufbau der Radarschaltung aus. Die Chipgröße des FMCW-Chips mit getrenntem Sende- und Empfangskanal beträgt  $2 \times 3,5$  mm<sup>2</sup>.

Die in Abb. 4.34(a) und Abb. 4.34(b) vorgestellte Schaltung beinhaltet einen monolithisch integrierten I/Q-Mischer, der die zusätzliche Bestimmung des Quadratursignals ermöglicht. Hierbei wird das vom Oszillator erzeugte LO-Signal mit einem Phasenunterschied von 90° über einen Lange-Koppler auf die beiden LO-Eingänge des Mischers aufgeteilt während das empfangene Signal phasengleich über einen Wilkinson-Teiler dem jeweiligen HF-Mischereingang zugeführt wird. Die Gesamtgröße des FMCW-Radar-MMIC mit I/Q-Mischer beträgt  $2 \times 3$  mm<sup>2</sup>.



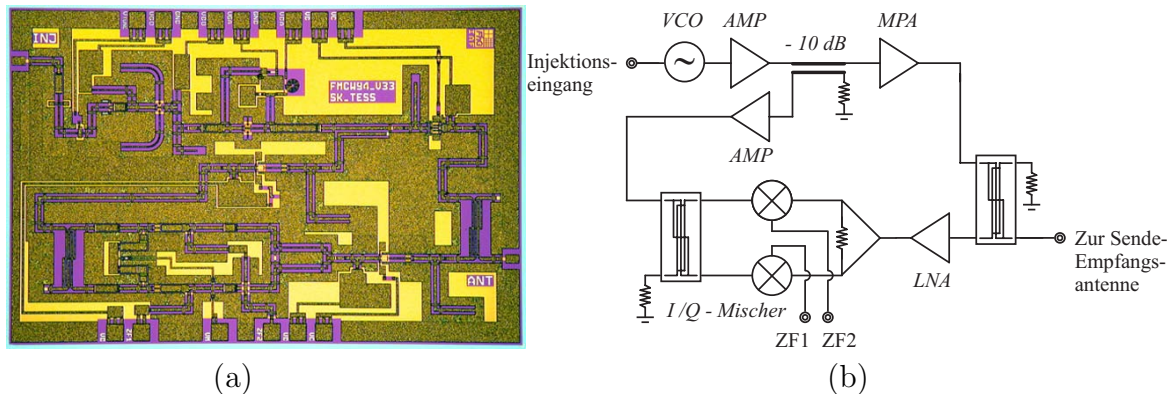


Abbildung 4.34: (a) Fotografie und (b) Funktionsschaltbild des 94-GHz-FMCW-Radar-MMIC mit integriertem I/Q-Mischer.

## 4.5 Zusammenfassung

Für die Realisierung von aktiven und passiven, bildgebenden Systemdemonstratoren im oberen Millimeterwellen-Frequenzbereich zwischen 94 und 220 GHz sind monolithisch integrierte Verstärkerschaltungen sowie multifunktionale Subsysteme entwickelt worden. Basierend auf dem im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Kleinsignalmodell für metamorphe Kaskodentransistoren konnten rauscharme 94-GHz-Verstärkerschaltungen mit einer Kleinsignalverstärkung von 20 dB und einer bei Raumtemperatur bestimmten Rauschzahl von 2,3 dB demonstriert werden. Zur Stabilisierung der vorgestellten Schaltung wurde eine miniaturisierte, resistive Rückkopplung über dem Bauelement in Gateschaltung integriert, was zusätzlich zu einem sehr flachen Verstärkungsverlauf und einer 3-dB-Bandbreite von über 40 GHz führte. Die erzielten Resultate der beschriebenen rauscharmen Verstärkerschaltungen stellen den derzeitigen Stand der Technik dar. Zum Einsatz in hochauflösenden SAR-Systemen mit großer Bandbreite wurden Treiberstufen und Leistungsverstärker auf der Basis von pseudomorphen und metamorphen Dual-Gate-HEMTs mit Gatelängen zwischen 100 nm und 130 nm entworfen. Die für den Frequenzbereich um 94 GHz entwickelten MMICs demonstrieren eine lineare Verstärkung von über 10 dB und eine maximale Ausgangsleistung von mehr als 210 mW im Dauerstrichbetrieb.

Zur Auflösungssteigerung von bildgebenden Sensoren wurden zusätzliche Verstärkerschaltungen im Frequenzbereich des vierten und fünften atmosphärischen Fensters (140 und 220 GHz) entworfen. Mit einer maximalen Kleinsignalverstärkung von über 20 dB und einer Verstärkungsbandbreite zwischen 15 und 30 GHz konnten die weltweit ersten monolithisch integrierten Verstärkerschaltungen für den Betrieb bei 220 GHz demonstriert werden. Weiterhin erzielte ein zweistufiger rauscharmer Kaskodenverstärker eine lineare Verstärkung von mehr als 15 dB zwischen 140 und 170 GHz sowie eine minimale Rauschzahl von 4 dB bei 150 GHz. Diese Werte stellen den derzeitigen Stand der Technik von rauscharmen G-Band Verstärkern dar.

Die zukunftsweisenden Möglichkeiten der monolithischen Integration von komplexen Subsystemen zeigt die erfolgreiche Realisierung eines 94-GHz-Einkanalempfänger-MMIC.

Die untersuchte Empfängerschaltung enthält neben einem breitbandigen, sehr rauscharmen Empfangsverstärker, einen balancierten, resistiven Abwärtsmischer sowie einen Treiberverstärker zur Erhöhung des LO-Signalpegels. Die vorgestellte Schaltung erreichte einen Konversionsgewinn von mehr als 9 dB in dem Frequenzbereich zwischen 90 und 100 GHz und eine bei Raumtemperatur bestimmte mittlere Rauschzahl von 3,8 dB für einen LO-Eingangspegel von lediglich -5 dBm. Die höchste Komplexität der vorliegenden Arbeit weist eine auf einem einzelnen MMIC vollständig integrierte FMCW-Radarschaltung mit einer Gesamtgröße von lediglich  $2 \times 3 \text{ mm}^2$  auf. Der erfolgreich hergestellte Radarchip liefert eine Abstimmbandbreite von 6 GHz zwischen 92 und 98 GHz mit einer Ausgangsleistung von 3 dBm. Aufgrund der zahlreichen Einsatzmöglichkeiten des FMCW-Radars wurden unterschiedliche Konzepte mit kombiniertem und getrenntem Sende- und Empfangskanal, sowie eine Ausführung mit integriertem Quadraturdemodulator vorgestellt.

*Wichtige Ergebnisse:*

- *Entwicklung der weltweit ersten monolithisch integrierten 220-GHz-Verstärkerschaltungen*
- *erstmalige Entwicklung von rauscharmen 155-GHz-Kaskodenverstärkern*
- *erstmalige Entwicklung von rauscharmen 94-GHz-Kaskodenverstärkern mit integrierter Rückkopplung*
- *erstmalige Entwicklung von 94-GHz-Leistungsverstärkern mit Dual-Gate-Transistoren*
- *monolithische Integration von neuartigen multifunktionalen 94-GHz-Subsystemen mit hoher Komplexität (FMCW-Radar, Heterodynempfänger)*

# Kapitel 5

## Aufbautechniken für Millimeterwellenmodule in Hohlleitertechnik

Im vorliegenden Kapitel wird der Einfluss der Aufbautechnik auf die Anregung von parasitären Substratmoden in koplanaren Millimeterwellenschaltkreisen und dielektrischen Schaltungsträgern untersucht. Neben der konventionellen Montage mittels Drahtbondtechnik in Face-up-Orientierung, bei der die metallisierte Oberfläche des MMIC nach oben zeigt, wurde auch die in den letzten Jahren zunehmend an Bedeutung gewinnende Flip-Chip-Aufbautechnik berücksichtigt [22, 110]. Bei der Flip-Chip-Montage von koplanaren Schaltkreisen wird die hochfrequente Schaltung um  $180^\circ$  gedreht und mit der metallisierten Seite nach unten (Face-down-Orientierung) über metallische Stützpfeiler (engl. bumps) mit einem dielektrischen Träger verbunden. Dies ermöglicht die Realisierung von äußerst kurzen und somit sehr verlustarmen elektrischen Verbindungen.

Nach der Untersuchung von parasitären Verkopplungen während der On-wafer-Charakterisierung wird das Schaltungsverhalten von vereinzelt, ungedünnten koplanaren Millimeterwellen-MMICs beschrieben. Zur Analyse der Schaltungseigenschaften in unterschiedlichen Aufbauumgebungen wurden die Verstärkerschaltkreise anschließend auf  $100\ \mu\text{m}$  abgedünnt und auf einem metallischen Untergrund sowie auf dielektrischen Schaltungsträgern aufgebaut und charakterisiert. Weiterhin wurde erstmalig der Einfluss von parasitären Substratmoden innerhalb des Flip-Chip-Trägers auf die elektrischen Eigenschaften eines Millimeterwellen-Schaltkreises experimentell untersucht. Hierzu sind breitbandige W-Band-Verstärker-MMICs mittels Flip-Chip-Aufbautechnik auf Galliumarsenid- und Silicium-Träger montiert worden. Zur Bestimmung des Hochfrequenzverhaltens der Flip-Chip-Verbindung wurde ein elektrisches Ersatzschaltbild des Flip-Chip-Übergangs entwickelt und mit aktiven und passiven Teststrukturen im Frequenzbereich zwischen 0,25 und 120 GHz experimentell verifiziert.

Die gewonnenen Erkenntnisse wurden für die Realisierung von W-Band-Verstärkermodule und Subsystemen in Hohlleitertechnik benutzt, welche wiederum als Grundlage für den erfolgreichen Aufbau eines direktempfangenden, hochauflösenden 94-GHz-Einkanal-

Radiometers und eines 94-GHz-FMCW-Radarsensors zur industriellen Fertigungskontrolle dienen.

## 5.1 Parasitäre Moden in koplanaren MMICs und dielektrischen Schaltungsträgern

Zum Aufbau der in Kapitel 4 vorgestellten, koplanaren Verstärkerschaltungen und multifunktionalen MMICs in Millimeterwellen-Hohlleitergehäusen, wurde der Einfluss der Montagetechnik hinsichtlich des Auftretens von parasitären Substratmoden untersucht. Wie in Abb. 5.1(a) und Abb. 5.1(b) dargestellt, tritt in einem koplanaren Dreileitersystem neben dem erwünschten Grundwellentyp der Koplanarleitungsmode, eine weitere unerwünschte Mode auf, die als Schlitzleitungsmode bezeichnet wird [111]. Liegt eine Rückseitenmetallisierung des koplanaren Wellenleiters vor, die beim Einbau in ein metallisches Millimeterwellen-Gehäuse zum Beispiel vom Gehäuseboden verursacht wird, kann zusätzlich eine parasitäre Parallelplattenmode gemäß Abb. 5.1(c) angeregt werden. Einen weiteren unerwünschten Effekt stellt die seitliche Energieabstrahlung der nicht vollständig an den koplanaren Wellenleiter gebundenen Grundwelle in Form von Oberflächenwellen dar [32, 112].

Während das Entstehen der parasitären Schlitzleitungsmode durch die Integration von sogenannten Luftbrücken, welche die links und rechts vom Innenleiter geführten Masseflächen miteinander verbinden und somit kurzschließen, relativ einfach unterbunden werden kann, gestaltet sich die Unterdrückung von unerwünschten Parallelplattenmoden und Oberflächenwellen in komplexen Millimeterwellen-Schaltungen wesentlich aufwändiger. So existieren bis heute nur theoretische Analysen der homogenen Koplanarleitung in verschiedenen Aufbaukonfigurationen [113]. Eine entsprechende Analyse für komplexe Schaltkreise ist aufgrund des Randwertproblems zum heutigen Zeitpunkt noch nicht möglich [31].

Im Rahmen dieser Arbeit wurde daher die Anregung und Intensität von parasitären Moden in koplanaren W-Band-Schaltkreisen experimentell untersucht. Diese unerwünschten Moden führen zu starken elektromagnetischen Verkopplungen innerhalb des monolithisch integrierten Chips und somit zu einem störenden Übersprechen sowie zu einer

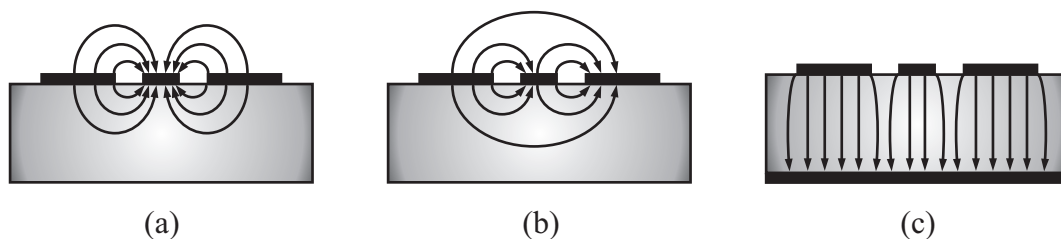


Abbildung 5.1: Die ausbreitungsfähigen Moden der Koplanarleitung und ihre Feldbilder: (a) die gewünschte Koplanarleitungsmode, (b) die unerwünschte Schlitzleitungsmode und (c) die parasitäre Parallelplattenmode, die bei Vorhandensein einer metallischen Rückseite auftritt.

stark reduzierten Isolation. Die hauptsächliche Anregung der parasitären Moden findet durch Modenkonversion an Schaltungsdiskontinuitäten wie z. B. Verzweigungen, Leitungsecken oder leerlaufenden und kurzgeschlossenen Stichleitungen statt. An diesen Diskontinuitäten wird ein Teil der koplanaren Grundwelle abgestrahlt, welcher sich quer über das Schaltungssubstrat ausbreitet und an beliebigen weiteren Diskontinuitäten wieder in eine Grundwelle eingekoppelt werden kann. Weiterhin können diese unerwünschten, parasitären Moden an den Substratwänden reflektiert werden und somit stehende Wellen ausbilden. Durch mehrfache Aus- und Einkopplung entstehen in der Millimeterwellenschaltung parasitäre Nebenschlüsse, welche zu einer Welligkeit der gemessenen Streuparameter führen. Im ungünstigsten Fall sind die auftretenden Verkopplungen so stark, dass die Schaltung instabil wird und ihre Funktionalität verliert.

Die experimentelle Bestimmung des Einflusses von parasitären Moden auf das Schaltungsverhalten von monolithisch integrierten Millimeterwellenschaltungen erfolgte mittels vektorieller Streuparametermessungen an mehrstufigen W-Band-Verstärkerschaltungen. Die in [114, 115] detailliert beschriebenen Schaltkreise wurden aufgrund ihrer hohen Kleinsignalverstärkung, der sehr kompakten Chipabmessungen und der daraus resultierenden Empfindlichkeit gegenüber der Anregung von unerwünschten Substratmoden ausgewählt. Als charakteristische Messgrößen wurden vorrangig die Leistungsverstärkung  $|S_{21}|^2$  und der  $\mu$ -Faktor als Funktion der Frequenz angegeben. Der  $\mu$ -Faktor nach Edwards [116]

$$\mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - S_{11}^* \cdot \Delta| + |S_{21} \cdot S_{12}|} \quad (5.1)$$

mit

$$\Delta = |S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21}| \quad (5.2)$$

beschreibt ein notwendiges und hinreichendes Stabilitätskriterium. Die geforderte unbedingte Stabilität des Verstärkerschaltkreises ist für den Fall  $\mu > 1$  gegeben. Die untersuchten W-Band-Verstärker-MMICs wurden ungedünnt (Dicke des GaAs-Substrates = 635  $\mu\text{m}$ ) oder mit einer auf 100  $\mu\text{m}$  reduzierten Substratdicke auf einem metallischen Untergrund sowie auf unterschiedlichen dielektrischen Schaltungsträgern mit einem elektrisch nichtleitenden Epoxidharzkleber (Dicke = 1  $\mu\text{m}$ ) verbunden und anschließend auf einem vektoriellen On-wafer-Messplatz charakterisiert.

### 5.1.1 On-wafer-Messung und Charakterisierung des vereinzelteten MMIC

Zur Bestimmung des Einflusses der Aufbauumgebung auf die Anregung parasitärer Parallelplattenmoden und Oberflächenwellen in koplanaren W-Band-Verstärkerschaltungen wurden für die Montage in Face-up-Orientierung die Aufbaukonfigurationen gemäß Abb. 5.2 (a bis d) untersucht. Neben der On-wafer-Charakterisierung von Verstärkerschaltkreisen auf

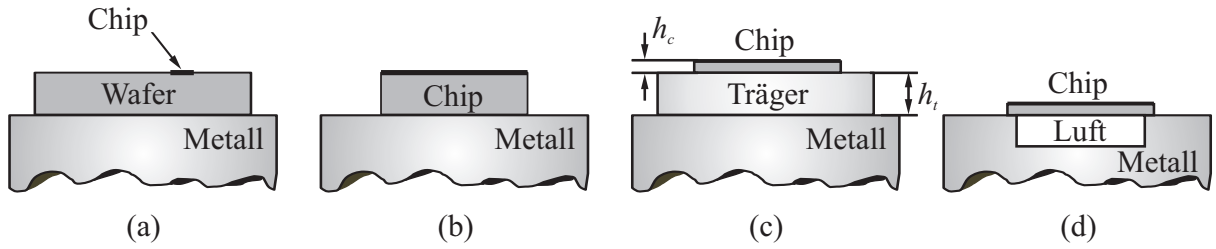


Abbildung 5.2: Verwendete Aufbaukonfigurationen zur Bestimmung des Einflusses der Aufbauumgebung auf die Anregung parasitärer Moden für in Face-up-Orientierung montierte MMICs.

GaAs-Wafern mit einem Durchmesser von 100 mm gemäß Abb. 5.2(a) wurden ungedünnte Einzelchips auf einer metallischen Auflage nach Abb. 5.2(b) vermessen. Des Weiteren erfolgte eine Analyse der Schaltungseigenschaften von gedünnten Millimeterwellen-MMICs, die auf dielektrischen Trägern mit variierender Trägerdicke  $h_t$  und Permittivität gemäß Abb. 5.2(c) aufgebracht wurden. Abschließend wurden gedünnte Verstärkerschaltkreise auf einem metallischen Träger charakterisiert, in den ein 1 mm tiefer Hohlraum unterhalb der Position des Chips gefräst wurde (siehe Abb. 5.2(d)).

In Abb. 5.3(a) und Abb. 5.3(b) ist die on-wafer gemessene und simulierte Kleinsignalverstärkung sowie der  $\mu$ -Faktor einer zweistufigen und einer vierstufigen W-Band-Verstärkerschaltung dargestellt. Hierbei ist anzumerken, dass sich das Layout des vierstufigen Millimeterwellenverstärkers aus zwei identischen, in Serie verschalteten Exemplaren der zweistufigen Schaltung zusammensetzt. Während die beiden elektrischen Kenngrößen für die zweistufige Schaltung sehr gut mit den simulierten Daten übereinstimmen, weist der vierstufige Schaltkreis eine starke Welligkeit der Verstärkung und einen bei mehreren Frequenzen unterhalb von 1 verlaufenden Stabilitätsfaktor auf. Demnach erfüllt die on-wafer

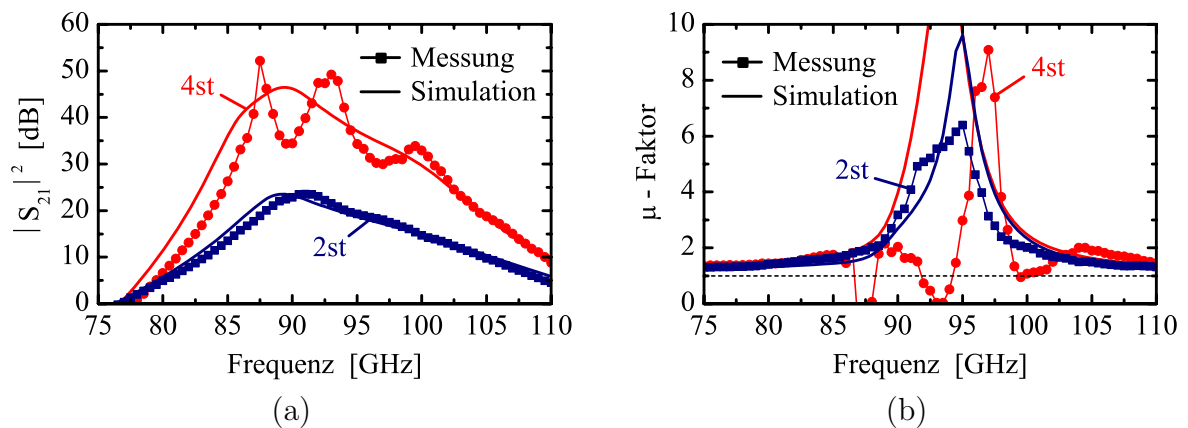


Abbildung 5.3: (a) On-wafer gemessene und simulierte Leistungsverstärkung und (b)  $\mu$ -Faktor einer zweistufigen und einer vierstufigen W-Band-Verstärkerschaltung. Die Dicke des Schaltungssubstrats beträgt  $h_c = 635 \mu\text{m}$ .

charakterisierte, zweistufige Verstärkervariante das Kriterium für unbedingte Stabilität. Der vierstufige Schaltkreis hingegen ist nur bedingt stabil und damit in dieser Form nicht einsetzbar.

Obwohl sich der vierstufige Verstärker aus zwei identischen, zweistufigen MMICs zusammensetzt, kann aufgrund dieser einen Messung noch keine konkrete Aussage über die Ursache der Instabilität des Schaltkreises getroffen werden. Außer der elektromagnetischen Verkopplung durch parasitäre Moden, könnte auch eine unerwünschte Rückkopplung über das Spannungsversorgungsnetzwerk für das instabile Verhalten der Schaltung verantwortlich sein. Die Frage, ob parasitäre Substratmoden die wesentliche Beeinträchtigung des Verstärkerverhaltens verursachen, wird im Folgenden mit weiteren experimentellen Untersuchungen der Aufbauumgebung geklärt.

In Abb. 5.4(a) ist der on-wafer gemessene Verlauf der Leistungsverstärkung des vierstufigen MMIC, den nach dem Vereinzeln des Verstärkerchips gemessenen Daten gegenübergestellt. Während bereits bei der Messung auf dem Halbleiterwafer starke Verstärkungsschwankungen festgestellt wurden, so trat nach der Vereinzlung des Chips eine Oszillation des Schaltkreises auf. Diese konnte mit einem Spektrumanalysator nachgewiesen werden und ist auf die endliche Ausdehnung des Chipsubstrates, mit Mehrfachreflexionen an den Substratgrenzen zurückzuführen. Aufgrund der angeregten Oszillation der Verstärkerschaltung ergab sich eine messtechnisch bedingte Reduktion der Leistungsverstärkung. Der zugehörige Verlauf des Stabilitätsfaktors ist in Abb. 5.4(b) dargestellt. Sowohl für die on-wafer gemessenen Daten als auch für den vereinzelt MMIC wurde in großen Teilen des aufgezeichneten Frequenzbereichs ein unterhalb von 1 verlaufender  $\mu$ -Faktor festgestellt.

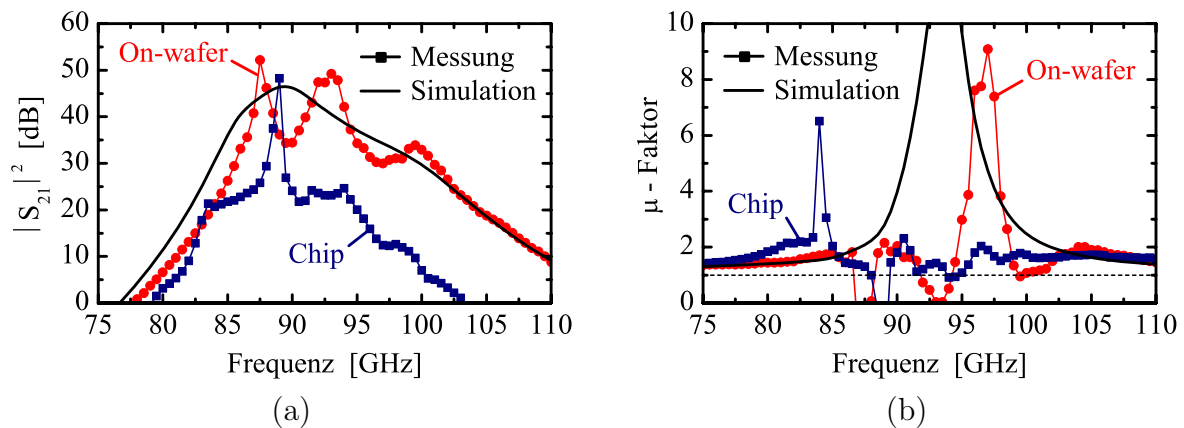


Abbildung 5.4: Auf dem Halbleiterwafer und nach dem Vereinzeln der vierstufigen W-Band-Verstärkerschaltung gemessene (a) Leistungsverstärkung und (b)  $\mu$ -Faktor. Die Dicke des Schaltungssubstrats beträgt  $h_c = 635 \mu\text{m}$ . Ebenfalls dargestellt sind die simulierten Schaltungsparameter.

Ein ähnliches Verhalten zeigte sich bei der Charakterisierung des vereinzelt zweistufigen Verstärkers gemäß Abb. 5.5(a) und Abb. 5.5(b). Der während der On-wafer-Messung noch unbedingte stabile Schaltkreis wies nach dem Ausschneiden des MMIC stark veränderte Schaltungseigenschaften im Vergleich zu den simulierten Daten auf. Dies machte sich

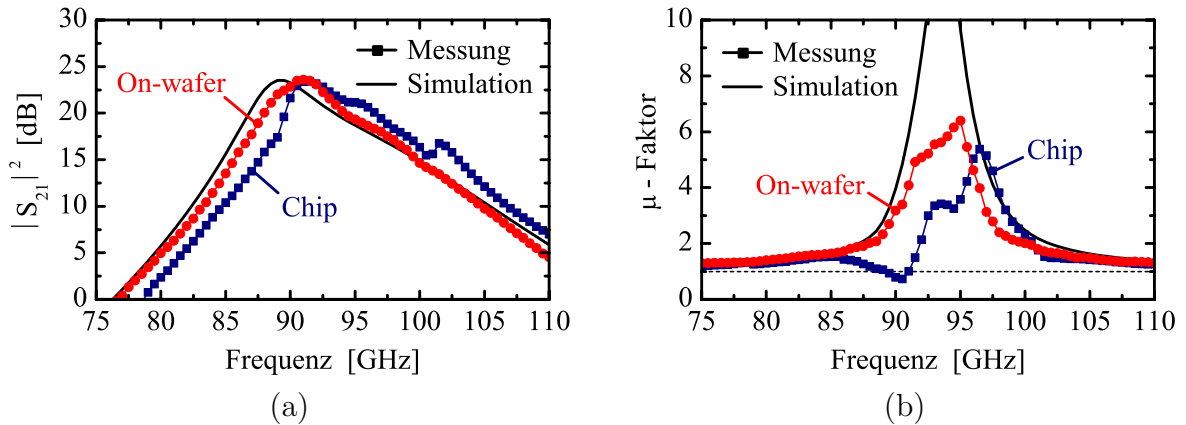


Abbildung 5.5: Auf dem Halbleiterwafer und nach dem Vereinzeln der zweistufigen W-Band-Verstärkerschaltung gemessene (a) Leistungsverstärkung und (b)  $\mu$ -Faktor. Die Dicke des Chipsubstrats beträgt  $h_c = 635 \mu\text{m}$ .

in einer Frequenzverschiebung der Leistungsverstärkung zu höheren Frequenzen und einer zunehmenden Welligkeit des gemessenen Streuparameters bemerkbar. Der nach dem Vereinzeln des zweistufigen Verstärkers bestimmte  $\mu$ -Faktor zeigte im Frequenzbereich um 90 GHz Werte von kleiner als 1 und somit nicht mehr die geforderte unbedingte Stabilität.

Da der messtechnische Aufbau im Vergleich zur On-wafer-Charakterisierung unverändert blieb, ist die festgestellte Beeinträchtigung des Schaltungsverhaltens der beiden vereinzelt Millimeterwellenverstärker auf die Zunahme von parasitären Verkopplungen durch die geänderten Randbedingungen des Chipsubstrates zurückzuführen.

### 5.1.2 Schaltungseigenschaften von gedünnten MMICs

Nach [33] und [112] führt das Herunterdünnen des Halbleitersubstrats unterhalb von koplanaren Streifenleitungen sowie die zusätzliche Verwendung von dielektrischen Schaltungsträgern mit einer geringeren Permittivität zu einer Verschiebung der Grenzfrequenz zu höheren Frequenzen, ab der unerwünschte Substratmoden angeregt werden können. In diesem Unterkapitel wurden daher die in Abschnitt 5.1.1 beschriebenen mehrstufigen Verstärker auf  $100 \mu\text{m}$  gedünnt und ihr Schaltungsverhalten bei der Montage auf einem metallischen Untergrund sowie auf dielektrischen Trägern untersucht. Die Konfiguration auf metallischem Untergrund entspricht der bevorzugten Montagetechnik von Mikrostreifenkreisläufen, die in industriellen Herstellungsprozessen auf eine Chipdicke von  $100 \mu\text{m}$  abgedünnt werden. Weiterhin ist eine übereinstimmende Substratdicke zum Aufbau von Multichipmodulen (MCM) mit MMICs in Koplanarleitungs- und Mikrostreifentechnik aufgrund der sehr kurzen Bonddrahtverbindungen wünschenswert.

In Abb. 5.6(a) ist die gemessene und simulierte Leistungsverstärkung der auf eine Chipdicke von  $h_c = 100 \mu\text{m}$  gedünnten vier- und zweistufigen Verstärkerschaltkreise aus Abschnitt 5.1.1 im Frequenzbereich zwischen 75 und 110 GHz dargestellt. Dabei wurde festgestellt, dass das gemessene Verhalten der in der Dicke reduzierten Schaltungen erheblich



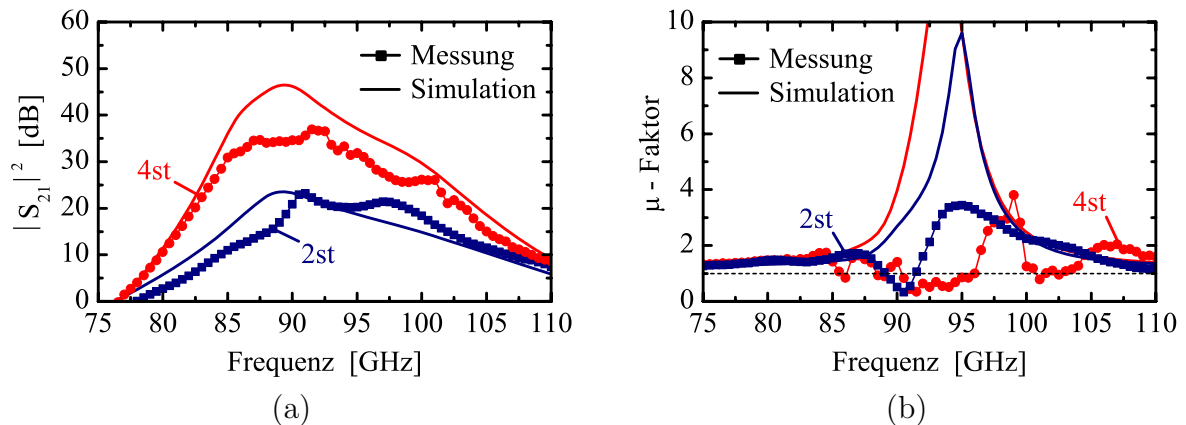


Abbildung 5.6: Nach dem Vereinzeln und Herunterdünnen des Chipsubstrates ( $h_c = 100 \mu\text{m}$ ) gemessene (a) Leistungsverstärkung und (b)  $\mu$ -Faktor des zweistufigen und des vierstufigen W-Band-Verstärkers. Die Montage erfolgte auf einem metallischen Untergrund. Ebenfalls dargestellt sind die simulierten Schaltungsparameter.

von den simulierten Werten abweicht. Der Verstärkungsverlauf beider Schaltkreise weist eine starke Welligkeit sowie einen innerhalb von großen Frequenzbereichen unterhalb von 1 verlaufenden  $\mu$ -Faktor gemäß Abb. 5.6(b) auf. Die geforderte unbedingte Stabilität des Verstärkerverhaltens konnte somit weder für die zwei- noch für die vierstufige Schaltung durch das Abdünnen des Schaltungssubstrats mit anschließender Montage auf einem metallischen Untergrund erzielt werden. Verantwortlich hierfür ist die verstärkte Anregung der parasitären Parallelplattenmode, die eine Zunahme des Übersprechens und daher eine deutliche Erhöhung der internen Rückkopplung bewirkt.

Zur Unterdrückung der unerwünschten parasitären Substratmoden wurde die Montage des gedünnten, vierstufigen Verstärker MMIC auf dielektrischen Trägern mit unterschiedlicher Permittivität ( $\epsilon_r$ ) untersucht. Als Trägermaterialien standen 2 mm dicke Scheiben aus Aluminiumnitrid (AlN,  $\epsilon_r = 8,5$ ), Diamant ( $\epsilon_r = 5,8$ ) und Quarz ( $\epsilon_r = 3,8$ ) zur Verfügung. Die gemessenen Verläufe der Leistungsverstärkung sind für die drei unterschiedlichen Aufbaubedingungen in Abb. 5.7(a) dargestellt. Durch die Montage auf den Schaltungsträgern mit höherer Dielektrizitätszahl (AlN und Diamant) konnte keine Verbesserung des Schaltungsverhaltens erzielt werden. Beide Messkurven weisen starke Unstetigkeiten auf. Auch der in Abb. 5.7(b) dargestellte  $\mu$ -Faktor verläuft für diese beiden Aufbaukonfigurationen mehrfach unterhalb der Stabilitätsbedingung von  $\mu > 1$ . Gegensätzlich verhält sich die gedünnte W-Band-Verstärkerschaltung bei der Montage auf dem Quarzträger. Für diese Aufbauumgebung konnte ein sehr homogener Verlauf der Leistungsverstärkung mit Maximalwerten von 40 dB bei 90 GHz demonstriert werden. Gleichzeitig ergab sich im gesamten charakterisierten Frequenzbereich ein  $\mu$ -Faktor  $> 1$  und somit die geforderte unbedingte Stabilität.

Durch die beschriebenen experimentellen Untersuchungen konnte nachgewiesen werden, dass die Aufbauumgebung des Millimeterwellen-Schaltkreises wesentlichen Einfluss auf die Anregung von parasitären Moden hat. Während der vierstufige Verstärker sowohl

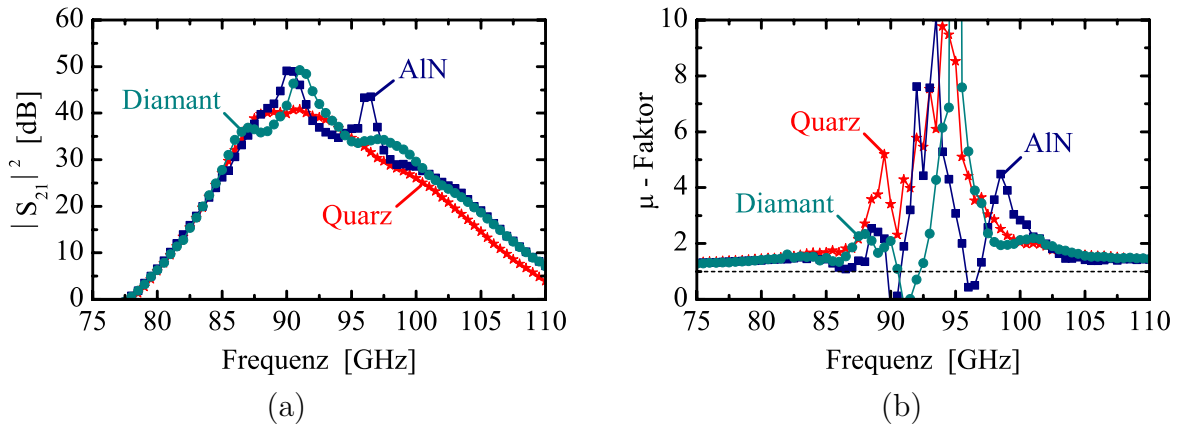


Abbildung 5.7: Gemessene (a) Leistungsverstärkung und (b)  $\mu$ -Faktor des abgedünnten ( $h_c = 100 \mu\text{m}$ ) W-Band-Verstärkers für die Montage auf dielektrischen Schaltungsträgern ( $h_t = 2 \text{ mm}$ ) mit unterschiedlicher Permittivität [ $\epsilon_{r,AlN} = 8,5$ ;  $\epsilon_{r,Diamant} = 5,8$ ;  $\epsilon_{r,Quarz} = 3,8$ ].

bei der On-wafer-Messung als auch nach dem Vereinzeln und Abdünnen eine starke Welligkeit der gemessenen Leistungsverstärkung sowie einen innerhalb von großen Frequenzbereichen unterhalb von 1 verlaufenden  $\mu$ -Faktor aufwies, konnte nach dem Aufbringen der Verstärkerschaltung auf einen dielektrischen Träger mit niedriger Permittivität die geforderte Stabilität demonstriert werden. Da für alle beschriebenen Messungen dieselben Verstärkerschaltkreise sowie ein identischer Messaufbau verwendet wurden, sind sämtliche Beeinflussungen des Schaltungsverhaltens auf die unterschiedlich starke Anregung von parasitären Moden zurückzuführen.

Nach der erfolgreichen Montage der gedünnten vierstufigen Verstärkerschaltung auf einem Quarzträger mit niedriger Dielektrizitätszahl wurde zusätzlich der Einfluss der Dicke des Trägers untersucht. Dazu sind in Abb. 5.8(a) und Abb. 5.8(b) die gemessenen Verläufe der Leistungsverstärkung und des Stabilitätsfaktors der W-Band-Schaltung für den Aufbau auf drei unterschiedlich dicken Quarzträgern ( $h_t = 127 \mu\text{m}$ ,  $270 \mu\text{m}$  und  $660 \mu\text{m}$ ) dargestellt. Wie aus beiden Abbildungen zu entnehmen ist, zeigt sich eine deutliche Abhängigkeit des Schaltungsverhaltens von der Dicke des Trägers. So weist der  $\mu$ -Faktor des Verstärker-MMIC für die Montage auf einem dünnen Quarzträger mit  $h_t = 127 \mu\text{m}$  mehrere Frequenzpunkte auf, für die er unterhalb von 1 verläuft. Erst mit zunehmender Dicke der Quarzscheibe befindet sich der Stabilitätsfaktor im Bereich der unbedingten Stabilität. Ein ähnliches Verhalten zeigt die gemessene Leistungsverstärkung. Während der Verlauf bei Verwendung einer dünnen Unterlage resonante Spitzen aufweist, nimmt die Welligkeit mit zunehmender Quarzdicke ab. Dieses Verhalten kann mit der Reduktion der Anregung des parasitären Parallelplattenmodes mit zunehmender Entfernung zur metallisierten Unterlage begründet werden.

Zum Abschluss der Untersuchungen von gedünnten, in Face-up-Orientierung montierten Millimeterwellenverstärkern wurden zwei weitere Aufbaukonfigurationen betrachtet. Dazu wurde der gedünnte, vierstufige W-Band-Verstärker einerseits auf einer metallischen Unterlage befestigt, in der sich unterhalb der Chipposition ein ausgefräster, 1 mm tiefer

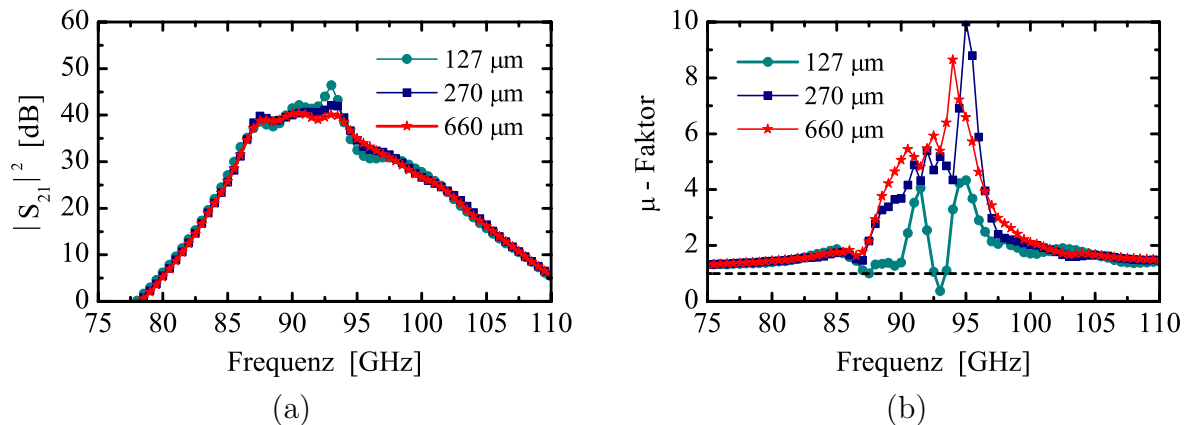


Abbildung 5.8: Gemessene (a) Leistungsverstärkung und (b)  $\mu$ -Faktor des abgedünnten ( $h_c = 100 \mu\text{m}$ ) W-Band Verstärkers für die Montage auf Quarzträgern ( $\epsilon_r = 3,8$ ) mit unterschiedlicher Dicke [ $h_{t1} = 127 \mu\text{m}$ ;  $h_{t2} = 270 \mu\text{m}$ ;  $h_{t3} = 660 \mu\text{m}$ ].

Hohlraum nach Abb. 5.2(d) befand. Die Auflagefläche des MMIC am Rand der Bohrung betrug  $100 \mu\text{m}$ . Andererseits wurde die Montage des Verstärkerschaltkreises auf einem  $700 \mu\text{m}$  dicken, dotierten Siliciumwafer (n-Silicium) mit einem spezifischen Widerstand von  $110 \Omega\cdot\text{cm}$  untersucht. Aufgrund der hohen Leitfähigkeit des Siliciumsubstrates tritt im Millimeterwellen-Frequenzbereich eine hohe Absorption der elektromagnetischen Wellen auf. Dieser Aufbau entspricht der Montage auf einem Hochfrequenzabsorbermaterial mit sehr guter thermischer Leitfähigkeit. Die Messkurven der beiden Aufbauumgebungen sind in Abb. 5.9(a) und Abb. 5.9(b) zusammen mit dem Ergebnis für die Montage auf dem 2 mm dicken Quarzträger dargestellt. Aus beiden Abbildungen ist zu entnehmen, dass sowohl die Montage auf dem luftgefüllten Hohlraum als auch auf dem n-dotierten Siliciumträger zu einem unbedingt stabilen Verhalten der vierstufigen Verstärkerschaltung führt.

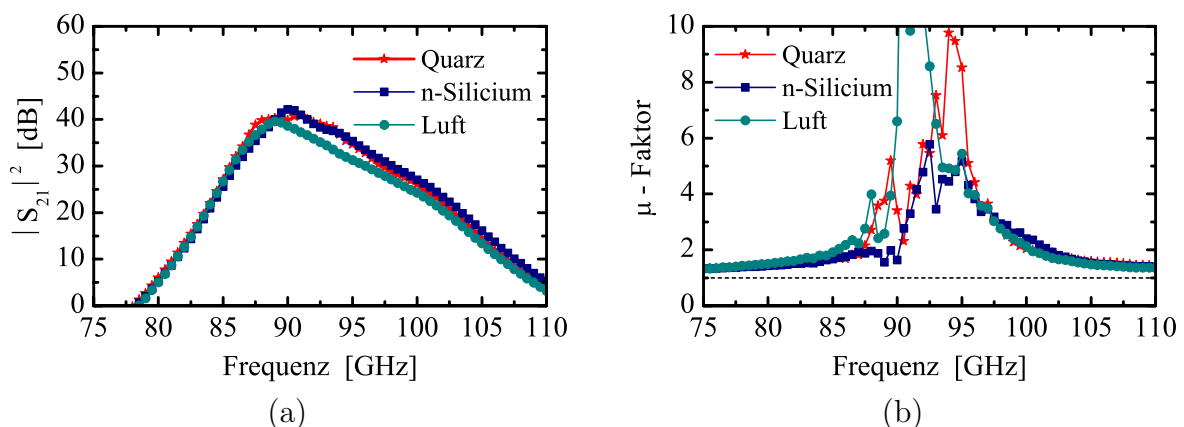


Abbildung 5.9: Gemessene (a) Leistungsverstärkung und (b)  $\mu$ -Faktor des abgedünnten ( $h_c = 100 \mu\text{m}$ ) W-Band-Verstärkers für die Montage auf einem 2 mm dicken Quarzträger, einem luftgefüllten 1 mm tiefen Hohlraum und einem dotierten 0,7 mm dicken Siliciumträger.

Der Verlauf der Leistungsverstärkung ist im aufgezeichneten Frequenzbereich zwischen 75 und 110 GHz sehr homogen und weist keinerlei Unstetigkeitsstellen auf. Ebenso befindet sich der Stabilitätsfaktor des untersuchten Verstärkerschaltkreises immer im geforderten Bereich oberhalb von 1. Hierdurch konnte gezeigt werden, dass neben dem Aufbau von gedünnten Verstärkerschaltungen auf hinreichend dicken dielektrischen Schaltungsträgern mit niedriger Permittivität auch die Montage auf einem Hohlraum ( $\epsilon_r = 1$ ) sowie der Einsatz von absorbierenden Materialien zu einer effektiven Unterdrückung von unerwünschten parasitären Moden führen.

Zusammenfassend lässt sich feststellen, dass für W-Band-Schaltkreise mit sehr hohen Verstärkungswerten bereits die während der On-wafer-Messung angeregten parasitären Moden ausreichen, um eine wesentliche Beeinträchtigung des Schaltungsverhaltens hervorzurufen. Durch das Vereinzeln der Verstärkerschaltungen kommt es zur Reflexion der unerwünschten Moden an den Substratgrenzen und zur möglichen Ausbildung von stehenden Wellen. Durch mehrfache Ein- und Auskopplungen entstehen parasitäre Nebenschlüsse, die wie im gezeigten Fall des vierstufigen Verstärkers bis hin zur Oszillation der Schaltung und somit zum Verlust der Funktionalität des Schaltkreises führen können. Das Abdünnen der koplanaren Schaltungen auf eine Substratdicke von  $h_c = 100 \mu\text{m}$  brachte für die Montage auf einem metallischen Untergrund keinen Vorteil. Durch die verstärkte Anregung der parasitären Parallelplattenmode aufgrund des geringen Abstandes zur metallisierten Rückseite, kam es ebenfalls zu einem instabilen Verstärkerverhalten. Erst die Montage auf einem dielektrischen Trägersubstrat mit kleiner Permittivität sowie hinreichender Dicke führte zu den geforderten, unbedingt stabilen Schaltungseigenschaften. Im weiteren Verlauf konnte gezeigt werden, dass auch die Montage der gedünnten Schaltung auf einem im Millimeterwellenbereich absorbierenden Material zur erfolgreichen Unterdrückung der parasitären Moden geeignet ist.

### 5.1.3 Flip-Chip-Montage auf GaAs-Trägern

Aufgrund des zunehmenden Interesses für die Realisierung von kurzen sowie reflexions- und verlustarmen Verbindungstechniken im Millimeterwellenfrequenzbereich wurde die Anregung von parasitären Moden sowohl im Träger als auch im Schaltungssubstrat von in Flip-Chip-Technik aufgebauten MMICs untersucht. Dazu wird in diesem Abschnitt die Montage von mehrstufigen GaAs-Verstärkerschaltungen auf GaAs-Flip-Chip-Trägern beschrieben. Der GaAs-Träger wurde aufgrund seines identischen thermischen Ausdehnungskoeffizienten und der idealen Planarität seiner Oberfläche ausgewählt. Die hochfrequenten Übergänge vom Flip-Chip-Träger auf den W-Band-Schaltkreis sowie der Anschluss der Versorgungsspannungen an den MMIC erfolgte mittels sogenannter Studbumps. Zur Herstellung der Studbumps wurde ein  $17 \mu\text{m}$  dicker Golddraht an der Spitze des Bondwerkzeugs zu einer Kugel umgeschmolzen und unter Einwirkung von Ultraschall, Temperatur und Anpressdruck mit einer auf dem Träger aufgebracht Goldschicht verbunden. Anschließend wurde das verbleibende Golddrahtende durch Entfernen des Bondwerkzeugs von der Kontaktstelle abgerissen. Die Geometrie eines typischen Studbumps ist in Abb. 5.10(a) dargestellt. Der gezeigte Goldbump weist eine Höhe und einen Durchmes-

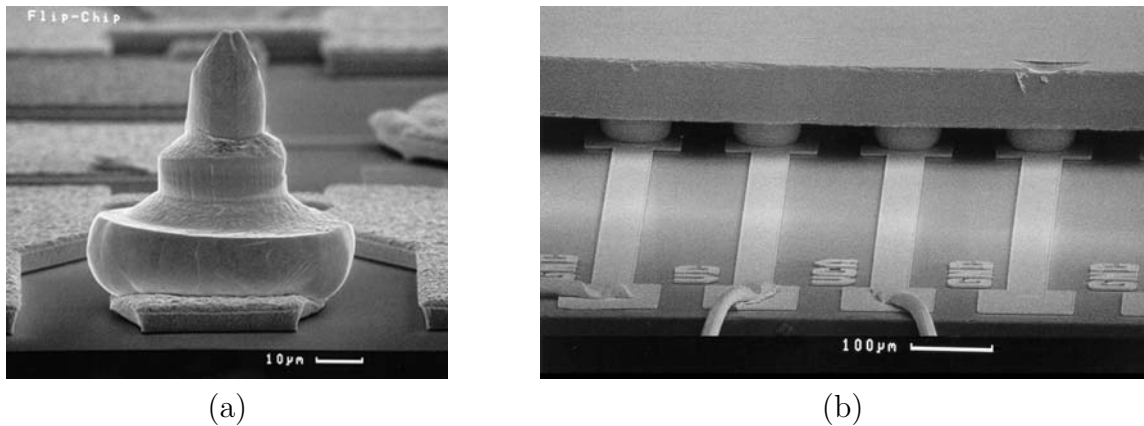


Abbildung 5.10: Rasterelektronenmikroskopaufnahme (a) eines Studbumps und (b) eines mittels Flip-Chip-Montage aufgebauten koplanaren W-Band-Verstärkers.

ser von  $60 \mu\text{m}$  auf. Die anschließende Montage der W-Band-Schaltkreise wurde mit einem Flip-Chip-Bondautomaten der Firma Karl Süss (Modell FC 150) unter Anwendung des Thermokompressionsverfahrens durchgeführt. Dabei wird der Verstärkerchip um  $180^\circ$  gedreht, sodass seine metallisierte Oberseite nach unten weist (Face-down-Orientierung). Während des Montageprozesses verbindet sich der Studbump unter Einwirkung eines definierten Anpressdrucks, Temperaturverlaufs und Ultraschall mit den Kontaktflächen auf der Chipoberseite. Zeitgleich erfolgt eine Reduktion der Bumphöhe auf ca.  $30 \mu\text{m}$ . Einen mittels Flip-Chip-Technik aufgebauten Verstärker-MMIC zeigt Abb. 5.10(b). Die verbleibende Bumphöhe ist nach [117] ausreichend, um eine Verstimmung der elektrischen Leitungsparameter (Phasenkonstante, Wellenwiderstand) der koplanaren Schaltungselemente auf dem Verstärkerschaltkreis durch den reduzierten Abstand zum dielektrischen Träger auszuschließen.

Die untersuchten Aufbaukonfigurationen der mehrstufigen Verstärkerschaltungen auf einem GaAs-Flip-Chip-Träger sind in Abb. 5.11 dargestellt. Zunächst wurde die Montage eines ungedünnten Verstärker-MMIC ( $h_c = 635 \mu\text{m}$ ) auf einem  $635 \mu\text{m}$  dicken GaAs-Träger gemäß Abb. 5.11(a) charakterisiert. Anschließend wurde die Dicke der Verstärkerschaltung

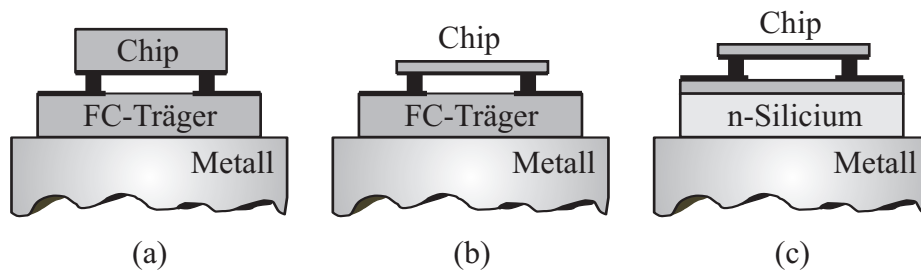


Abbildung 5.11: Unterschiedliche Aufbaukonfigurationen für die Untersuchung von Flip-Chip montierten W-Band-Verstärkerschaltungen auf GaAs-Flip-Chip-Trägern.

auf  $h_c = 100 \mu\text{m}$  reduziert während die Dicke des Flip-Chip-Trägers beibehalten wurde. In einem weiteren Schnitt wurde dann auch der dielektrische Träger auf  $100 \mu\text{m}$  abgedünnt und der Flip-Chip-Aufbau nach Abb. 5.11(c) auf einem dotierten Siliciumsubstrat vermessen. Die gemessenen Ergebnisse dieser Versuchsreihe sind in Abb. 5.12(a) und Abb. 5.12(b) dargestellt [118]. Dabei ist zu erkennen, dass die auf dem dicken GaAs-Träger Flip-Chip

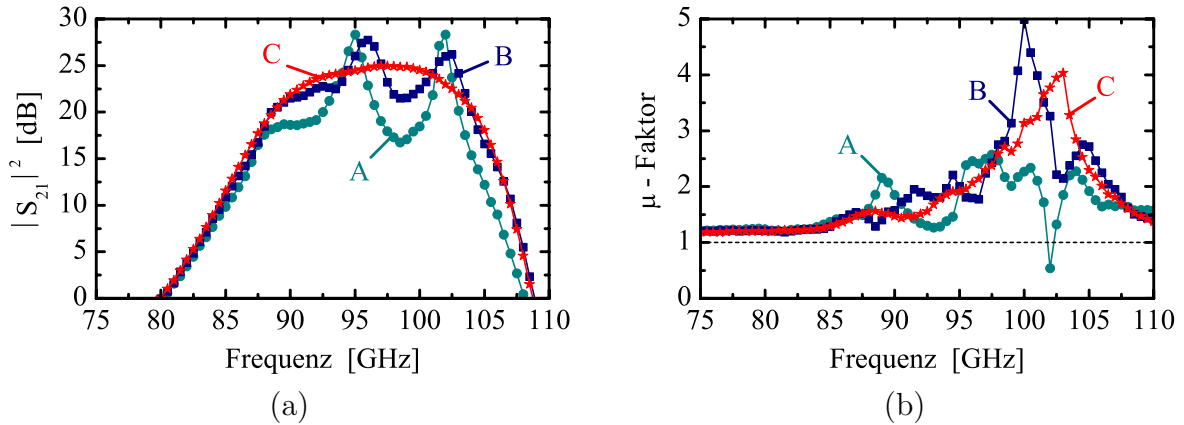


Abbildung 5.12: Gemessene (a) Leistungsverstärkung und (b)  $\mu$ -Faktor für verschiedene Aufbaukonfigurationen des W-Band-Verstärkers auf GaAs-Flip-Chip-Trägern. A:  $635 \mu\text{m}$  dicker MMIC auf  $635 \mu\text{m}$  dickem GaAs-Träger; B:  $100 \mu\text{m}$  dicker MMIC auf  $635 \mu\text{m}$  dickem GaAs-Träger; C:  $100 \mu\text{m}$  dicker MMIC auf  $100 \mu\text{m}$  dickem GaAs-Träger montiert auf einem dotierten Siliciumträger.

montierten W-Band-Verstärkerschaltungen eine starke Welligkeit der Leistungsverstärkung aufweisen. Innerhalb des charakterisierten Frequenzbereichs variiert die Verstärkung um über 10 dB. Der ungedünnte Verstärker-MMIC weist zudem einen Stabilitätsfaktor von  $< 1$  auf. Durch die reduzierte Anregung von Oberflächenwellen verläuft der  $\mu$ -Faktor der gedünnten Schaltung im Bereich unbedingter Stabilität. Allerdings weist auch diese Aufbaukonfiguration starke Resonanzen der gemessenen Verstärkungskurve auf. Ein homogener Verlauf der Leistungsverstärkung und des Stabilitätsfaktor konnte erst durch das Abdünnen des Verstärkerschaltkreises und des dielektrischen Trägers mit anschließender Montage auf einem dotierten Siliciumwafer erreicht werden. Diese Aufbauumgebung führte zu einem stetigen Verlauf der Leistungsverstärkung sowie zu einem unbedingt stabilen Verstärkerverhalten, was auf eine erfolgreiche Unterdrückung von parasitären Moden im Schaltungssubstrat und im Flip-Chip-Träger zurückzuführen ist.

#### 5.1.4 Flip-Chip-Montage auf dotierten Silicium-Trägern

Die in Abschnitt 5.1.3 vorgestellten Ergebnisse zeigen, dass die erfolgreiche Flip-Chip-Montage von koplanaren Millimeterwellenschaltkreisen auf GaAs-Trägern nur mit erheblichem Aufwand realisiert werden kann. Neben der Dickenreduktion des Chipsubstrates und des Schaltungsträgers ist zusätzlich die Montage auf einem absorbierenden Subträger notwendig. In diesem Abschnitt wird daher untersucht, ob die direkte Montage auf einem

dotierten und somit elektrisch leitenden Siliciumträger ebenfalls zur Unterdrückung von parasitären Substratmoden führt. In einem ersten Schritt wurde das Übersprechen auf GaAs- und Silicium-Flip-Chip-Trägern für die unterschiedlichen Aufbaugeometrien nach Abb. 5.13 bestimmt. Dazu wurde die Isolation zwischen den Ein- und Ausgangsleitungen

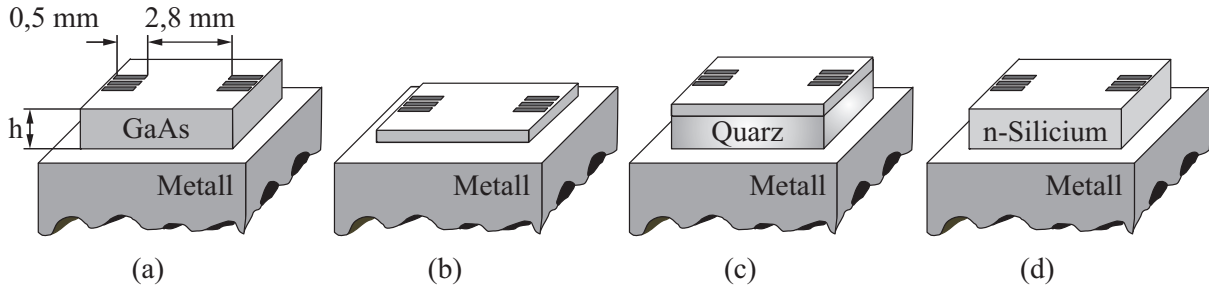


Abbildung 5.13: Unterschiedliche Aufbaukonfigurationen für die Untersuchung des Übersprechens auf GaAs- und Silicium-Flip-Chip-Trägern.

eines  $h = 635 \mu\text{m}$  dicken und  $4 \times 3 \text{ mm}^2$  großen GaAs-Flip-Chip-Trägers gemessen. Der Abstand zwischen den beiden  $0,5 \text{ mm}$  langen koplanaren Leitungen betrug  $2,8 \text{ mm}$ . Anschließend wurde der dielektrische Träger auf  $100 \mu\text{m}$  gedünnt und auf einer metallischen Unterlage nach Abb. 5.13(b) befestigt. Weiterhin wurde das Verhalten des Flip-Chip-Trägers nach der Montage auf einer  $2 \text{ mm}$  dicken Quarzscheibe bestimmt und letztlich erfolgte die Analyse des Übersprechens auf einem dotierten Siliciumträger mit identischen geometrischen Abmessungen. Das verwendete Siliciummaterial wies einen spezifischen Widerstand von  $110 \Omega\text{-cm}$  und eine Dicke von  $725 \mu\text{m}$  auf.

Das gemessene Übersprechen zwischen den ein- und ausgangseitigen Koplanarleitungen zeigt Abb. 5.14. Dabei wurde für den  $635 \mu\text{m}$  dicken GaAs-Flip-Chip-Träger eine Isolation von lediglich  $-40 \text{ dB}$  erreicht während für den gedünnten GaAs-Träger im Mittel  $-45 \text{ dB}$  und für den auf der Quarzscheibe montierten gedünnten dielektrischen Träger  $-50 \text{ dB}$  gemessen wurden. Die besten Werte wurden mit dem dotierten Siliciumträger erzielt. Mit einem gemessenen Wert von ca.  $-60 \text{ dB}$  lag die Isolation des Siliciumträgers an der Auflösungsgrenze des verwendeten vektoriellen S-Parameter Messsystems.

Aufgrund ihrer elektrischen Leitfähigkeit weisen dotierte Siliciumwafer im Vergleich zu semiisolierenden GaAs-Substraten allerdings auch höhere Leitungsverluste auf. Dies macht sich besonders bei der Verwendung von Mikrostreifenleitungen bemerkbar. Bei diesem Streifenleitungstyp wird der überwiegende Anteil des elektromagnetischen Feldes im Substrat geführt. Weiterhin ist die Dimensionierung der Leiterbreite der Mikrostreifenleitung fest an die gewählte Substratdicke gekoppelt. D. h. für eine gegebene Substratdicke existiert nur eine Leitungsgeometrie, die zu der geforderten Leitungsimpedanz führt. In der vorliegenden Arbeit wurden aufgrund der koplanaren Ausführung der integrierten Hochfrequenzschaltungen auch die Zuleitungen auf dem Flip-Chip-Träger in Koplantechnologie ausgeführt. Dies ermöglicht eine verlustarme und direkte Verbindung des Trägers mit der integrierten Schaltung ohne Verwendung eines zusätzlichen Mikrostreifen-



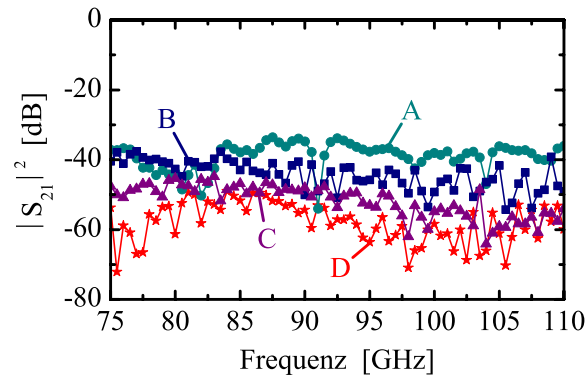


Abbildung 5.14: Gemessenes Übersprechen für unterschiedliche Aufbaukonfigurationen von GaAs- und Silicium-Flip-Chip-Trägern. A: 635  $\mu\text{m}$  dicker GaAs-Träger auf Metall; B: 100  $\mu\text{m}$  dicker GaAs-Träger auf Metall; C: 100  $\mu\text{m}$  dicker GaAs-Träger montiert auf einer 2 mm dicken Quarzscheibe; D: 725  $\mu\text{m}$  dicker dotierter Siliciumträger (110  $\Omega\cdot\text{cm}$ ) auf Metall.

zu-Koplanarübergangs. Die koplanare Leitungsführung weist weiterhin den Vorteil der freien Wahl ihrer lateralen Abmessungen und somit der Optimierung ihrer Leitungsverluste auf. So kann für einen beliebigen Abstand der beiden umgebenden Masseflächen eine Breite des Mittelleiters bestimmt werden, die zu der gewünschten Leitungsimpedanz von 50  $\Omega$  führt.

In Abb. 5.15 sind die geometrischen Abmessungen der auf dem Flip-Chip-Träger aufgebrachten koplanaren Streifenleiter zusammengefasst. In Übereinstimmung mit den HF-Anschlüssen am Ein- und Ausgang der entwickelten Millimeterwellen-Schaltungen wurde ein Masse-zu-Masse Abstand von 120  $\mu\text{m}$  ( $s+w_c+s$ ) und eine Mittelleiterbreite von  $w_c = 60 \mu\text{m}$  gewählt. Mit einer Breite der umgebenden Massestreifen von  $w_g = 60 \mu\text{m}$  und einer aufgalvanisierten Golddicke von  $t = 3 \mu\text{m}$  ergab sich auf Silicium ( $\epsilon_r = 11,9$ ) die angestrebte Leitungsimpedanz von 50  $\Omega$ . Zur Untersuchung der Leitungsdämpfung ( $\alpha$ ) von auf dotierten Siliciumträgern prozessierten koplanaren Wellenleitern wurden mehrere Halbleiterwafer mit unterschiedlicher Leitfähigkeit hergestellt [22]. Neben einem als Referenz dienenden GaAs-Träger wurden Siliciumträger mit einem spezifischen Wider-

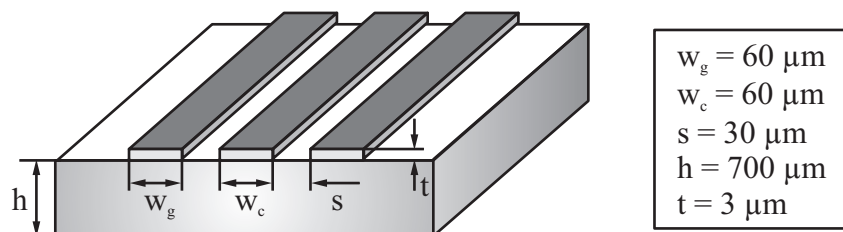


Abbildung 5.15: Schematische Zeichnung und geometrische Abmessungen des zur Untersuchung der Leitungsdämpfung auf dotierten Siliciumträgern benutzten koplanaren Wellenleiters.



stand von  $1400 \Omega\cdot\text{cm}$ ,  $110 \Omega\cdot\text{cm}$  und  $19 \Omega\cdot\text{cm}$  verwendet. Der on-wafer gemessene und anschließend normierte Betrag der Einfügedämpfung ist in Abb. 5.16 als Funktion der Frequenz aufgetragen. Die Gesamtlänge der koplanaren Teststrukturen betrug  $2 \text{ mm}$ . Für den

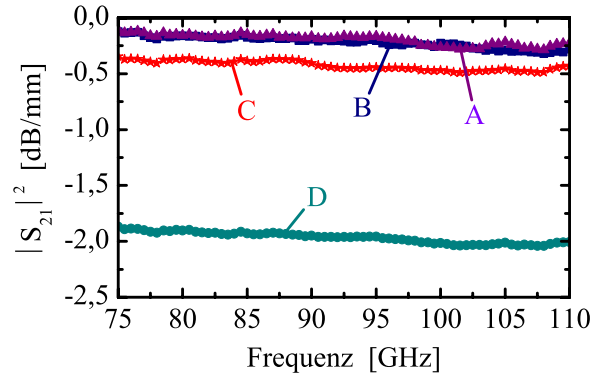


Abbildung 5.16: On-wafer gemessene Leitungsdämpfung von  $2 \text{ mm}$  langen, auf dotierten Siliciumträgern aufgebrachten Koplanarleitungen. Als Referenz ist die auf einem semiisolierenden GaAs-Träger gemessene Leitungsdämpfung dargestellt [A: GaAs-Träger; B: nSi-Träger  $1400 \Omega\cdot\text{cm}$ ; C: nSi-Träger  $110 \Omega\cdot\text{cm}$ ; D: nSi-Träger  $19 \Omega\cdot\text{cm}$ ].

koplanaren Wellenleiter auf dem GaAs-Referenzträger wurde eine Einfügedämpfung von  $0,25 \text{ dB/mm}$  bei  $94 \text{ GHz}$  gemessen. Vergleichbare Werte wies die Leitung auf dem dotierten Siliciumträger mit  $\rho = 1400 \Omega\cdot\text{cm}$  auf. Durch die Erhöhung der Leitfähigkeit stiegen erwartungsgemäß auch die Werte der Leitungsdämpfung an. So nahm die Dämpfung für den Siliciumträger mit  $\rho = 110 \Omega\cdot\text{cm}$  auf  $0,5 \text{ dB/mm}$  bei  $94 \text{ GHz}$  zu während auf dem dotierten Si-Träger mit einem spezifischen Widerstand von  $19 \Omega\cdot\text{cm}$   $2 \text{ dB/mm}$  gemessen wurden. Bis auf den Siliciumträger mit der höchsten Leitfähigkeit liegen die erzielten Werte im Bereich der Leitungsdämpfung von auf GaAs prozessierten Hochfrequenzschaltkreisen ( $\alpha = 0,5 \text{ dB/mm}$  @  $94 \text{ GHz}$ ), die einen reduzierten Masse-zu-Masse Abstand von  $50 \mu\text{m}$  und eine Innenleiterbreite von  $17 \mu\text{m}$  aufweisen.

Aufgrund der guten Isolationswerte nach Abb. 5.14 und ihrer absorbierenden Millimeterwelleneigenschaften wurden im Folgenden die dotierten Siliciumträger mit einem spezifischen-Widerstand von  $110 \Omega\cdot\text{cm}$  und  $19 \Omega\cdot\text{cm}$  hinsichtlich der Unterdrückung von parasitären Moden im Flip-Chip-Träger untersucht. Als Hochfrequenzschaltkreis diente ein breitbandiger W-Band-Verstärker mit einer Kleinsignalverstärkung von mehr als  $15 \text{ dB}$  zwischen  $85$  und  $100 \text{ GHz}$  [119]. Die charakterisierten Aufbaukonfigurationen sind in Abb. 5.17 dargestellt. Neben einer als Referenz dienenden On-wafer-Messung wurde die Bestimmung der Streuparameter des vereinzelt MMIC durchgeführt. Die jeweiligen Montagebedingungen sind in Abb. 5.17(a) bzw. Abb. 5.17(b) dargestellt. Anschließend wurde der Schaltkreis gedünnt ( $h_c = 100 \mu\text{m}$ ) und auf einer  $2 \text{ mm}$  dicken Quarzscheibe gemäß Abb. 5.17(c) aufgebaut. Abschließend erfolgte die Charakterisierung von zwei auf  $100 \mu\text{m}$  gedünnten Verstärkerschaltungen die mittels Flip-Chip-Technik auf dotierte Siliciumträger nach Abb. 5.17(d) montiert wurden. In Abb. 5.18(a) und Abb. 5.18(b) ist die gemessene

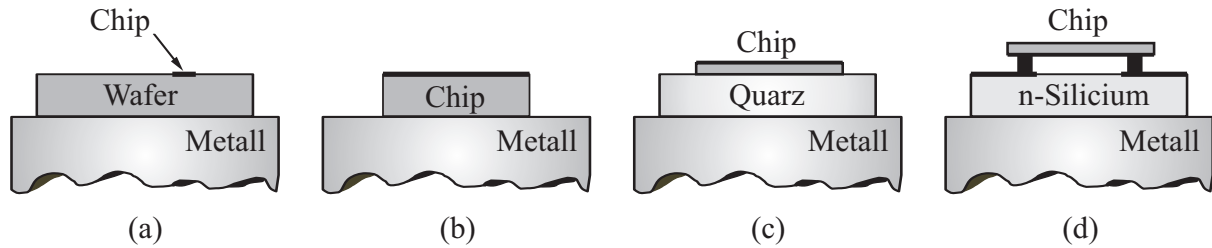


Abbildung 5.17: Unterschiedliche Aufbaukonfigurationen für die Untersuchung von Flip-Chip montierten W-Band-Verstärkerschaltkreisen auf dotierten Siliciumträgern.

ne Leistungsverstärkung und der  $\mu$ -Faktor des breitbandigen W-Band-Verstärkers für die On-wafer-Charakterisierung sowie die Messung des vereinzelt und des gedünnten MMIC dargestellt. Dabei ist sowohl während der On-wafer-Messung als auch bei der Charakterisierung des ungedünnten vereinzelt Schaltkreises eine starke Welligkeit des Verstärkungsverlaufs und ein mehrfach unterhalb von 1 verlaufender Stabilitätsfaktor festgestellt worden. Diese Eigenschaften stimmen mit den in Abschnitt 5.1.1 und Abschnitt 5.1.2 beschriebenen Ergebnissen überein. Erst das Abdünnen des Einzelchips und die anschließende Montage auf einem dicken dielektrischen Träger mit niedriger Permittivität führten zu einem glatten Verlauf der Verstärkung und zu dem geforderten, unbedingt stabilen Verstärkerverhalten.

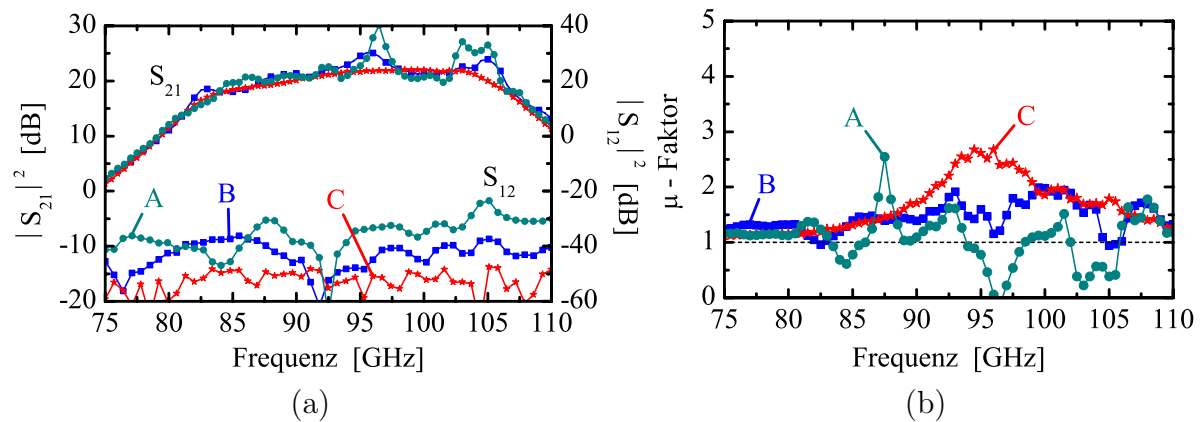


Abbildung 5.18: Gemessene (a) Leistungsverstärkung und (b)  $\mu$ -Faktor für verschiedene Aufbauumgebungen des breitbandigen W-Band-Verstärkers. A: On-wafer-Messung; B: Vereinzelter 635  $\mu\text{m}$  dicker MMIC auf Metall; C: Vereinzelter 100  $\mu\text{m}$  dicker MMIC montiert auf einer 2 mm dicken Quarzscheibe.

Zur Untersuchung der erfolgreichen Unterdrückung von parasitären Moden im Flip-Chip-Träger wurden die gedünnten Verstärkerschaltkreise auf unterschiedlich dotierte Siliciumträger aufgebaut und mit der auf einer Quarzscheibe montierten Schaltung verglichen. Das Verstärkungsverhalten des auf dem Siliciumträger mit niedrigem spezifischen Widerstand von 19  $\Omega\cdot\text{cm}$  mittels Flip-Chip-Technik montierten W-Band-Verstärkers zeigt Abb. 5.19(a). Dabei ist zu erkennen, dass der Verstärkungsverlauf im charakterisierten Fre-

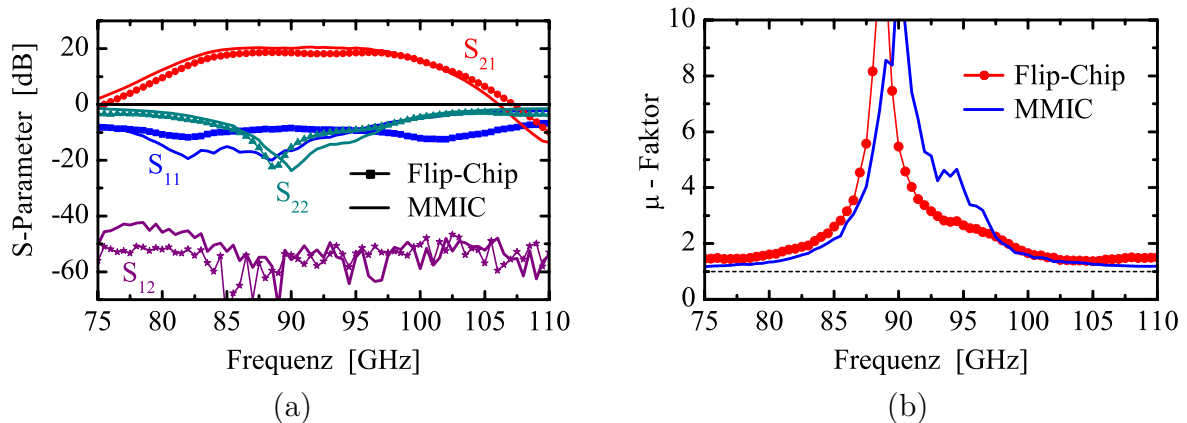


Abbildung 5.19: Gemessene (a) Streuparameter und (b)  $\mu$ -Faktor des breitbandigen W-Band-Verstärker-MMIC ( $h_c = 100 \mu\text{m}$ ) für den Flip-Chip-Aufbau auf einem dotierten Siliciumträger mit einem spezifischen Widerstand von  $19 \Omega\cdot\text{cm}$ . Ebenfalls dargestellt sind die gemessenen Werte für die Montage des selben Schaltkreises auf einer 2 mm dicken Quarzscheibe.

quenzbereich zwischen 75 und 110 GHz sehr homogen verläuft. Aufgrund der Verluste der koplanaren Zuleitungen auf dem niederohmigen Flip-Chip-Trägersubstrat reduziert sich die Verstärkung des aufgebauten Schaltkreises um ca. 2 dB. Dies ist in guter Übereinstimmung mit der oben beschriebenen Leitungsdämpfung von 2 dB/mm für das  $19\text{-}\Omega\cdot\text{cm}$ -Siliciumsubstrat und den verwendeten Zuleitungslängen von jeweils 0,5 mm am Ein- und Ausgang des Flip-Chip-Trägers. Bemerkenswert ist weiterhin die sehr gute Isolation des aufgebauten Schaltkreises. Im Vergleich zur Messung des vereinzelt MMIC konnte eine leichte Verbesserung im Rückwirkungsverhalten festgestellt werden. Die durchschnittliche Isolation des Flip-Chip montierten Verstärkers lag unterhalb von -50 dB. Die erfolgreiche Unterdrückung von parasitären Moden im dielektrischen Träger geht auch aus Abb. 5.19(b) hervor. Im Gegensatz zur Flip-Chip-Montage auf semiisolierenden GaAs-Trägern weist der Stabilitätsfaktor des auf Silicium aufgebauten Verstärkerschaltkreises im gesamten Frequenzbereich die geforderte unbedingte Stabilität auf.

Aufgrund der niedrigeren Zuleitungsverluste wurde zusätzlich die Flip-Chip-Montage des W-Band-Verstärkers auf einem  $110\text{-}\Omega\cdot\text{cm}$ -Siliciumträger untersucht. Die für diese Aufbaukonfiguration erzielten Werte sind in Abb. 5.20(a) und Abb. 5.20(b) den Messdaten für den gedünnten und auf Quarz montierten Schaltkreis gegenübergestellt. Die vektoriell bestimmten Streuparameter beschreiben einen sehr homogenen Verlauf der Verstärkung und der ein- und ausgangsseitigen Anpassungen über dem gesamten W-Band. Durch die reduzierte Leitfähigkeit des verwendeten Siliciumträgers kam es lediglich zu einer geringen Abnahme der Kleinsignalverstärkung. Die gemessene Isolation entsprach den Werten des vereinzelt MMIC mit einer leichten Zunahme oberhalb von 100 GHz. Die geforderte unbedingte Stabilität der Aufbaukonfiguration konnte durch einen zwischen 75 und 110 GHz oberhalb von 1 verlaufenden  $\mu$ -Faktor nachgewiesen werden.

In diesem Abschnitt wurde die erfolgreiche Unterdrückung von parasitären Moden durch den Flip-Chip-Aufbau von integrierten Millimeterwellenverstärkern auf dotierten

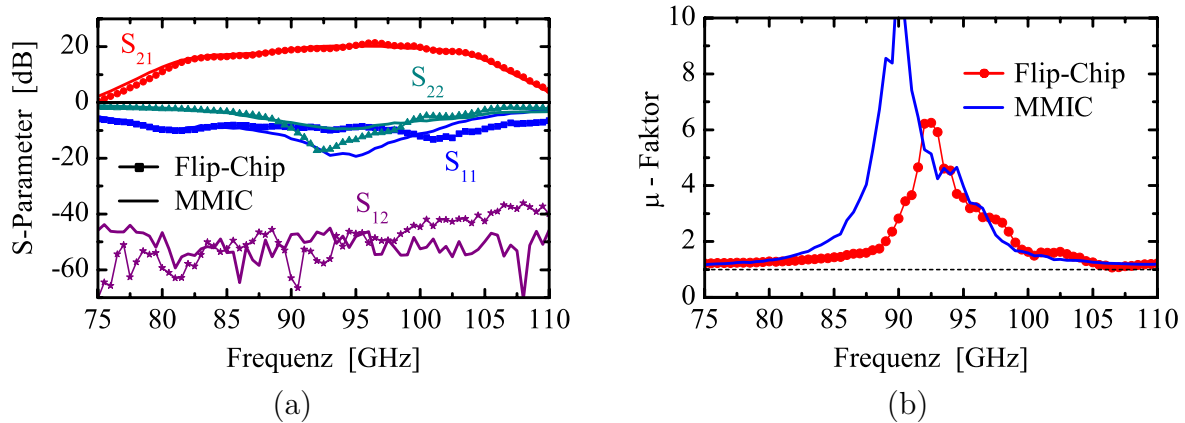


Abbildung 5.20: Gemessene (a) Streuparameter und (b)  $\mu$ -Faktor des breitbandigen W-Band-Verstärker-MMIC ( $h_c = 100 \mu\text{m}$ ) für den Flip-Chip-Aufbau auf einem dotierten Siliciumträger mit einem spezifischen Widerstand von  $110 \Omega\cdot\text{cm}$ . Ebenfalls dargestellt sind die gemessenen Werte für die Montage des selben Schaltkreises (MMIC) auf einer 2 mm dicken Quarzscheibe.

Siliciumträgern mit niedrigem spezifischen Widerstand beschrieben. Nach dem Abdünnen des Hochfrequenzschaltkreises zur Reduktion von unerwünschten Oberflächenwellen erfolgte die Flip-Chip-Montage auf den niederohmigen Schaltungsträgern. Im Gegensatz zum Flip-Chip-Aufbau auf semiisolierenden GaAs-Trägern führte hierbei der direkte Aufbau auf dem ungedünnten Träger zu einem unbedingt stabilen Verstärkerverhalten. Neben der einfacheren Aufbauumgebung vereinen die verwendeten Siliciumträger die weiteren Vorteile der niedrigeren Bezugskosten und der dreifachen thermischen Leitfähigkeit.

## 5.2 Elektrisches Ersatzschaltbild des Flip-Chip-Übergangs

Um den Einfluss der ein- und ausgangseitigen Flip-Chip-Verbindungen auf das Verhalten von aufgebauten, koplanaren Schaltkreisen bestimmen zu können, wurde ein elektrisches Ersatzschaltbild des Flip-Chip-Übergangs entwickelt. Der schematische Aufbau einer Flip-Chip-Verbindung zwischen dem Schaltungsträger und dem hochfrequenten MMIC ist in Abb. 5.21 dargestellt. Das gezeigte Ersatzschaltbild besteht aus drei physikalischen Leitungen und zwei Kapazitäten. Dabei beschreiben die beiden Leitungselemente mit der Leitungsimpedanz  $Z_l = 50 \Omega$  die auf der gegenüberliegenden Seite des Flip-Chip-Bumps verbleibenden koplanaren Anschlussstücke auf dem dielektrischen Träger und auf dem MMIC. Das Streufeld am offenen Ende dieser beiden Stichleitungen wird durch die Implementierung der beiden Kapazitäten  $C_{end} = 1,6 \text{ fF}$  berücksichtigt. Die aus zwei Massebumps und einem zentralen Bump zur Verbindung der beiden Innenleiter des Trägers und des montierten Schaltkreises bestehende Flip-Chip-Verbindung wird mittels einer physikalischen Leitung der Impedanz  $Z_b = 105 \Omega$ , der Permittivität  $\epsilon_r = 1$  und der frequenzabhängigen Dämpfung  $\alpha = 0,01 \cdot \sqrt{f/\text{GHz}}$  beschrieben. Die Leitungslänge  $l = 30 \mu\text{m}$  entspricht der verbleibenden

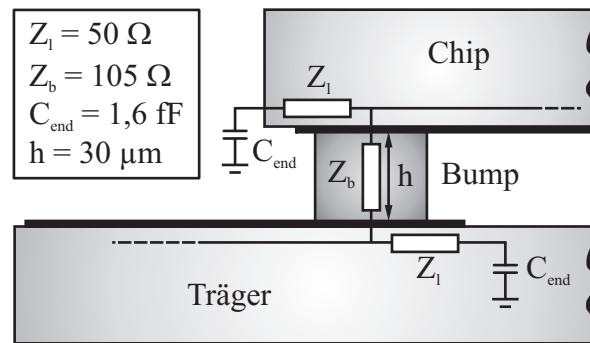


Abbildung 5.21: Schematischer Aufbau eines Flip-Chip-Übergangs zwischen dem Träger und dem koplanaren MMIC.

Höhe der Stubbumps nach dem Zusammenführen der Millimeterwellen-Schaltung mit dem Flip-Chip-Träger. Diese Werte wurden anhand von geeigneten periodischen Teststrukturen experimentell ermittelt und sind von der verwendeten Bumpgeometrie abhängig. Zur Verifikation des Ersatzschaltbildes wurde ein 3 mm langer koplanarer Wellenleiter mit den geometrischen Abmessungen nach Abb. 5.15 auf einem semiisolierenden GaAs-Wafer hergestellt und gemäß Abb. 5.22 auf einem GaAs-Flip-Chip-Träger montiert. Die 0,5 mm langen, ein- und ausgangsseitigen koplanaren Zuleitungen auf dem Flip-Chip-Träger weisen die gleichen lateralen Abmessungen auf.

Ein Vergleich der mit dem Flip-Chip-Ersatzschaltbild simulierten und der gemessenen Einfügedämpfung ist in Abb. 5.23(a) im Frequenzbereich von 0,25 bis 120 GHz dargestellt. Dabei konnte eine sehr gute Übereinstimmung der simulierten und der messtechnisch ermittelten Werte erzielt werden. Der gemessene, eingangsseitige Reflexionsfaktor nach Abb. 5.23(b) wird durch die simulierten Daten ebenfalls hervorragend beschrieben. Weiterhin wurde die Gültigkeit des elektrischen Ersatzschaltbildes für den Flip-Chip-Übergang

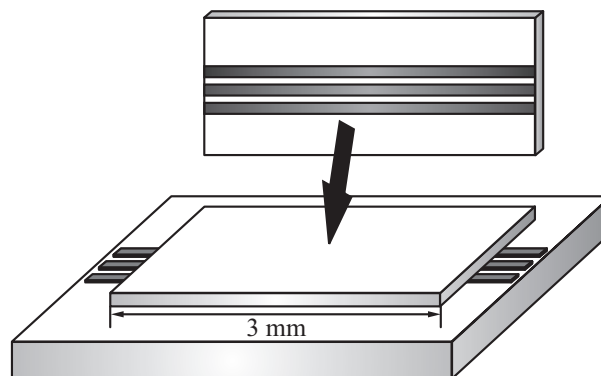


Abbildung 5.22: Aufbaukonfiguration zur Verifikation des elektrischen Ersatzschaltbildes des Flip-Chip-Übergangs.

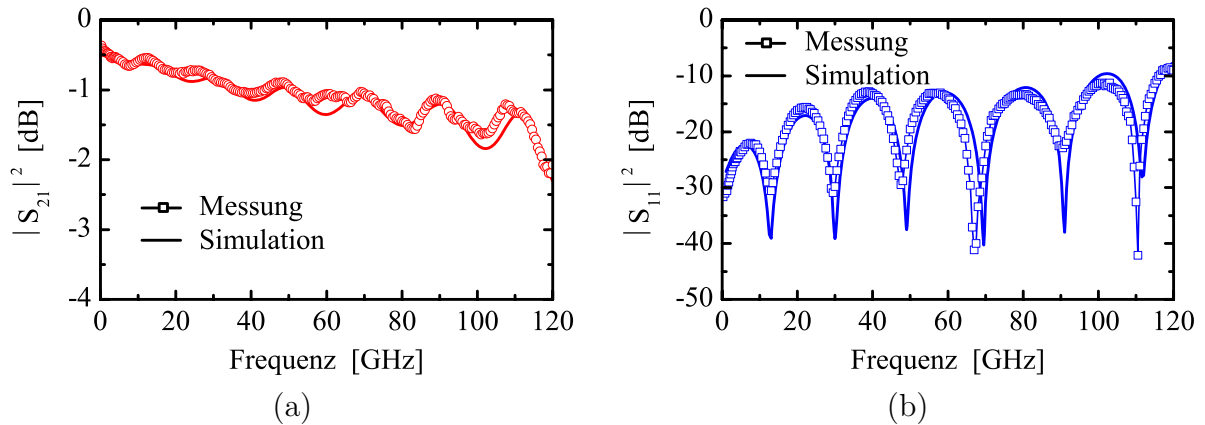


Abbildung 5.23: Gemessene und simulierte (a) Einfügedämpfung und (b) Reflexionsfaktor einer 3 mm langen Flip-Chip montierten Koplanarleitung auf einem GaAs-Träger.

an einer aktiven Millimeterwellen-Schaltung überprüft. Als Schaltkreis diente ein breitbandiger W-Band-Verstärker. Die simulierten Streuparameter vor der Flip-Chip-Montage sind in Abb. 5.24(a) den Messdaten des auf  $100 \mu\text{m}$  gedünnten und auf einer Quarzscheibe befestigten Verstärkerchips gegenübergestellt. Wie aus der Abbildung zu entnehmen ist, konnte der Verlauf der Kleinsignalverstärkung und der beiden Reflexionsfaktoren durch die Simulationsdaten sehr gut wiedergegeben werden. Die gemessenen und simulierten S-Parameter nach der Flip-Chip-Montage des Verstärker-MMIC auf einem  $110\text{-}\Omega\cdot\text{cm}$ -Siliciumträger sind in Abb. 5.24(b) dargestellt. Auch nach dem Flip-Chip-Aufbau des Millimeterwellen-Schaltkreises beschreiben die simulierten Streuparameter das Verstärkerverhalten im charakterisierten Frequenzbereich zwischen 75 und 110 GHz hervorragend. So wurde der flache Verlauf des eingangsseitigen Reflexionsfaktors ( $S_{11}$ ) mit -10 dB sehr ge-

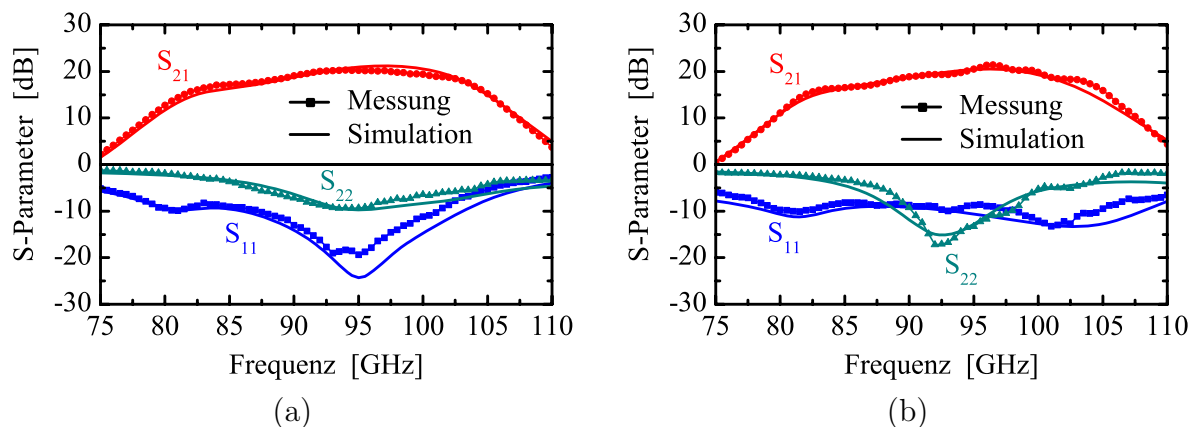


Abbildung 5.24: Gemessene und simulierte Streuparameter eines breitbandigen W-Band-Verstärker-MMIC ( $h_c = 100 \mu\text{m}$ ) für (a) die Montage auf einer 2 mm dicken Quarzscheibe und (b) den Flip-Chip-Aufbau auf einem dotierten Siliciumträger mit einem spezifischen Widerstand von  $110 \Omega\cdot\text{cm}$ .



nau prognostiziert sowie die verbesserte Anpassung am Verstärkerausgang ( $S_{22}$ ) mit -15 dB bei 94 GHz nahezu exakt vorherbestimmt. Mit den vorgestellten Simulations- und Messergebnissen für aktive und passive Millimeterwellen-Schaltkreise konnte die Gültigkeit des entwickelten Flip-Chip-Ersatzschaltbildes im charakterisierten Frequenzbereich zwischen 0,25 und 120 GHz erfolgreich demonstriert werden.

### 5.3 Breitbandiges W-Band-Verstärkermodul in Flip-Chip-Aufbautechnik

Unter Berücksichtigung der in dieser Arbeit gewonnenen Ergebnisse zur Unterdrückung von unerwünschten parasitären Moden im integrierten Hochfrequenzschaltkreis sowie innerhalb des Flip-Chip-Trägers wurde ein breitbandiger W-Band-Verstärkerchip mittels Flip-Chip-Technik in einem WR-10-Hohlleitergehäuse aufgebaut [22]. Eine Fotografie des geöffneten Millimeterwellenmoduls ist in Abb. 5.25(a) dargestellt. Abb. 5.25(b) zeigt eine Detailaufnahme des Flip-Chip montierten Verstärker-MMIC mit den zugehörigen Spannungsversorgungsleitungen und den Übergängen in den Hohlleiter. Zur Reduzierung von parasitären Substratmoden wurde der Verstärkerchip auf  $100 \mu\text{m}$  abgedünnt. Die anschließende Flip-Chip-Montage der monolithischen Schaltung erfolgte auf einem dotierten Siliciumträger mit einem spezifischen Widerstand von  $110 \Omega\cdot\text{cm}$ . Weiterhin sind in der rechts dargestellten Detailaufnahme 10 nF große Abblockkondensatoren zum Schutz vor hochfrequenten Einstreuungen über die Spannungsversorgung abgebildet. Von diesen SMD-Kondensatoren (surface mounted device) führen  $17 \mu\text{m}$  dicke Bonddrähte zu miniaturisierten Chip-Kondensatoren mit einer Kapazität von 120 pF und letztlich zum Flip-Chip-Träger. Die ein- und ausgangsseitigen Koplanar-zu-Hohlleiter-Übergänge wurden auf  $127 \mu\text{m}$  dicken Quarzsubstrata-

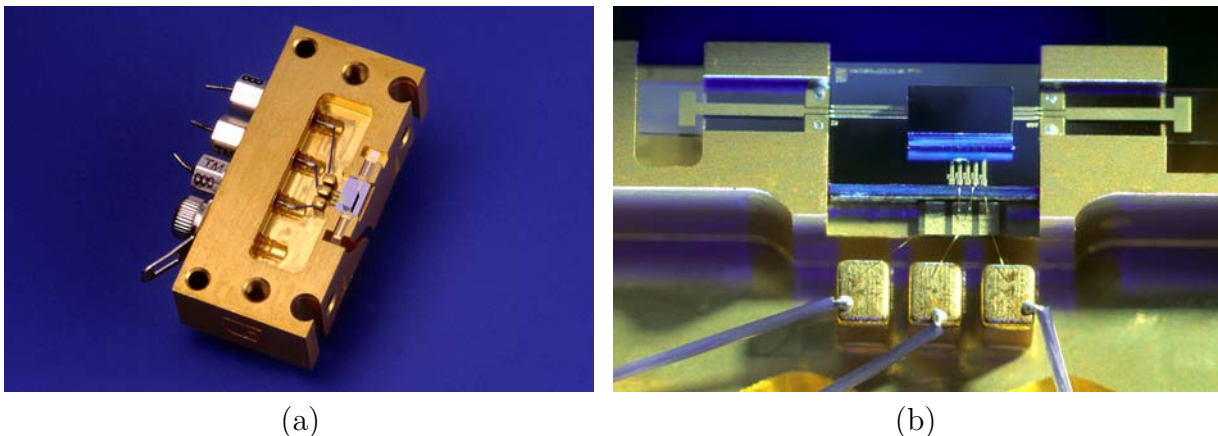


Abbildung 5.25: (a) Fotografie des in Flip-Chip-Aufbautechnik realisierten breitbandigen W-Band-Verstärkermoduls und (b) Detailaufnahme des Flip-Chip montierten Verstärker-MMIC mit zugehöriger Spannungsversorgung und den Übergängen in die beiden WR-10-Hohlleiterkanäle.

ten realisiert [119]. Die aufgedampfte Antennenstruktur sorgt für einen verlust- und reflexionsarmen Übergang des Streifenleiters in den W-Band-Hohlleiter. Der Korpus des Hohlleitergehäuses besteht aus Messing, welches nach der mechanischen Fertigung mit einer  $1 \mu\text{m}$  dicken Goldschicht überzogen wurde. Die Gesamtgröße des zusammengesetzten Hohlleitermoduls beträgt  $32 \times 23 \times 18 \text{ mm}^3$ .

Die vektoriell bestimmten Streuparameter des aufgebauten W-Band-Verstärkermoduls sind in Abb. 5.26(a) dargestellt. Ebenfalls abgebildet sind die gemessenen Werte des Flip-Chip montierten Verstärker-MMIC vor dem Einbau in das Hohlleitermodul. Aus den aufgenommenen Messdaten ergab sich eine sehr gute Übereinstimmung der Kleinsignalverstärkung und der beiden Reflexionsfaktoren vor und nach dem Aufbau in das Millimeterwellengehäuse. Lediglich die Rückwirkung ( $S_{12}$ ) des fertiggestellten Verstärkermoduls wich um ca. 15 dB von den Werten des Flip-Chip montierten MMICs vor dem Gehäuseeinbau ab, was an der erhöhten parasitären Verkopplung zwischen dem Verstärkerschaltkreis und den Gehäuseelementen lag. Das aufgebaute Flip-Chip-Verstärkermodul erzielte eine Kleinsignalverstärkung von über 15 dB zwischen 83 und 100 GHz sowie ein- und ausgangsseitige Anpassungen von besser als -10 dB zwischen 90 und 98 GHz. Die geforderte unbedingte Stabilität des aufgebauten W-Band-Verstärkermoduls konnte mit einem Stabilitätsfaktor von  $\mu > 1$  im gesamten gemessenen Frequenzbereich nach Abb. 5.26(b) demonstriert werden.

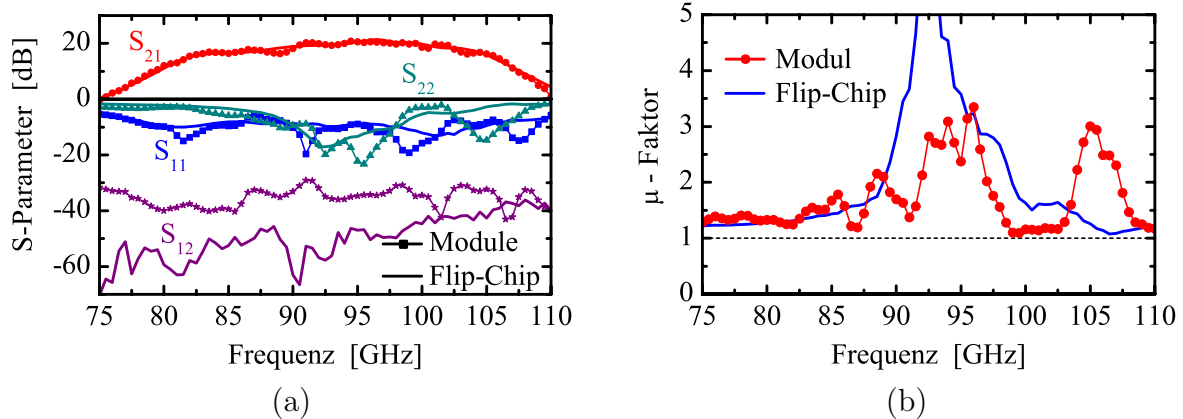


Abbildung 5.26: Gemessene (a) Streuparameter und (b)  $\mu$ -Faktor des breitbandigen W-Band-Flip-Chip-Verstärkermoduls. Ebenfalls dargestellt sind die gemessenen Werte des Flip-Chip montierten Verstärkerschaltkreises vor dem Einbau in das WR-10-Hohlleitergehäuse.



## 5.4 Rauscharmes W-Band-Verstärkermodul in Drahtbondtechnik

Zum Einsatz in einem direktempfangenden 94-GHz-Einkanal-Radiometer wurde ein rauscharmer W-Band-Verstärker-MMIC in Face-up-Orientierung mittels Drahtbondtechnik in einem WR-10-Hohlleitermodul aufgebaut. Die drei demontierten Einzelteile des entwickelten Splitblockgehäuses zeigt Abb. 5.27(a). Neben dem Verstärkerschaltkreis sind die Übergänge vom MMIC in die ein- und ausgangsseitigen Hohlleiterkanäle sowie die in das Gehäuse integrierte Spannungsregelung abgebildet. Der Anschluss der Versorgungsspannung erfolgt über einen miniaturisierten SMB-Steckverbinder. Die Gesamtabmessung des zusammengesetzten Hohlleitermoduls beträgt  $32 \times 20 \times 18 \text{ mm}^3$ . Eine Detailaufnahme des mit einem elektrisch leitenden Silberepoxidkleber befestigten Verstärkerchips ist in Abb. 5.27(b) dargestellt. Zur Unterdrückung von parasitären Substratmoden wurde der

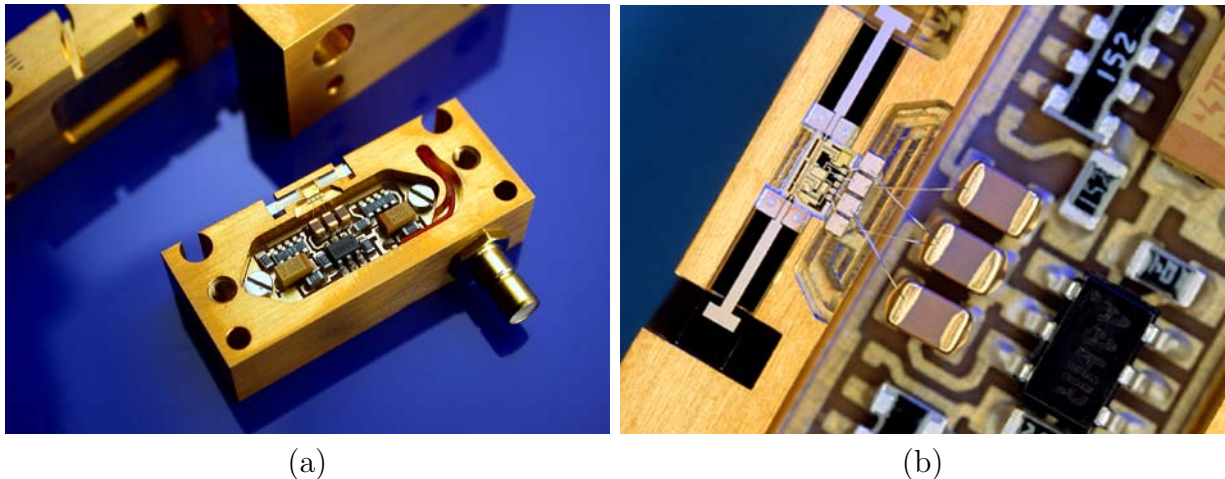


Abbildung 5.27: (a) Fotografie des in Drahtbondtechnik montierten rauscharmen W-Band-Verstärkermoduls und (b) Detailaufnahme des eingebauten Verstärker-MMIC mit zugehöriger Spannungsversorgung und den Übergängen in die WR-10-Hohlleiterkanäle.

rauscharme Verstärkerschaltkreis auf  $100 \mu\text{m}$  abgedünnt und anschließend auf einem gefrästen, 1 mm tiefen Hohlraum nach Abb. 5.2(d) montiert. Die sehr geringe Leistungsaufnahme des rauscharmen Verstärkers ermöglichte diese thermisch eher unvorteilhafte Montagetechnik. Die Verlustleistung des W-Band-MMIC im Arbeitspunkt für minimales Rauschen betrug lediglich 40 mW. Die erzeugte Wärmeleistung wurde durch den thermisch leitenden Verstärkerchip gespreizt und über die Auflageflächen an das vergoldete Messinggehäuse abgegeben. Die hochfrequente Abblockung des Schaltkreises gegenüber unerwünschten Einstreuungen der Spannungsversorgung erfolgte, wie schon bei dem mittels Flip-Chip-Technik aufgebauten Millimeterwellenmodul, mit 120 pF großen Chip- und 10 nF großen SMD-Kondensatoren.

In Abb. 5.28(a) sind die im Frequenzbereich des W-Bands gemessenen Streuparameter des aufgebauten Verstärkermoduls dargestellt. Zu Vergleichszwecken wurden die vor

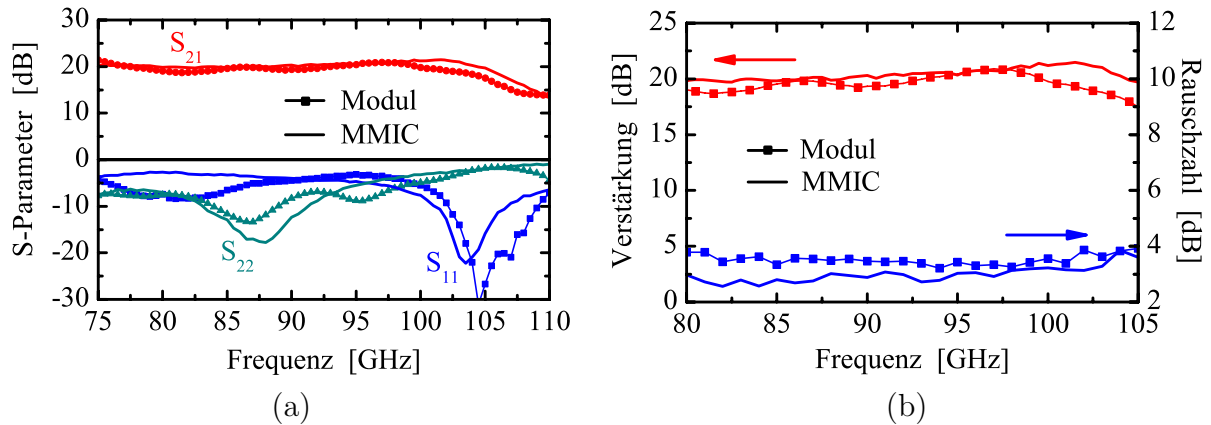


Abbildung 5.28: Gemessene (a) Streuparameter und (b) bei Raumtemperatur ( $T = 293$  K) aufgezeichnete Rauschzahl und Verstärkung des rauscharmen W-Band-Verstärkermoduls. Ebenfalls dargestellt sind die gemessenen Werte des gedünnten MMIC vor dem Einbau in das WR-10-Hohlleitergehäuse.

dem Einbau auf einer 2 mm dicken Quarzscheibe bestimmten S-Parameter des gedünnten Verstärker-MMIC abgebildet. Die gemessene Kleinsignalverstärkung des rauscharmen Millimeterwellenmoduls von ca. 19 dB zwischen 75 und 105 GHz weist einen sehr flachen Verlauf mit einer Schwankungsbreite von lediglich  $\pm 1$  dB auf. Weiterhin konnte eine sehr gute Übereinstimmung mit den vor dem Aufbau bestimmten Daten des Einzelchips erzielt werden. Dies bedingt einen sehr reflexions- und verlustarmen Übergang vom Hohlleiterkanal in die Streifenleitungsumgebung und weiterhin über die Bonddrahtverbindung auf den monolithischen Verstärkerchip. Die Verluste dieser beiden Übergänge können durch die in Abb. 5.28(b) dargestellte Messung der Rauschzahl des Hohlleitermoduls und des Einzelchips abgeschätzt werden. So erhöhte sich die vor dem Einbau bestimmte Rauschzahl des Verstärker MMIC von ca. 3 dB auf einen durchschnittlichen Wert von 3,5 dB nach der Montage in das Millimeterwellengehäuse. Da bei den gegebenen Verstärkungswerten nur die eingangsseitigen Verluste des W-Band Verstärkermoduls zu einer Erhöhung der Rauschzahl beitragen, weisen die auftretenden Gesamtverluste zwischen dem Hohlleiteranschluss und dem Eingang des Verstärker MMIC einen hervorragenden Wert von weniger als 0,5 dB auf. Die bei Raumtemperatur ( $T = 293$  K) gemessene Rauschzahl des Verstärkermoduls verläuft im charakterisierten Frequenzbereich zwischen 80 und 105 GHz unterhalb von 4 dB mit einem minimalen Wert von 3,2 dB bei 94 GHz.

### Direktempfängendes 94-GHz-Einkanalradiometer

Die im Rahmen dieser Arbeit entwickelten rauscharmen W-Band-Verstärkermodule wurden in Zusammenarbeit mit dem Forschungsinstitut für Hochfrequenzphysik und Radartechnik (FHR) der Forschungsgesellschaft für Angewandte Naturwissenschaften e.V. (FGAN) zum Aufbau eines abbildenden 94-GHz-Einkanalradiometers benutzt. Der am FGAN-FHR Institut in Wachtberg-Werthhoven realisierte Systemdemonstrator beruht auf dem Dicke-

Prinzip [120] mit einem eingangsseitig platzierten, verlustarmen Schalter zur Kalibrierung von Amplitudenschwankungen der rauscharmen W-Band-Verstärkerschaltkreise. Ein gewichtiger Vorteil des direkt empfangenden Radiometers ist, dass auf eine hochfrequente Mischerschaltung und somit auf die aufwändige Erzeugung eines spektral reinen LO-Signals verzichtet werden kann. Ein Blockschaltbild des realisierten 94-GHz-Radiometerempfangskanals ist in Abb. 5.29 dargestellt. Der Empfangsteil des Radiometers besteht aus einer

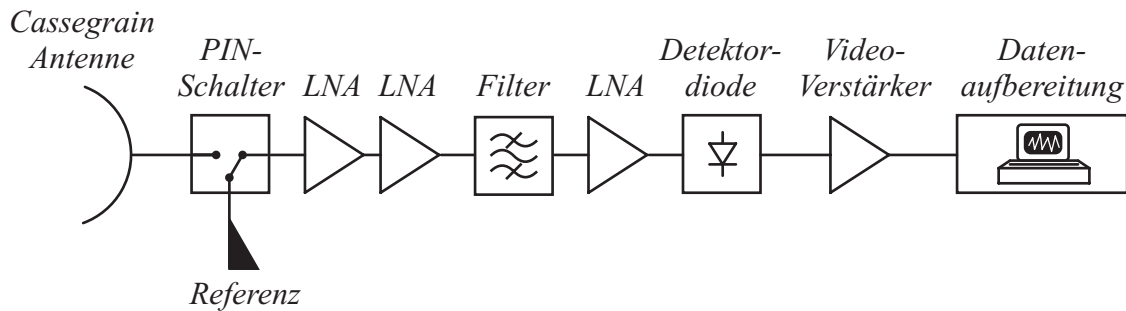


Abbildung 5.29: Blockschaltbild des 94-GHz-Radiometerempfangskanals.

Cassegrain-Antenne mit einem Durchmesser von 60 cm. Ein im Brennpunkt der Antenne montierter Subreflektor fokussiert das empfangene Signal auf eine sich im Zentrum des Paraboloids befindliche Hornantenne. Direkt hinter der Hornantenne wurde ein Pin-Diodenschalter zur Kalibration von Amplitudenschwankungen des Empfangskanals angebracht. Dieser schaltet mit einer Frequenz von 2 kHz abwechselnd das eingehende Signal sowie ein definiertes Referenzrauschsignal auf den Hochfrequenzempfänger. Wird die Rauschtemperatur der Referenz so gewählt, dass sie ungefähr dem empfangenen Signal entspricht, ergibt sich für das Dicke-Radiometer nach [121] eine thermische Empfindlichkeit von

$$\Delta T = 2 \cdot \frac{T_A + T_N}{\sqrt{B \cdot \tau}} \quad (5.3)$$

mit

- $T_A$  = Rauschtemperatur der Antenne
- $T_N$  = Rauschtemperatur des Empfangskanals
- $B$  = Hochfrequenz-Bandbreite des Signals
- $\tau$  = Integrationszeit

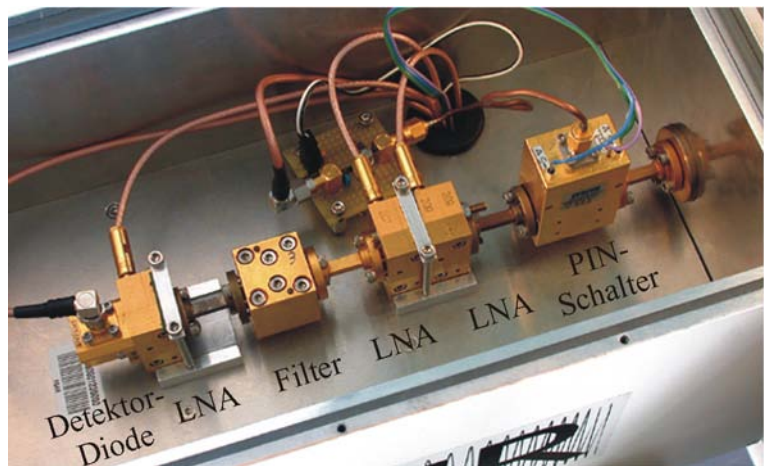
Um die geringe Amplitude des eingehenden Signals auf einen vom Synchron-Detektor verarbeitbaren Pegel anzuheben, wurden drei rauscharme Verstärkermodule mit jeweils ca. 20 dB Verstärkung eingebaut. Der sehr breitbandige Verstärkungsverlauf der entwickelten rauscharmen Schaltkreise wurde mit einem Hohlleiterfilter auf 5 GHz reduziert, was der Bandbreite des eingangsseitigen PIN-Schalters entsprach. Die Begrenzung der Bandbreite wurde notwendig, um ein lineares Verhalten der letzten Verstärkerstufe zu gewährleisten.

Durch die sehr hohe Verstärkung von nahezu 60 dB über eine Bandbreite von 35 GHz kam es ohne das Bandpassfilter zu einer Verstärkungskompression des letzten Verstärkermoduls. Abgeschlossen wurde der Empfangskanal mit einem Schottkydioden-Detektor, der das eingehende, hochfrequente Signal in eine Gleichspannung umsetzte. Dieses der Eingangsleistung äquivalente DC-Signal wurde anschließend mit einem Operationsverstärker im Pegel angehoben und der Datenaufbereitung zugeführt.

Eine Fotografie des realisierten Systemdemonstrators zeigt Abb. 5.30(a) während in Abb. 5.30(b) die Einzelkomponenten des radiometrischen Empfangskanals dargestellt sind. Zum Abtasten der beobachteten Szene wurde das 94-GHz-Radiometer auf einem Drehstand der Firma Orbit Advanced Technologies montiert. Der Zwei-Achsen-Positionierer ermöglichte einen Schwenkbereich in Azimutrichtung von  $200^\circ$  und entlang der Elevationsachse von  $95^\circ$  mit einer absoluten Positioniergenauigkeit von  $0,001^\circ$ . Die Ansteuerung des Drehstands sowie die Messdatenerfassung und Auswertung erfolgte über einen handelsüblichen Personal-Computer.



(a)



(b)

Abbildung 5.30: (a) Fotografie des aufgebauten 94-GHz-Radiometersystems mit Drehtisch und Steuereinheit und (b) Detailaufnahme des radiometrischen Empfangskanals.

Zur Verifikation der Funktionsweise des direkt empfangenden Einkanalradiometers wurde die Großantennenanlage TIRA (Tracking and Imaging Radar) auf dem Institutsgelände der FGAN abgebildet. In Abb. 5.31(a) ist eine Fotografie des 55 m hohen Radoms dargestellt. Die passiven Aufnahmen in Abb. 5.31(b) und (c) demonstrieren die technischen Möglichkeiten des radiometrischen Empfängers. Aufgrund der elektromagnetischen Transparenz des Radoms kann in der Millimeterwellenabbildung im Gegensatz zur optischen Darstellung die Ausrichtung der 34 m großen Parabolantenne sichtbar gemacht werden.

Ein gewichtiger Vorteil der eingesetzten Millimeterwellen ist, dass sie durch atmosphärische Witterungseinflüsse wie Wolken, Nebel, Staub oder Schnee wesentlich weniger gedämpft werden als Infrarotstrahlung oder sichtbares Licht. Daher besteht an bildgebenden Radiometern in diesem Spektralbereich für den zukünftigen Einsatz in Systemen

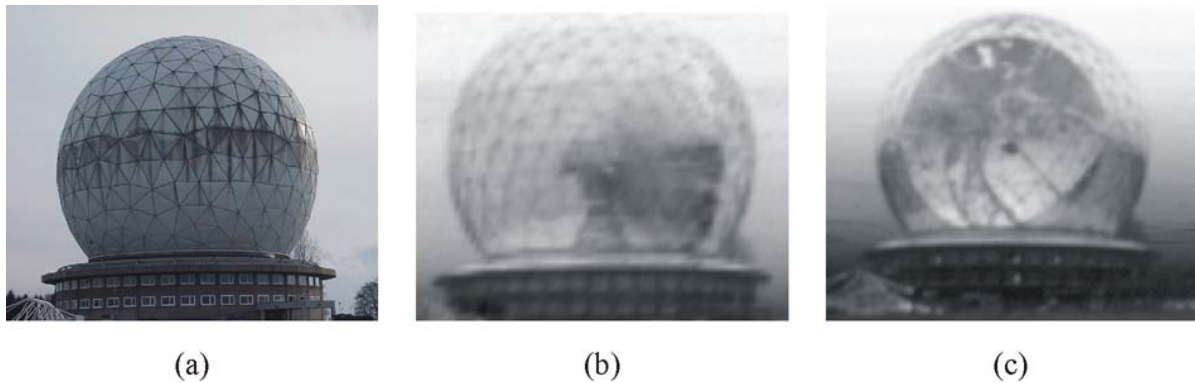


Abbildung 5.31: (a) Fotografie des Radoms der Großantennenanlage TIRA und (b) radiometrische Abbildung der gleichen Szene mit sichtbarer Ausrichtung der TIRA-Antenne nach rechts und (c) radiometrische Abbildung mit Antennenausrichtung nach vorne (mit freundlicher Genehmigung von FGAN-FHR).

zur Flugsicherheit (Start- und Landebahnüberwachung, Detektion von Hochspannungsleitungen, Schlechtwetterlandehilfe) als auch im Straßenverkehr oder der Schifffahrt ein großes Interesse. Durch ihren passiven Charakter (radiosilent) weisen sie besonders für militärische Anwendungen wie der Allwetteraufklärung oder der Zielerfassung eine sehr hohe Attraktivität auf. Weiterhin sind Millimeterwellen in der Lage die meisten Textilien zu durchdringen, wodurch sie zur Detektion von versteckt am Körper getragenen Waffen bis hin zu Plastiksprengstoffen genutzt werden können. Von entscheidendem Vorteil ist hierbei ebenfalls die rein passive Detektion und somit der gesundheitlich unbedenkliche Einsatz.

## 5.5 94-GHz-Leistungsverstärkermodul in Drahtbondtechnik

Neben den oben beschriebenen rauscharmen Verstärkermodulen wurden mehrere 94-GHz-Leistungsverstärkermodule in Drahtbondtechnik realisiert. Diese Hohlleitermodule dienen zur Ansteuerung des Klystrons im Sendezweig des experimentellen Synthetischen Apertur Radars Memphis des FGAN-FHR-Instituts [18]. Weiterhin wurden sie zur Erhöhung des LO-Pegels der eingesetzten Empfangsmischer benutzt. Die Fotografie eines zweiteiligen Leistungsverstärkermoduls ist in Abb. 5.32(a) dargestellt. Zur Reduktion von parasitären Moden im Chipsubstrat wurde der Verstärkerschaltkreis auf  $100\ \mu\text{m}$  abgedünnt und anschließend mit einem elektrisch nichtleitenden Epoxidkleber auf einem dotierten  $110\text{-}\Omega\cdot\text{cm}$ -Siliciumträger befestigt. Aufgrund der um den Faktor 3 erhöhten thermischen Leitfähigkeit des Siliciumträgers gegenüber dem semiisolierenden GaAs-Substrat des MMIC ergaben sich durch diese Aufbaukonfiguration auch Vorteile hinsichtlich der Ableitung der entstehenden Verlustwärme. Eine Detailaufnahme des aufgebauten 94-GHz-Leistungsverstärker-MMIC zeigt Abb. 5.32(b). Zur Einkopplung der elektromagnetischen Wellen wurde bei diesem



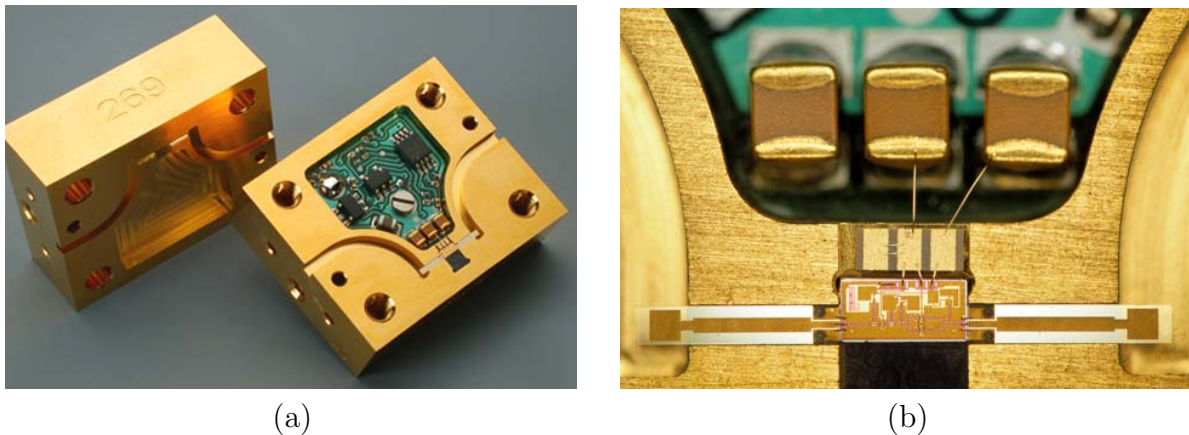


Abbildung 5.32: (a) Fotografie des in Drahtbondtechnik aufgebauten 94-GHz-Leistungsverstärkermoduls und (b) Detailaufnahme des auf einem dotierten Siliciumträger montierten Verstärker MMIC mit zugehöriger Spannungsversorgung und den longitudinalen Übergängen in die beiden WR-10-Hohlleiterkanäle.

Modul ein longitudinaler Übergang vom Hohlleiter auf das Quarzsubstrat realisiert. D. h., die metallisierte Seite der bedampften Quarzträger ragt durch die breite Wand des Hohlleiterkanals in den Hohlleiter und ist in Richtung des elektrischen Feldes ausgerichtet. Die longitudinale Einkopplung bietet weiterhin den Vorteil, dass das Millimeterwellengehäuse nur zweigeteilt werden muss. Dabei befindet sich die eine Hälfte des WR-10-Hohlleiters im Gehäusedeckel während das exakt ausgerichtete Gegenstück im Gehäusekorpus verläuft. Durch diese Anordnung konnte die Anzahl der verwendeten Schraubverbindungen und Passstifte deutlich reduziert werden, was zu sehr kompakten Abmessungen des Verstärkermoduls führte. Die Gesamtgröße des entwickelten Leistungsverstärkermoduls mit integrierter Spannungsregelung betrug  $25 \times 20 \times 20 \text{ mm}^3$ .

Die vor und nach dem Einbau des Verstärker MMIC gemessenen Streuparameter sowie das Verstärkerverhalten bei Großsignalaussteuerung sind in Abb. 5.33(a) und Abb. 5.33(b) dargestellt. Das Leistungsverstärkermodul erzielte eine Kleinsignalverstärkung von mehr als 10 dB zwischen 90 und 110 GHz mit einer maximalen Verstärkung von 13 dB bei 94 GHz. Im Vergleich zur Messung des abgedünnten MMIC vor dem Aufbau ergab sich eine Reduktion der linearen Verstärkung von ca. 1 dB. Daraus lassen sich sehr geringe Übergangsverluste vom Hohlleiteranschluss bis zum Eingang des Verstärkerchips von lediglich 0,5 dB berechnen. Die ein- und ausgangsseitigen Anpassungen des aufgebauten Hohlleitermoduls sind zwischen 91 und 107 GHz im Bereich von -10 dB und stimmen sehr gut mit den Werten des Einzelchips überein, was für eine hervorragende Anpassung der auf Quarzsubstraten realisierten Koplanar-zu-Hohlleiter-Übergängen spricht. Ein ähnliches Verhalten zeigt die über der Eingangsleistung aufgetragene Ausgangsleistung des Leistungsverstärkermoduls. Mit einer Sättigungsleistung von 18 dBm lag der aufgebaute MMIC lediglich 0,5 dB unter den gemessenen Werten des Einzelchips. Diese Differenz lässt sich durch die sehr geringen Übergangsverluste vom MMIC über die Bonddrahtverbindungen auf den Quarzträger und letztlich in den WR-10-Hohlleiterkanal erklären.

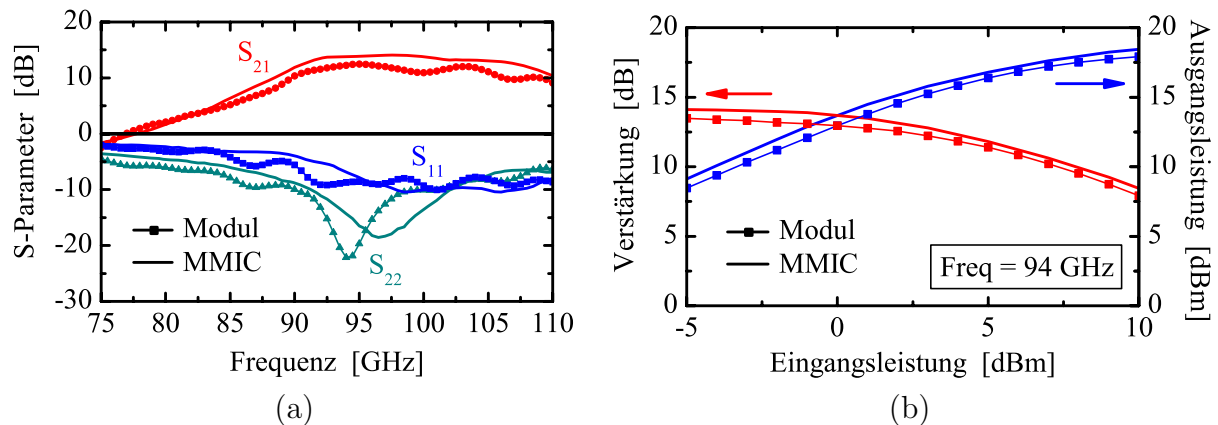


Abbildung 5.33: Gemessene (a) Streuparameter und (b) Leistungsdaten eines 94-GHz-Leistungsverstärkermoduls. Ebenfalls dargestellt sind die gemessenen Werte des gedünnten und auf einem dotierten Siliciumträger montierten MMIC vor dem Einbau in das WR-10-Hohlleitergehäuse.

## 5.6 94-GHz-FMCW-Radarmodul

Zur Entwicklung von hochauflösenden, industriellen Nahbereichssensoren sowie zur Realisierung von aktiven bildgebenden Systemen wurden die in Abschnitt 4.4.2 vorgestellten frequenzmodulierten 94-GHz-Dauerstrichradar-MMICs in W-Band-Hohlleitermodule eingebaut [6]. Die Montage der multifunktionalen Radarschaltungen erfolgte sowohl mittels Drahtbondtechnik in Face-up-Orientierung als auch in Flip-Chip-Aufbautechnik auf dotierten  $110\text{-}\Omega\cdot\text{cm}$ -Siliciumträgern.

### 5.6.1 Montage in Drahtbondtechnik

Zum Aufbau der 94-GHz-Radarsensoren in Drahtbondtechnik wurden die monolithisch integrierten Schaltkreise auf eine Chipdicke von  $100\ \mu\text{m}$  abgedünnt und anschließend auf einem dotierten Siliciumträger montiert. Die gewählte Aufbaukonfiguration diente zur Unterdrückung von parasitären Moden im Substrat der multifunktionalen Schaltung und somit zu einer deutlichen Reduktion des Übersprechens zwischen einzelnen Schaltungskomponenten. Eine Fotografie des realisierten 94-GHz-Radarmoduls zeigt Abb. 5.34(a). Die Gesamtgröße des vollständig integrierten FMCW-Sensors beträgt  $34 \times 24 \times 10\ \text{mm}^3$ . Eine Detailaufnahme des geöffneten Hohlleitermoduls ist in Abb. 5.34(b) dargestellt. Dabei ist in der Mitte des Bildes der lediglich  $2 \times 3\ \text{mm}^2$  große MMIC mit den angeschlossenen Abblockkondensatoren der Spannungsversorgung zu erkennen. Das nach rechts verlaufende Quarzsubstrat mit aufgedampftem Streifenleiter und Antenne stellt den Übergang vom koplanaren Radarchip zum WR-10-Ausgangshohlleiter dar. Über den auf der linken Seite des Moduls befestigten Steckverbinder lässt sich ein niederfrequentes Eingangssignal zur Injektionsstabilisierung des spannungsgesteuerten Oszillators einspeisen, was zu einer Reduktion des Phasenrauschens des Oszillatorsignals führt [109]. Die oberhalb und unterhalb des FMCW-MMIC angebrachten SMA-Buchsen dienen zum Anschluss der Abstimmspan-

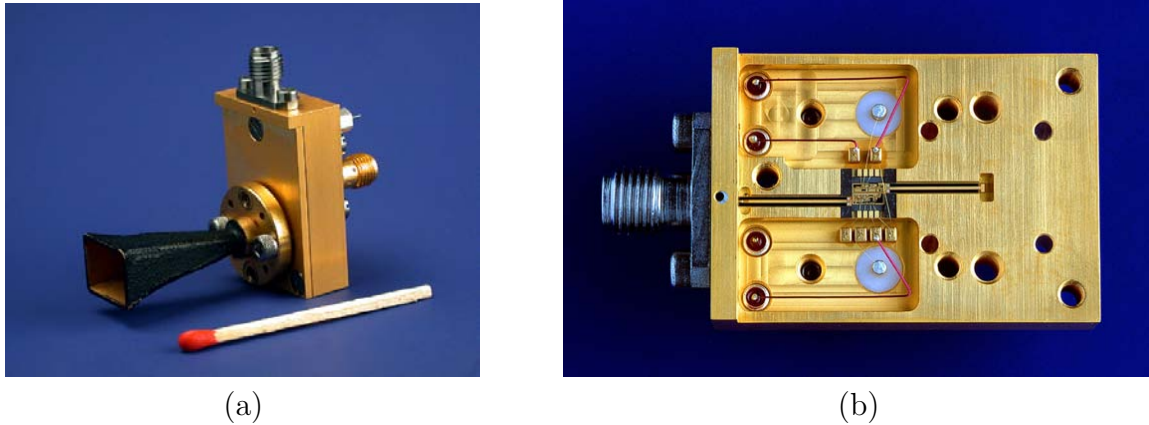


Abbildung 5.34: (a) Fotografie des in Drahtbondtechnik aufgebauten 94-GHz-FMCW-Radarmoduls und (b) Detailaufnahme des auf einem dotierten Siliciumträger montierten, vollständig monolithisch integrierten FMCW-Radar-MMIC mit zugehöriger Spannungsversorgung und Übergang in den WR-10-Hohlleiterkanal.

nung sowie zum Abgriff des Zwischenfrequenzsignals.

Die gemessene Frequenzänderung und Ausgangsleistung des Radarmoduls als Funktion der Abstimmspannung zeigt Abb. 5.35(a). Der aufgebaute 94-GHz-Sensor erzielte eine Abstimmbandbreite von 6 GHz und eine mittlere Ausgangsleistung von 0 dBm im Frequenzbereich zwischen 90 und 96 GHz. Die Konversionseigenschaften des Empfangskanals sind in Abb. 5.35(b) dargestellt. Für eine Eingangsleistung von -25 dBm bei 94 GHz ergab sich bei einer Zwischenfrequenz von 400 MHz eine Amplitude des ZF-Signals von -24 dBm und somit ein Konversionsgewinn von 1 dB.

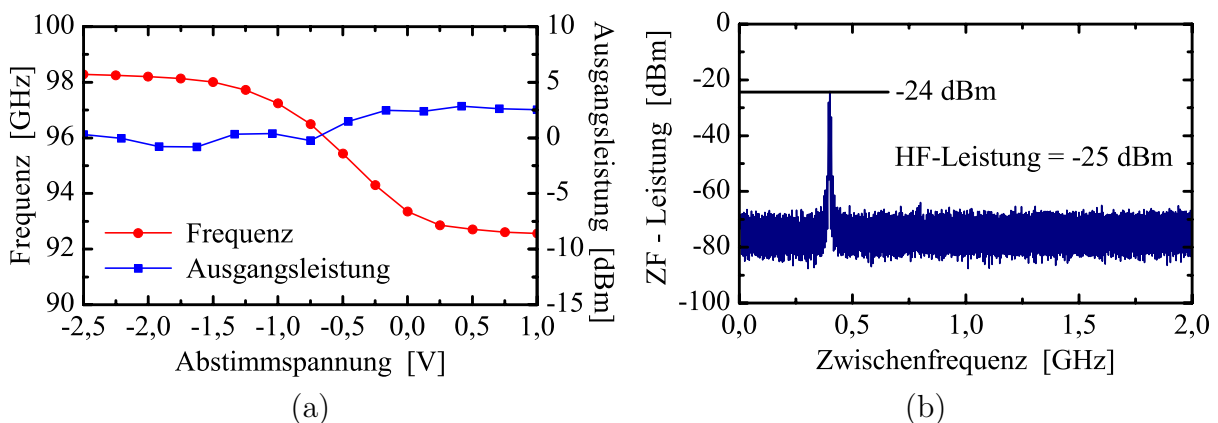


Abbildung 5.35: Gemessene (a) Frequenz und Ausgangsleistung als Funktion der Abstimmspannung und (b) Konversionseigenschaften des in Drahtbondtechnik aufgebauten 94-GHz-FMCW-Radarmoduls.



### 5.6.2 Montage in Flip-Chip-Aufbautechnik

Neben dem in Drahtbondtechnik montierten Radarsensor wurde weiterhin ein 94-GHz-FMCW-Radarmodul in Flip-Chip-Aufbautechnik realisiert. Eine Rasterelektronenmikroskopaufnahme des dotierten Flip-Chip-Trägers aus Silicium ist in Abb. 5.36 dargestellt. Der spezifische Widerstand des prozessierten Siliciumträgers betrug  $110 \Omega\cdot\text{cm}$ . Dieser Wert

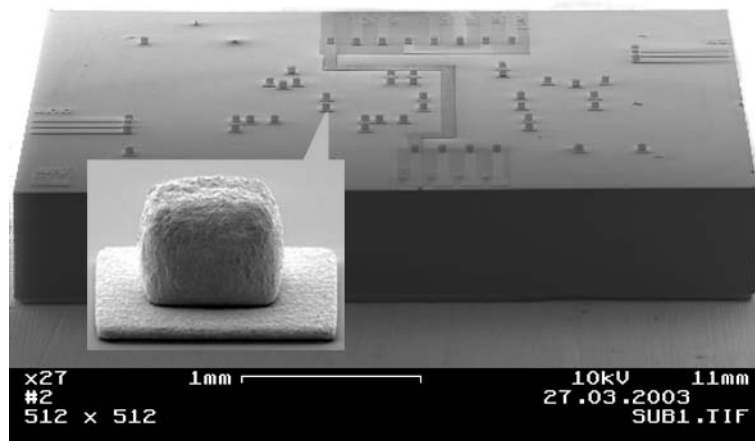


Abbildung 5.36: Rasterelektronenmikroskopaufnahme des entworfenen Siliciumträgers zum anschließenden Flip-Chip-Aufbau des 94-GHz-FMCW-Radarsensors. Ebenfalls dargestellt ist eine vergrößerte Aufnahme der galvanisch gewachsenen ca.  $28 \mu\text{m}$  hohen Goldbumps.

ergab nach Abschnitt 5.1.4 einen guten Kompromiss zwischen der Reduktion des Übersprechens auf dem dielektrischen Träger sowie der Zunahme der Leitungsdämpfung des koplaren Wellenleiters. Weiterhin konnte mit dem gewählten Trägermaterial eine erfolgreiche Unterdrückung von parasitären Verkopplungen bei gleichzeitig guter thermischer Leitfähigkeit demonstriert werden. Zur gegenseitigen Isolation aller auf dem elektrisch leitenden Siliciumträger aufgebrachtener Leiterbahnen wurde im Bereich der DC- und HF-Zuleitungen vor dem Abscheiden des Galvanikgolds eine  $300 \text{ nm}$  dicke Siliciumnitridschicht aufgetragen. Die Flip-Chip-Montage der FMCW-Radar-MMICs erfolgte mittels galvanisch aufgewachsenen Goldbumps mit einem quadratischen Querschnitt von  $20 \times 20 \mu\text{m}^2$ . Eine vergrößerte Aufnahme der ca.  $28 \mu\text{m}$  hohen Verbindungspfeile ist ebenfalls in Abb. 5.36 dargestellt. Neben den hochfrequenten Bumpverbindungen zur Injektionsstabilisierung des VCO sowie zur Aus- bzw. Einkopplung des Sendes- und Empfangssignals wurden mehrere Flip-Chip-Bumps zur Kontaktierung der Spannungsversorgung sowie zur Ableitung der entstehenden Verlustwärme (sogenannte thermische Bumps) platziert.

Die gemessene Abstimmbandbreite und Ausgangsleistung des aufgebauten 94-GHz-Radarmoduls zeigt Abb. 5.37. Ebenfalls dargestellt sind die vor dem Einbau in das Hohlleitergehäuse bestimmten Werte des Flip-Chip montierten Einzelchips. Der aufgebaute Radarsensor erzielte eine Abstimmbandbreite von  $6 \text{ GHz}$  im Frequenzbereich zwischen  $91$  und

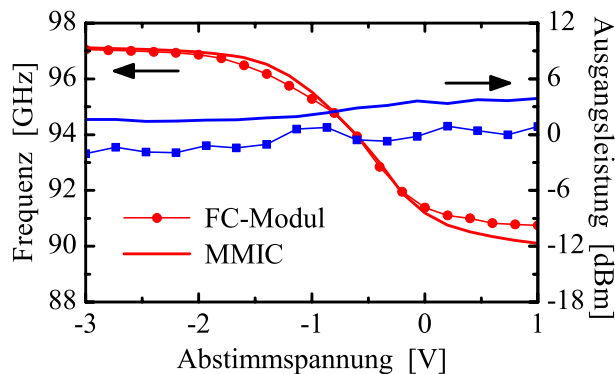


Abbildung 5.37: Gemessene Frequenz und Ausgangsleistung als Funktion der Abstimmspannung des in Flip-Chip-Aufbautechnik realisierten 94-GHz-FMCW-Radarmoduls. Ebenfalls dargestellt sind die vor dem Einbau bestimmten Werte des Flip-Chip montierten Einzelchips.

97 GHz mit einer Ausgangsleistung von 0 dBm. Aus dem Vergleich mit den Messwerten des Einzelchips geht eine sehr gute Übereinstimmung hinsichtlich der erzielten Abstimmcharakteristik hervor. Dies bedeutet, dass die parasitären Verkopplungen durch den Einbau in das Millimeterwellengehäuse sehr gering sind. Die gemessene Ausgangsleistung des Radarmoduls liegt im Mittel 2,5 dB unter den Werten des Flip-Chip montierten Einzelchips, was durch die auftretenden Übergangsverluste vom MMIC bis zur Einkopplung in den WR-10-Hohlleiterkanal erklärt werden kann.

### 5.6.3 94-GHz-Radarsensor zur echtzeitfähigen Prozessüberwachung

Aufgrund seiner zerstörungsfreien und berührungslosen Funktionsweise sowie der hohen räumlichen Auflösung und Echtzeitfähigkeit eröffnet der hier vorgestellte Millimeterwellensensor eine Vielzahl von interessanten Anwendungsbereichen wie der Füllstandsmessung von Flüssigkeiten oder Schüttgütern, der Oberflächenanalyse von Werkstoffen und Werkzeugen, dem Nachweis von Hohlräumen und Defekten in Materialien sowie der Messung und Charakterisierung von Schichtdicken. Die Unempfindlichkeit der Millimeterwellen gegenüber Staub, Dampf, Nebel und Hitze ist ein weiterer Vorteil der im Rahmen dieser Arbeit realisierten FMCW-Radarmodule. Durch den Einsatz von abbildenden Verfahren, wie dem mechanischen Abtasten oder einer Flächenanordnung von mehreren Radarmodulen, kann die Funktionsweise des 94-GHz-Sensors auf eine zweidimensionale- bis hin zur Volumenabbildung erweitert werden. Weiterhin erlaubt der Radarsensor aufgrund seiner geringen abgestrahlten Leistung und somit thermisch vernachlässigbaren Belastung der Prüfobjekte sowie der nichtionisierenden Strahlung einen für organische und anorganische Materialien unbedenklichen Einsatz.

In Zusammenarbeit mit dem Fraunhofer-Institut für Zerstörungsfreie Prüfverfahren (IZFP) und dem Fraunhofer-Institut für Chemische Technologie (ICT) wurde das aufge-

baute 94-GHz-FMCW-Radarmodul benutzt, um einen kompakten Radarsensor zur Überwachung von industriellen Fertigungsprozessen zu realisieren. Dazu wurde das Millimeterwellenmodul nach Abb. 5.38(a) an einer Anlage zum Spritzgießen von Kunststoffformteilen befestigt. Am Ausgang des Sensors erfolgte ein Übergang vom Rechteckhohlleiter auf einen Rundhohlleiter. Über eine Bohrung im Metallkorpus der Anlage und ein für Mikrowellen transparentes Teflonfenster gelangte das hochfrequente Signal schließlich in die Einlasskammer der Spritzgießanlage. Der verwendete Radarsensor diente zur echtzeitfähigen Überwachung der Injektion einer Gasblase in die Polycarbonatschmelze. Die Gasblaseninjektionstechnik wird neben der Materialersparnis zur schnelleren Abkühlung der Kunststoffformteile und dem daraus resultierenden höheren Maschinendurchsatz eingesetzt. In Abb. 5.38(b) sind zwei Polycarbonatstäbe nach der erfolgten Injektion der Gasblase dargestellt. Zur optischen Überprüfung des Verlaufs der Injektion wurden die gefertigten Formteile transparent gehalten. Am linken Polycarbonatstab lässt sich eine unvollständige Injektion der Gasblase erkennen. Die Ausbreitung des injizierten Gases stoppte bereits vor dem Erreichen der Sensorposition. Das rechts dargestellte Formteil weist hingegen einen erfolgreichen Verlauf der Gasblaseninjektion mit deutlich passierter Sensorposition auf. Den identischen Prozess-

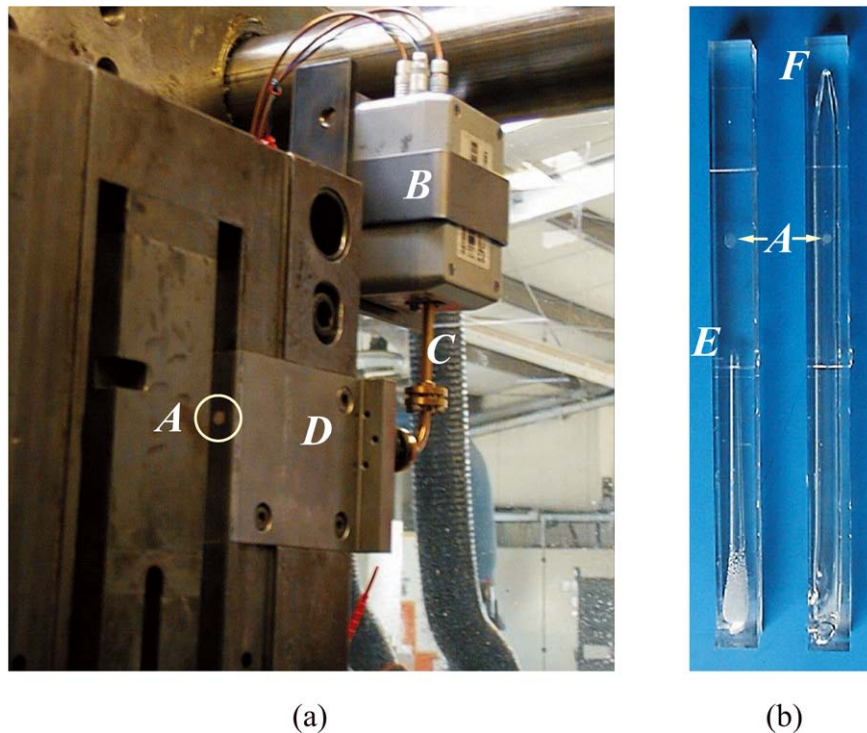


Abbildung 5.38: (a) Fotografie des geöffneten Spritzgießwerkzeugs mit montiertem 94-GHz-Radarsensor und (b) Fotografie der transparenten Polycarbonatstäbe zur optischen Überprüfung der Gasblaseninjektion. A: Position des Hohlleiterausgangs, B: Radarsensor, C: Übergang vom Rechteck- zum Rundhohlleiter, D: Metallkorpus mit Rundhohlleiterbohrung, E: vorzeitig gestoppte Gasblaseninjektion, F: erfolgreiche Injektion der Gasblase.

ablauf beschreibt das ausgewertete Sensorsignal nach Abb. 5.39. Durchläuft die injizierte Gasblase die Sensorposition, erfolgt eine deutliche Änderung des Zwischenfrequenzsignals (D) während ein ausbleibender Signalsprung das Fehlen der Gasblase anzeigt.

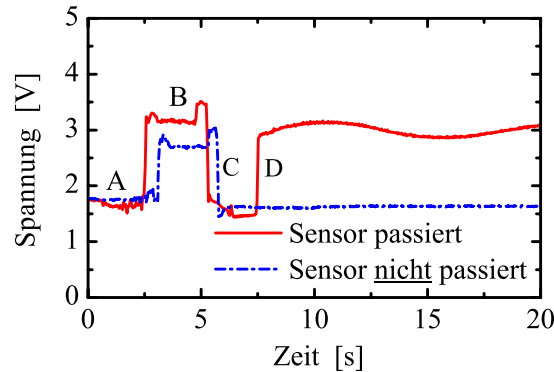


Abbildung 5.39: Zeitlicher Verlauf des Sensorsignals während der Gasblaseninjektion beim Spritzgießen von Kunststoffformteilen. A: geöffnete Kavität, B: geschlossene Kavität, C: flüssige Kunststoffschmelze passiert den Sensor, D: injizierte Gasblase passiert den Sensor.

Zur Demonstration der Volumenabbildung wurde mit dem gleichen FMCW-Radarmodul eine undurchsichtige  $93 \times 68 \text{ mm}^2$  große PVC-Probe abgetastet. Auf der Rückseite des untersuchten Kunststoffkörpers wurden spiegelbildlich und mit unterschiedlicher Tiefe die Buchstaben „IZFP“ eingefräst. Zum Anfahren der verschiedenen Sensorpositionen wurde das Millimeterwellenmodul auf einem X-Y-Tisch montiert. In Abb. 5.40 ist das ausgewertete Zwischenfrequenzsignal des 94-GHz-Radarmoduls dargestellt. Dabei konnte neben der unterschiedlichen Frästiefe der Buchstaben Z, F und P auch das kontinuierlich verlaufende Tiefenprofil des Buchstaben I sichtbar gemacht werden.

## 5.7 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurde der Einfluss der Aufbauumgebung von koplanaren Millimeterwellen-Schaltungen hinsichtlich der Anregung und Intensität von parasitären Moden untersucht. Diese unerwünschten Substratmoden führen zu starken elektromagnetischen Verkopplungen innerhalb der monolithisch integrierten Schaltkreise und somit zu einem erhöhten Übersprechen sowie zu einer deutlich reduzierten Isolation zwischen den einzelnen Schaltungsteilen. Das Auftreten von parasitären Nebenschlüssen verursacht eine starke Welligkeit der gemessenen Streuparameter und kann bis zur Oszillation und somit zum Verlust der Funktionalität des Schaltkreises führen. Neben dem Aufbau der monolithisch integrierten Schaltungen in Face-up-Orientierung mittels Drahtbondtechnik wurde auch die Flip-Chip-Montage der Schaltkreise auf dielektrischen Schaltungsträgern untersucht.

Dabei konnte festgestellt werden, dass bereits bei der On-wafer-Charakterisierung von W-Band-Schaltungen mit hoher Verstärkung die elektromagnetischen Verkopplungen im

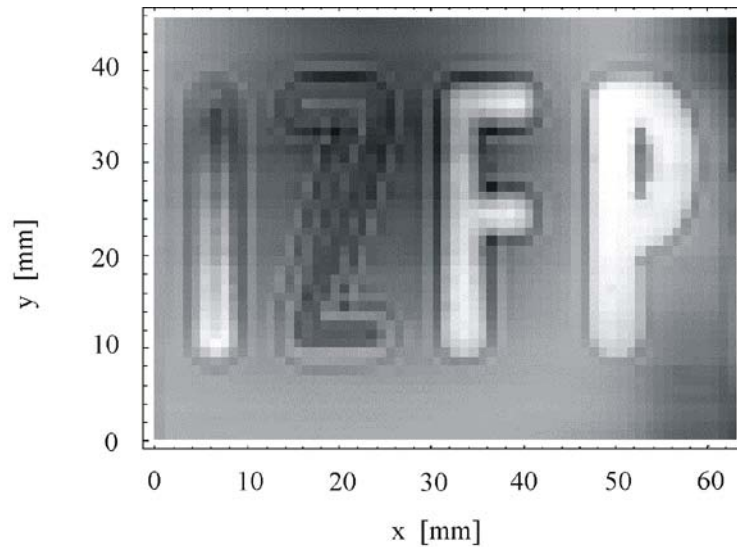


Abbildung 5.40: Mit dem 94-GHz-Radarsensor erstellte Volumenabbildung einer von der Vorderseite undurchsichtigen PVC-Probe. Auf der Rückseite wurden spiegelbildlich und mit unterschiedlicher Tiefe die Buchstaben „IZFP“ eingefräst.

Schaltkreissubstrat ausreichen, um die Funktionalität der MMICs wesentlich zu beeinflussen. Durch das Vereinzeln der Millimeterwellen-Schaltungen nahm die Intensität der Verkopplung weiter zu. Die Reflexion der parasitären Moden an den Substratwänden führte zur Ausbildung von stehenden Wellen und somit zu einer Verschlechterung der Schaltungseigenschaften. Durch das Abdünnen der W-Band-Schaltkreise auf eine Substratdicke von  $100\ \mu\text{m}$  wurde die Ausbreitung von unerwünschten Oberflächenwellen unterdrückt, die anschließende Montage auf einem metallischen Untergrund verursachte allerdings die Anregung eines parasitären Parallelplattenmodes, welcher das Stabilitätsverhalten der Verstärkerschaltkreise negativ beeinflusste. Erst durch den Aufbau der gedünnten Verstärkerschaltungen auf einem dielektrischen Träger mit niedriger Permittivität und einer geeigneten Substratdicke konnte die geforderte, unbedingt stabile Funktionsweise der Schaltkreise erreicht werden. Als weitere Möglichkeiten zur erfolgreichen Reduzierung der parasitären Substratmoden ergaben sich die Montage der MMICs auf dotierten und somit niederohmigen Siliciumträgern sowie der Aufbau auf einem metallischen Träger mit einem luftgefüllten Hohlraum ( $\epsilon_r = 1$ ) unterhalb der Chipposition.

Für die in Flip-Chip-Technik aufgebauten Verstärkerschaltkreise wurde ein vergleichbares Verhalten festgestellt. Bei der Montage auf GaAs-Trägern war das Abdünnen des Verstärkerchips und des Flip-Chip-Trägers sowie der anschließende Aufbau auf einem dotierten Silicium-Subträger notwendig, um ein unbedingt stabiles Verstärkerverhalten zu erreichen. Die direkte Flip-Chip-Montage der gedünnten GaAs-Verstärkerchips auf niederohmigen Siliciumträgern führte sowohl im monolithisch integrierten Schaltkreis als auch im dielektrischen Träger zu einer erfolgreichen Unterdrückung von parasitären Moden. Ein weiterer Vorteil des verwendeten Siliciumträgers ist die im Vergleich zu GaAs-Trägern um

den Faktor drei erhöhte thermische Leitfähigkeit.

Um die Beeinflussung des Schaltungsverhaltens durch die Flip-Chip-Montage bereits während der Schaltkreissimulation bestimmen zu können, wurde ein elektrisches Ersatzschaltbild des Flip-Chip-Übergangs entwickelt. Die Verifikation des Modells erfolgte an aktiven und passiven Teststrukturen und ergab im Frequenzbereich zwischen 0,25 und 120 GHz hervorragende Übereinstimmungen.

Die im Bezug auf die Anregung von parasitären Substratmoden gewonnenen Erkenntnisse wurden für den erfolgreichen Aufbau von W-Band-Verstärkermodulen und Subsystemen in Hohlleitertechnik benutzt, welche wiederum als Schlüsselemente zur Realisierung eines direktempfangenden, hochauflösenden 94-GHz-Einkanal-Radiometersystems und eines 94-GHz-FMCW-Radarsensors zur echtzeitfähigen, industriellen Prozessüberwachung dienen.

*Wichtige Ergebnisse:*

- *Identifizierung und Reduzierung von parasitären Substratmoden*
- *erstmalige Entwicklung eines 94-GHz-Verstärkermoduls in Flip-Chip-Aufbautechnik*
- *erfolgreicher Aufbau von neuartigen 94-GHz-Verstärkermodulen und multifunktionalen Subsystemen in Hohlleitertechnik*

# Anhang A

## HEMT-Technologien für den Millimeterwellenbereich

Für die Entwicklung von aktiven und passiven, bildgebenden Millimeterwellensensoren im Frequenzbereich zwischen 94 und 220 GHz sind Halbleitertechnologien mit sehr hohen Grenzfrequenzen, robusten Durchbruchseigenschaften, hoher Ausbeute und hervorragender Homogenität erforderlich. Weiterhin sollten die eingesetzten Bauelemente ein niedriges Hochfrequenzrauschen sowie eine hohe Kleinsignalverstärkung bei gleichzeitig hoher Ausgangsleistungsdichte aufweisen. Im Rahmen dieser Arbeit wurde daher auf die am IAF etablierte Feldeffekttransistortechnologie mit hoher Elektronenbeweglichkeit (HEMT: **H**igh **E**lectron **M**obility **T**ransistor) zurückgegriffen. Dieser auch als MODFET (**M**ODulation **D**oped **F**ield **E**ffect **T**ransistor) oder HFET (**H**eterostructure **F**ield **E**ffect **T**ransistor) bezeichnete Transistortyp vereint die oben aufgeführten Bauelementeigenschaften und bietet darüber hinaus die Möglichkeit zur Realisierung von monolithisch integrierten, multifunktionalen Millimeterwellenschaltkreisen mit exzellenten Hochfrequenzeigenschaften und sehr guter Reproduzierbarkeit [122, 123]. Neben pseudomorphen Feldeffekttransistoren mit einer Gatelänge von  $0,13 \mu\text{m}$  kamen dabei auch sehr fortschrittliche metamorphe HEMTs (Bauelemente mit sehr hohem Indiumgehalt von bis zu 80 % auf semiisolierenden GaAs-Halbleitersubstraten) mit Gatelängen von lediglich  $0,1 \mu\text{m}$  und  $0,07 \mu\text{m}$  zum Einsatz [11, 12].

## A.1 Aufbau und Funktionsweise des HEMT

Die Funktionsweise der in dieser Arbeit ausschließlich verwendeten HEMT-Bauelemente beruht auf der Eigenschaft, dass sich an der Grenzfläche von zwei Halbleitermaterialien Diskontinuitäten des Valenz- bzw. Leitungsbands ausbilden. Durch eine geeignete Dotierung des breitbandigen Halbleitermaterials wird die Diffusion von freien Elektronen in den Halbleiter mit der energetisch niedrigeren Leitungsbandkante ermöglicht. Aufgrund der zwischen diesen Elektronen und der in dem Halbleitermaterial mit größerem Bandabstand verbleibenden positiven Ladungen auftretenden Coulomb-Kräfte bildet sich, wie in Abb. A.1 dargestellt, ein mit Elektronen gefüllter dreieckförmiger Potentialtopf aus. Es

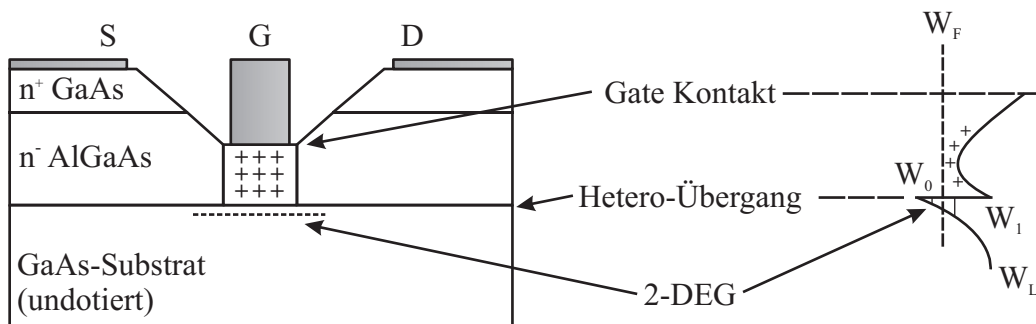


Abbildung A.1: Vereinfachter Querschnitt und Leitungsbandverlauf eines konventionellen AlGaAs/GaAs HEMT.

entsteht ein sogenanntes zweidimensionales Elektronengas (2-DEG). In dieser zum Hetero-Übergang parallel verlaufenden Ebene werden die Elektronen eingefangen, sie können sich jedoch entlang dieses leitenden Kanals parallel zur Grenzfläche frei bewegen. Die auf Grund des geringen Bandabstandes ohnehin schon hohe Beweglichkeit der Ladungsträger wird durch die räumliche Trennung von den außerhalb des Kanals lokalisierten Donatorrümpfen weiter erhöht, da hierdurch die Coulomb-Streuung der Elektronen reduziert wird. Eine weitere Abnahme der Coulomb-Streuung und somit eine weitere Zunahme der Beweglichkeit und der Sättigungsgeschwindigkeit kann durch das Einführen einer undotierten Abstandsschicht (engl. spacer) zwischen der Dotierung und dem Kanal erzielt werden. Allerdings darf diese Schicht nicht zu groß gewählt werden, da sonst die Anzahl der Ladungsträger im Kanal zu gering wird. Die Steuerung des Stromflusses im Kanal erfolgt über eine Schottky-Elektrode (Gate-Kontakt) auf der Halbleiteroberfläche. Durch Variation der angelegten Gatespannung kann der Verlauf des Leitungsbands ( $W_L$ ) relativ zum Fermi-Niveau ( $W_F$ ) verändert und somit die Anzahl der sich im Kanal befindlichen Ladungsträger beeinflusst werden.



## A.2 Maßnahmen zur Geschwindigkeitssteigerung des HEMT

Konventionelle auf GaAs basierende HEMT-Strukturen bestehen aus aktiven AlGaAs/GaAs-Schichtenfolgen, die vollständig gitterangepasst auf semiisolierenden GaAs-Halbleitersubstraten aufgewachsen werden können. Eine weitere Erhöhung der effektiven Sättigungsdriftgeschwindigkeit (siehe Abb. A.2(a)), der Ladungsträgerbeweglichkeit sowie der Ladungsträgerkonzentration im Kanal und somit eine wesentliche Verbesserung der Bauelementgeschwindigkeit kann durch die Beimischung von Indium ( $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ ) erreicht werden. Durch die Zugabe von Indium ergibt sich nach Abb. A.2(b) allerdings auch eine mit steigendem Indiumgehalt zunehmende Gitterkonstante, was dazu führt, dass eine  $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ -Schicht oberhalb einer kritischen Schichtdicke nicht mehr gitterangepasst auf GaAs aufgewachsen werden kann. Für kleine Schichtdicken und geringe Indiumkonzentra-

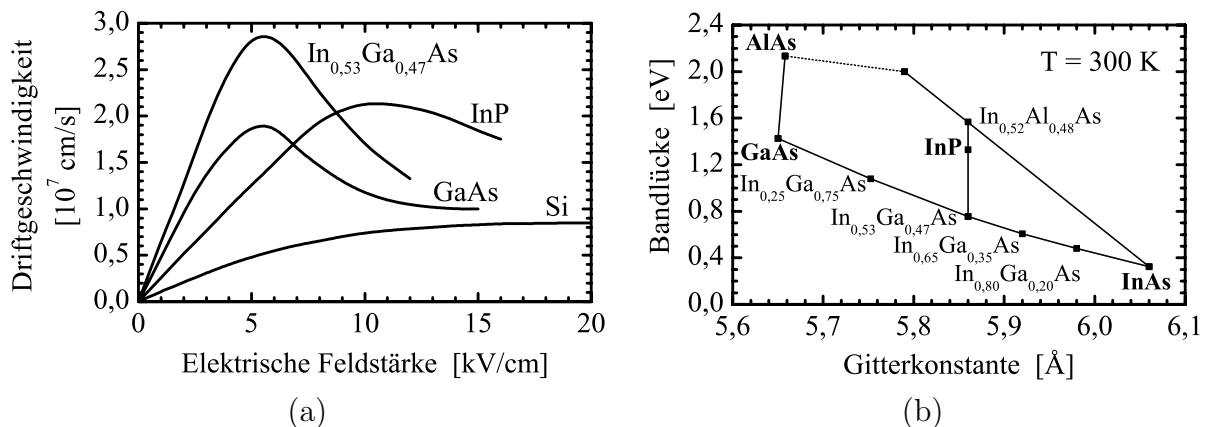


Abbildung A.2: (a) Driftgeschwindigkeit als Funktion der elektrischen Feldstärke [124] und (b) Bandlücke als Funktion der Gitterkonstante für ausgewählte Materialsysteme.

tionen kann jedoch ein versetzungsfreies Wachstum von InGaAs auf GaAs gewährleistet werden, wobei das Kristallgitter des InGaAs-Kanals kompressiv verspannt wird. Aus dieser gitterfehlangepassten Kanalstruktur leitet sich der Begriff des pseudomorphen HEMT ab.

Eine weitere Verbesserung der Bauelementeigenschaften durch einen noch höheren Indiumgehalt im Kanal kann durch den Übergang auf Indiumphosphid-Substrate ( $\text{InP}$ ) ermöglicht werden. Hierbei können nach Abb. A.2(b) sowohl gitterangepasste ( $\text{In}_{0,53}\text{Ga}_{0,47}\text{As}$ ) als auch pseudomorphe Transistoren mit einem maximalen Indiumgehalt von bis zu 80 % hergestellt werden [125]. Den höchsten Freiheitsgrad bietet der Ansatz des metamorphen Wachstums von Schichten mit beliebigem Indiumgehalt auf GaAs-Substraten. Die in Abschnitt A.5 näher beschriebene metamorphe HEMT-Technologie bietet den Vorteil hervorragender Transporteigenschaften kombiniert mit den Vorzügen von konventionellen GaAs-Substraten, wie der mechanischen Robustheit, großen verfügbaren Waferdurchmessern und der kosteneffizienten Herstellung.

### A.3 Charakteristische Kenngrößen von HEMTs

Aufgrund der enormen Bauelementgeschwindigkeit und hohen Grenzfrequenzen von modernen HEMTs ist es vielfach nicht mehr möglich die charakteristischen Kenngrößen Transitfrequenz  $f_T$ , maximale Oszillationsfrequenz  $f_{max}$  und maximale stabile Verstärkung (MSG, **M**aximum **S**table **G**ain) bzw. maximal verfügbare Verstärkung (MAG, **M**aximum **A**vailable **G**ain) direkt zu messen, da sie die obere Frequenzgrenze von kommerziell verfügbaren Messsystemen um ein Vielfaches übertreffen. Zur Beurteilung des Hochfrequenzverhaltens von HEMTs, sowie zum generellen Vergleich von unterschiedlichen Halbleitertechnologien, werden daher die in Abb. A.3 dargestellten, intrinsischen und extrinsischen Kleinsignal-Ersatzschaltbildelemente des Bauelements benutzt. Eine weitere Möglichkeit zur Bestim-

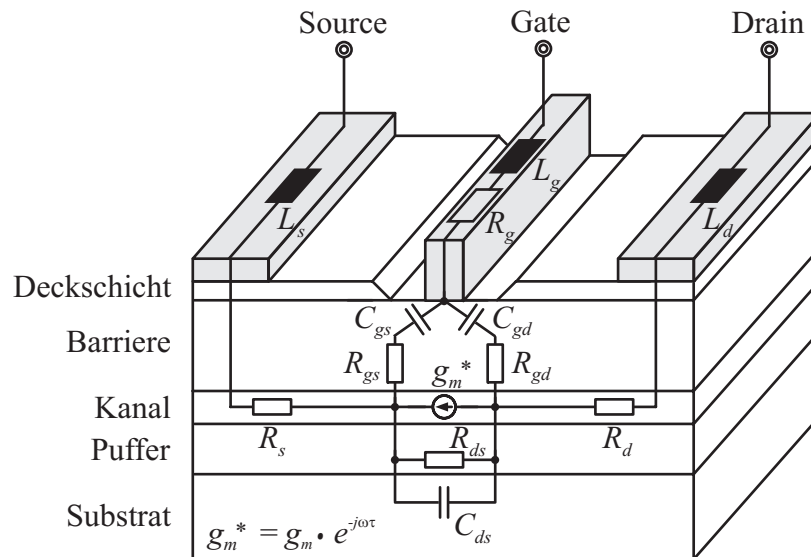


Abbildung A.3: Querschnitt eines HEMT mit den zugehörigen intrinsischen und extrinsischen Kleinsignal-Ersatzschaltbildelementen und deren geometrische Zuordnung.

mung der charakteristischen Hochfrequenzkenngrößen von Transistoren besteht in der Extrapolation der mittels vektoriellen S-Parametermessungen gewonnenen Daten.

#### Transitfrequenz $f_T$

Die extrinsische Transitfrequenz  $f_T$  ist durch die Frequenz definiert, bei welcher der Betrag der Kurzschlußstromverstärkung  $h_{21}$  zu eins wird. Zur Bestimmung von  $h_{21}$  aus den messtechnisch ermittelten Streuparametern wird die nachfolgende Umrechnungsformel angewandt [49]:

$$h_{21} = \frac{-2 \cdot S_{21}}{(1 - S_{11}) \cdot (1 + S_{22}) + S_{12} \cdot S_{21}}. \quad (\text{A.1})$$

Aufgrund ihrer linearen Abhängigkeit von der intrinsischen Steilheit  $g_{m,i}$  sowie der Gate-Source-Kapazität und der Gate-Drain-Rückkoppelkapazität ist die intrinsische Transitfrequenz  $f_{T,i}$  ein wichtiges Maß für die physikalischen Eigenschaften eines Bauelements. Die Berechnung von  $f_{T,i}$  erfolgt üblicherweise über die intrinsische Kurzschlussstromverstärkung

$$|h_{21,i}|^2 = \frac{g_{m,i}}{\omega \cdot (C_{gs} + C_{gd})}. \quad (\text{A.2})$$

Diese Gleichung weist bei logarithmischer Darstellung einen Abfall von -20 dB pro Dekade auf und führt mit  $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$  und  $h_{21} = 1$  zur intrinsischen Transitfrequenz

$$f_{T,i} = \frac{g_{m,i}}{2 \cdot \pi \cdot (C_{gs} + C_{gd})}. \quad (\text{A.3})$$

Allerdings kann messtechnisch nur die extrinsische Transitfrequenz  $f_T$  bestimmt werden. Unter Berücksichtigung der Zuleitungs- und Kontaktwiderstände  $R_s$  und  $R_d$  sowie des intrinsischen Ausgangsleitwerts  $g_{ds}$  lässt sich  $f_T$  aus

$$f_T = \frac{g_{m,i}/(2 \cdot \pi)}{[C_{gs} + C_{gd}] \cdot [1 + g_{ds} \cdot (R_s + R_d)] + C_{gd} \cdot g_{m,i} \cdot (R_s + R_d)} \quad (\text{A.4})$$

ermitteln [126]. Wie bereits in Kapitel 3 gezeigt wurde, ist eine hohe Transitfrequenz notwendig, um eine niedrige minimale Rauschzahl  $F_{min}$  von HEMT-Bauelementen zu realisieren.

### Maximale Oszillationsfrequenz $f_{max}$

Die maximale Oszillationsfrequenz  $f_{max}$  gibt an, bis zu welcher Frequenz die Leistungsverstärkung eines Bauelements größer als 1 ist, d.h. ab welcher Frequenz das Zweitor vom aktiven Verhalten in einen passiven Zustand wechselt. Sie ist damit eine wichtige Kenngröße für den Entwurf von Millimeterwellenschaltkreisen. Im Gegensatz zur Transitfrequenz kann die maximale Oszillationsfrequenz jedoch nicht direkt aus einem Zweitor-Parameter abgeleitet werden. Zur messtechnischen Charakterisierung bzw. zur Extrapolation von  $f_{max}$  haben sich in der Praxis die beiden Kenngrößen der maximal verfügbaren Verstärkung (MAG) und die unilaterale Leistungsverstärkung nach Mason bewährt [127, 128].

Die maximal verfügbare Verstärkung errechnet sich für ein unbedingt stabiles Zweitor mit konjugiert komplexer Anpassung am Eingang und Ausgang zu

$$MAG = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \cdot (k - \sqrt{k^2 - 1}). \quad (\text{A.5})$$

Um die geforderte unbedingte Stabilität des Zweitores zu gewährleisten, müssen die beiden

Ungleichungen

$$k = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2 \cdot |S_{12} \cdot S_{21}|} = \frac{2 \cdot \operatorname{Re}(Y_{11}) \cdot \operatorname{Re}(Y_{22}) - \operatorname{Re}(Y_{12} \cdot Y_{21})}{|Y_{12} \cdot Y_{21}|} > 1 \quad (\text{A.6})$$

und

$$|\Delta| = |S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21}| < 1 \quad (\text{A.7})$$

erfüllt sein [129], wobei  $k$  den Stabilitätsfaktor nach Rollett bezeichnet. Beim Auftragen von MAG über einer logarithmischen Frequenzskala ergibt sich eine Abnahme der Leistungsverstärkung von -20 dB/Dekade. Die maximale Oszillationsfrequenz  $f_{max}$  kann direkt aus dem Schnittpunkt von MAG mit der x-Achse (MAG = 0 dB) oder für den Fall, dass sie oberhalb der Frequenzgrenze des verwendeten Messplatzes liegt, über die lineare Extrapolation von MAG gewonnen werden.

Die unilaterale Leistungsverstärkung nach Mason (MUG) erlaubt die Bestimmung der maximalen Oszillationsfrequenz auch für den Fall eines instabilen Zweitores. Sie ist definiert als die maximal verfügbare Verstärkung, welche bei konjugiert komplexer Anpassung (Leistungsanpassung) des Zweitores für den Fall vorliegt, dass die Rückwirkung ( $Y_{21}$ ) durch eine externe Beschaltung kompensiert wird. Diese Neutralisierung der Rückwirkung ist nach [130] für jedes beliebige Zweitor möglich. Die Berechnung von MUG kann über S- oder Y-Parameter erfolgen:

$$MUG = \frac{1}{2} \cdot \frac{|S_{21}/S_{12} - 1|^2}{k \cdot |S_{21}/S_{12}| - \operatorname{Re}\{S_{21}/S_{12}\}} = \frac{|Y_{21} - Y_{12}|^2}{4 \cdot (G_{11} \cdot G_{22} - G_{12} \cdot G_{21})} \quad (\text{A.8})$$

mit  $G_{ij} = \operatorname{Re}\{Y_{ij}\}$ . Die maximale Oszillationsfrequenz  $f_{max}$  ergibt sich aus der unilateralen Leistungsverstärkung nach Mason für die Frequenz bei der MUG zu eins wird. Zwei weitere in der Literatur gebräuchliche Näherungsformeln zur Abschätzung von  $f_{max}$  über die intrinsischen und extrinsischen Ersatzschaltbildparameter aus Abb. A.3 lauten [131, 132]:

$$f_{max} = \frac{f_{T,i}}{\sqrt{4 \cdot \frac{g_{ds}}{g_m} \cdot (g_m \cdot R_{gs} + \frac{R_s + R_g}{R_s + 1/g_m}) + \frac{4}{5} \cdot \frac{C_{gd}}{C_{gs}} \cdot (1 + \frac{2,5 \cdot C_{gd}}{C_{gs}}) \cdot (1 + g_m \cdot R_s)}}} \quad (\text{A.9})$$

$$f_{max} = \frac{f_{T,i}}{2 \cdot \sqrt{g_{ds} \cdot R_{in} + \pi \cdot f_{T,i} \cdot C_{gd} \cdot (R_{in} + R_g)}} \quad (\text{A.10})$$

Anhand von Gl. (A.9) ist zu erkennen, dass für eine hohe maximale Oszillationsfrequenz eine hohe intrinsische Transitfrequenz, niedrige resistive Anteile, sowie ein hohes  $g_m/g_{ds}$ - und  $C_{gs}/C_{gd}$ -Verhältnis erforderlich ist.

## A.4 Pseudomorphe HEMTs auf GaAs-Substraten

Für den Entwurf von W-Band-Leistungsverstärkern sowie zur Entwicklung von höherintegrierten, frequenzmodulierten Dauerstrichradarsensoren bei 94 GHz wurden im Rahmen dieser Arbeit pseudomorphe HEMTs (PHEMTs) mit einem Kanalindiumgehalt von 25 % eingesetzt. Die Entwicklung dieser robusten und sehr reproduzierbaren Transistortechnologie ist in [46] beschrieben und basiert auf semiisolierenden GaAs-Substraten mit einem Durchmesser von 100 mm. Die Gatelänge der verwendeten Bauelemente beträgt  $0,13 \mu\text{m}$ . Zur Reduktion des Zuleitungswiderstands der dünnen Gatefäden wurde ein T-förmiger Gatequerschnitt (engl. T-Gate) benutzt. Die Gatefinger wurden mittels Elektronenstrahl-lithografie direkt geschrieben und mit einer 250 nm dicken Schutzschicht aus Siliciumnitrid (SiN) umgeben. Bei den source- und drainseitigen Anschlüssen handelt es sich um ohmsche Kontakte, die durch das Einlegieren von Ni/Ge/Au hergestellt wurden. Die Isolation der Bauelemente untereinander erfolgte entweder über Ionenimplantation oder nasschemische MESA-Ätzung.

Im Folgenden sind die charakteristischen DC- und Hochfrequenzkenngrößen der verwendeten pseudomorphen HEMT-Technologie zusammengestellt. Dabei veranschaulicht Abb. A.4(a) die gemessene Übertragungskennlinie und die daraus bestimmte extrinsische Steilheit eines pseudomorphen HEMT mit der Gateweite  $w_g = 2 \times 60 \mu\text{m}$ . Die maximale extrinsische Steilheit des dargestellten Bauelements wurde für eine Gatespannung von  $V_g = -0,05 \text{ V}$  erzielt und betrug  $g_{m,max} = 800 \text{ mS/mm}$  bei einer angelegten Drainspannung von  $V_d = 1 \text{ V}$ . Der in diesem Arbeitspunkt aufgezeichnete Drainstrom lag bei  $I_d = 450 \text{ mA/mm}$ . Der Sättigungswert des Drainstroms von ca.  $950 \text{ mA/mm}$  wurde bei  $V_g = 0,8 \text{ V}$  erreicht. Aus dem Verlauf der Übertragungskennlinie ist für sehr negative Gatespannungen von kleiner als  $-1 \text{ V}$  ein sehr gutes Abschnürverhalten des pseudomorphen Transistors ersichtlich. Ein typisches Ausgangskennlinienfeld des PHEMT ist in Abb. A.4(b) gezeigt. Neben einem niedrigen Ausgangsleitwert von ca.  $60 \text{ mS/mm}$  weist der

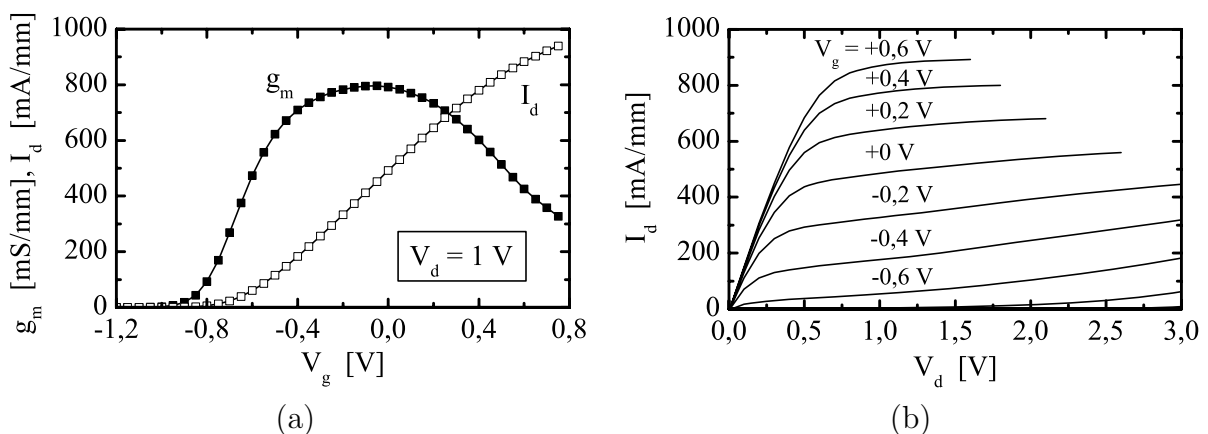


Abbildung A.4: Gemessene (a) Übertragungskennlinie sowie extrinsische Steilheit und (b) Ausgangskennlinienfeld eines pseudomorphen HEMT. Die Gateweite des Transistors betrug  $w_g = 2 \times 60 \mu\text{m}$ .

dargestellte Transistor einen Anlaufwiderstand von  $0,7 \Omega \cdot \text{mm}$  auf. Weiterhin ist im Bereich der negativen Gatespannungen wiederum das gute Abschnürverhalten des pseudomorphen Bauelements zu erkennen.

Die charakteristischen Hochfrequenzkenngrößen  $f_T$ ,  $f_{max}$ , MSG und MAG eines pseudomorphen HEMT mit einer Gesamtgateweite von  $w_g = 2 \times 45 \mu\text{m}$  sind in Abb. A.5(a) und Abb. A.5(b) dargestellt. Zur Analyse der Hochfrequenzeigenschaften des Bauelements wur-

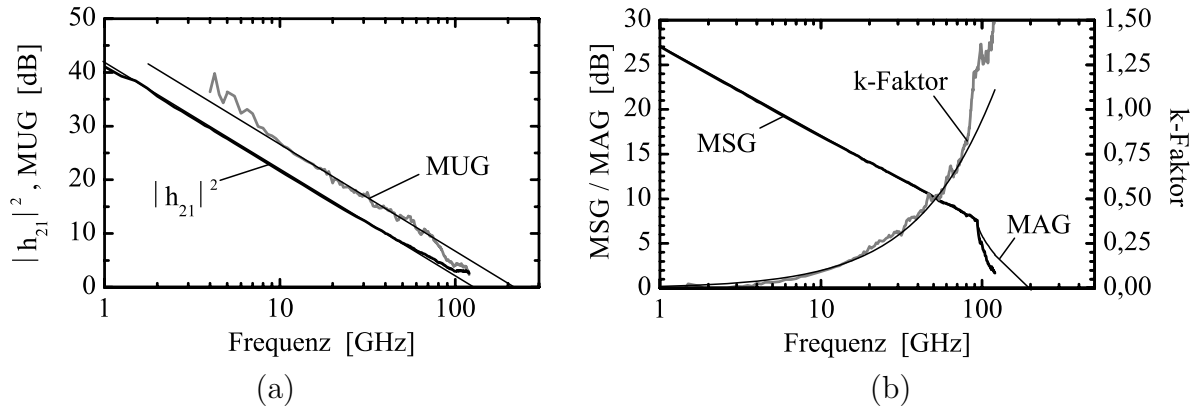


Abbildung A.5: (a) Charakteristische Grenzfrequenzen sowie (b) gemessene und simulierte maximale Verstärkung und Stabilitätsfaktor eines pseudomorphen HEMT der Gateweite  $w_g = 2 \times 45 \mu\text{m}$ .

den vektorielle Streuparametermessungen im Frequenzbereich zwischen 0,25 und 120 GHz durchgeführt und ausgewertet. Der Arbeitspunkt des Transistors lag mit  $V_d = 1 \text{ V}$ ,  $V_g = -0,05 \text{ V}$  und  $I_d = 47 \text{ mA}$  im Bereich der maximalen Steilheit ( $g_{m,max}$ ). Die Bestimmung der Transitfrequenz  $f_T$  und der maximalen Oszillationsfrequenz  $f_{max}$  des PHEMT erfolgte aus der Extrapolation der Kurzschlussstromverstärkung ( $h_{21}$ ) und der unilateralen Leistungsverstärkung nach Mason (MUG). Dabei wurde für den pseudomorphen Transistor ein  $f_T$  von 120 GHz und ein  $f_{max}$  von ca. 200 GHz bestimmt. Der Wechsel vom bedingt stabilen Zustand zum unbedingt stabilen Bauelementverhalten (Stabilitätsfaktor  $k > 1$ ) erfolgte nach Abb. A.5(b) bei 93 GHz. Die maximal verfügbare Verstärkung des PHEMT betrug 7 dB bei 94 GHz.

Eine Zusammenfassung der erzielten charakteristischen DC- und Hochfrequenzkenngrößen der pseudomorphen HEMTs mit  $0,13 \mu\text{m}$  Gatelänge ist in Tab. A.1 dargestellt. Der gemessene Sourcewiderstand  $R_s$  der Bauelemente ergab sich zu  $0,35 \Omega \cdot \text{mm}$ , während der Kontaktwiderstand  $R_k$  im Mittel  $0,15 \Omega \cdot \text{mm}$  betrug. Die ermittelte Schwellenspannung der Transistoren lag bei  $-0,5 \text{ V}$  und die für einen Sperrstrom von  $-1 \text{ mA/mm}$  definierte Durchbruchspannung der Gate-Drain-Diode bei  $5,5 \text{ V}$ .

## A.5 Metamorphe HEMT-Technologie

Zur Realisierung von sehr rauscharmen Empfangsverstärkern (LNA, **L**ow **N**oise **A**mplifier) im Frequenzbereich zwischen 94 und 220 GHz sowie zur Entwicklung von 94-GHz-Verstär-

Tabelle A.1: Charakteristische DC- und Hochfrequenzkenngrößen der pseudomorphen HEMTs mit einer Gatelänge von  $l_g = 0,13 \mu\text{m}$ .

$R_k$ [ $\Omega \cdot \text{mm}$ ]	$R_s$ [ $\Omega \cdot \text{mm}$ ]	$I_{D,max}$ [mA/mm]	$V_{th}$ [V]	$V_{DB}$ [V]	$g_{m,max}$ [mS/mm]	$f_t$ [GHz]	$f_{max}$ [GHz]
0,15	0,35	950	- 0,5	5,5	800	120	200

kerschaltkreisen mit mittlerer Ausgangsleistung bei gleichzeitig hoher Verstärkung und Effizienz wurden zwei metamorphe HEMT-Technologien (MHEMT) mit Gatelängen von lediglich  $l_g = 0,1 \mu\text{m}$  und  $l_g = 0,07 \mu\text{m}$  verwendet. Aufgrund ihrer hervorragenden Bauelementeigenschaften, wie der hohen maximalen Steilheit und der niedrigen minimalen Rauschzahl, wurden die metamorphen Transistoren auch zur Herstellung von multifunktionalen, monolithisch integrierten 94 GHz Empfängerschaltungen für den späteren Einsatz in hochauflösenden SAR-Systemen benutzt.

Die metamorphe HEMT-Technologie vereint die exzellenten Transporteigenschaften von hoch indiumhaltigen Kanälen auf InP-Wafern mit den Vorzügen von robusten und kosteneffizienten GaAs-Substraten. Ein entscheidendes Merkmal der metamorphen Technologie ist die Pufferschicht (engl. buffer), welche zur Anpassung der Gitterkonstanten zwischen dem semiisolierenden GaAs-Substrat und den hoch indiumhaltigen aktiven Schichten gewachsen wird. Dabei kann ausgehend von der Gitterkonstanten des GaAs ( $a = 5,65 \text{ \AA}$ ) über eine geeignete Variation der Zusammensetzung der quarternären Verbindung InAlGaAs die Gitterkonstante von InP ( $a = 5,87 \text{ \AA}$ ) eingestellt werden. Im Rahmen der am IAF entwickelten metamorphen Pufferschichten erfolgte die Anpassung der Gitterkonstanten durch den linearen Übergang von  $\text{Al}_{0,48}\text{Ga}_{0,52}\text{As}$  zu  $\text{Al}_{0,48}\text{In}_{0,52}\text{As}$ . Auf die abschließende Schicht können gitterangepasste Kanäle mit einem Indiumgehalt von 53 % ( $\text{In}_{0,53}\text{Ga}_{0,47}\text{As}$ ) oder kompressiv verspannte (pseudomorphe) Kanäle mit einem noch höheren Indiumgehalt von bis zu ca. 80 % aufgewachsen werden. Durch eine geeignete Zusammensetzung der Pufferschicht ist eine weitere Steigerung des Kanalindiumgehalts bis auf 100 % möglich [133].

In Abb. A.6 ist die Transmissionselektronenmikroskopaufnahme eines metamorphen Transistors mit einer Gatelänge von  $l_g = 0,1 \mu\text{m}$  inklusive der ca.  $1 \mu\text{m}$  dicken Pufferschicht dargestellt. Das Aufwachsen der Heterostrukturen erfolgte mittels Molekularstrahlepitaxie auf  $100 \text{ mm}$  großen GaAs-Substraten. Für die metamorphe Transistortechnologie wurde, wie bereits bei den pseudomorphen auf GaAs gewachsenen HEMTs, ein T-förmiger Gatequerschnitt gewählt, um den Zuleitungswiderstand der dünnen Gatefäden zu reduzieren. Die Recess-Ätzung wurde nasschemisch durchgeführt und eine abschließende  $250 \text{ nm}$  dicke SiN-Schicht diente zur Passivierung der Bauelemente.

Aufgrund des hohen Indiumgehalts im Kanal und der sehr geringen Gatelänge der verwendeten Transistoren kam es zu einer Zunahme der elektrischen Feldstärke im Bauelement, welche eine verstärkte Stoßionisation und somit eine Abnahme der Durchbruchspannung verursachte. Dem konnte durch eine Zweiteilung des Kanals (engl. composite

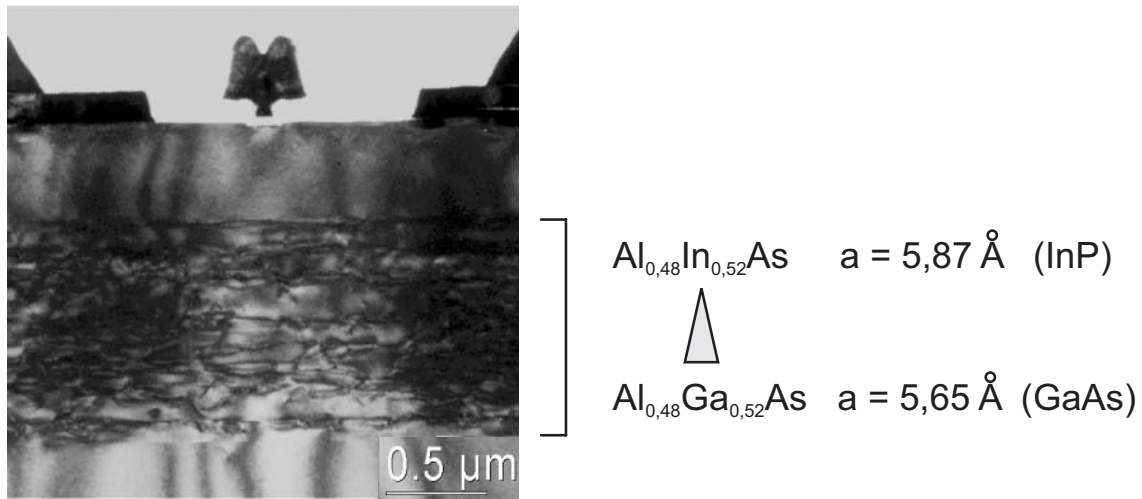


Abbildung A.6: Transmissionselektronenmikroskopaufnahme (TEM) eines metamorphen Transistors. Gut zu erkennen ist die ca.  $1 \mu\text{m}$  dicke Pufferschicht, welche die Gitterkonstante des GaAs ( $a = 5,65 \text{ \AA}$ ) auf die Gitterkonstante von InP ( $a = 5,87 \text{ \AA}$ ) überführt.

channel) entgegengewirkt werden. Der oben liegende Hauptkanal mit hohem Indiumgehalt (65 % bzw. 80 %) sorgt dabei für eine hohe Elektronengeschwindigkeit und somit für sehr gute Transporteigenschaften, während die auf der Drainseite des Bauelements erzeugten hochenergetischen Elektronen sich verstärkt innerhalb des Subkanals (Indiumgehalt = 53 %) mit reduzierter Stoßionisation bewegen. Die Zuverlässigkeit der beiden am IAF etablierten metamorphen HEMT-Technologien wurde mittels beschleunigten Lebensdauerermessungen bei Kanaltemperaturen zwischen  $200 \text{ }^\circ\text{C}$  und  $250 \text{ }^\circ\text{C}$  in Luft als umgebender Atmosphäre untersucht [134, 135]. Als Ausfallkriterium wurde eine 10-prozentige Degradation der maximalen Steilheit festgelegt. Dabei wurde für die Bauelemente mit einem Indiumgehalt von 65 % im Hauptkanal und einer Gatelänge von  $l_g = 0,1 \mu\text{m}$  eine mittlere Lebensdauer von  $3 \times 10^7$  Stunden bei einer Kanaltemperatur von  $125 \text{ }^\circ\text{C}$  ermittelt. Die metamorphen Transistoren mit einem Indiumgehalt von 80 % im Hauptkanal und einer Gatelänge von  $l_g = 0,07 \mu\text{m}$  erzielten eine mittlere Lebensdauer von  $1,1 \times 10^6$  Stunden bei  $125 \text{ }^\circ\text{C}$  Kanaltemperatur. Für beide Prozesstechnologien konnte kein negativer Einfluss der metamorphen Pufferschicht mit den darin enthaltenen Versetzungen festgestellt werden.

Die charakteristischen DC-Kenngrößen eines metamorphen HEMT mit einer Gatelänge von  $l_g = 0,1 \mu\text{m}$  und einem Indiumgehalt im Hauptkanal von 65 % sind in Abb. A.7(a) und Abb. A.7(b) dargestellt. Dabei wurde für einen Transistor mit der Gesamtgateweite von  $w_g = 2 \times 30 \mu\text{m}$  ein maximaler Drainstrom von  $I_d = 900 \text{ mA}$  für eine Gatespannung von  $V_g = 0,8 \text{ V}$  erzielt. Aufgrund des hohen Kanalindiumgehalts des metamorphen Bauelements ergab sich eine maximale extrinsische Steilheit von  $g_{m,max} = 1300 \text{ mS/mm}$  bei einer Gatespannung von  $V_g = 0,15 \text{ V}$ . Der Drainstrom in diesem Arbeitspunkt lag bei  $I_d = 450 \text{ mA/mm}$ . Wie schon für den pseudomorphen HEMT auf GaAs, wurde auch für den metamorphen Transistor ein sehr gutes Abschnürverhalten für negative Gatespannungen



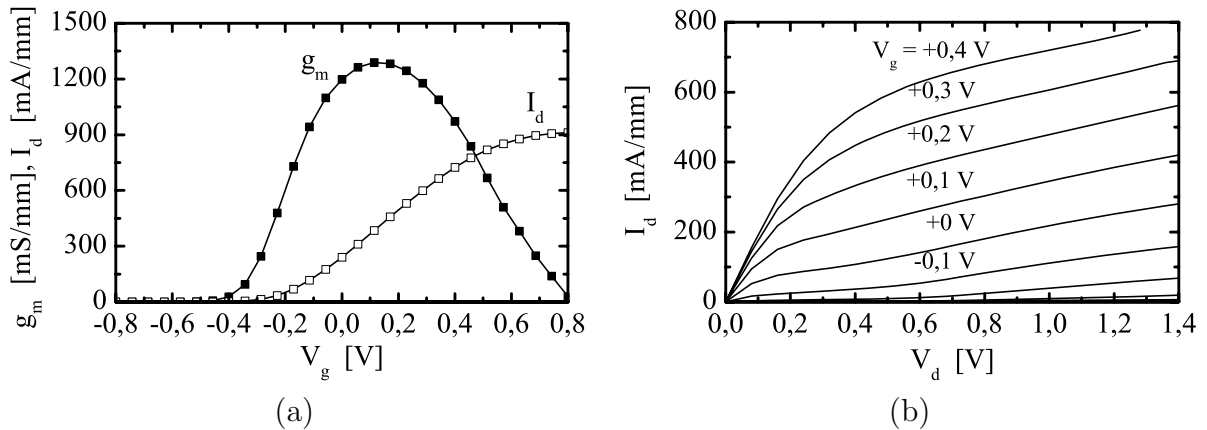


Abbildung A.7: Gemessene (a) Übertragungskennlinie sowie extrinsische Steilheit und (b) Ausgangskennlinienfeld eines metamorphen HEMT mit einer Gatelänge von  $l_g = 0,1 \mu\text{m}$ . Die Gateweite des Transistors betrug  $w_g = 2 \times 30 \mu\text{m}$ .

gen von kleiner als  $-0,4 \text{ V}$  erreicht. Ein typisches Ausgangskennlinienfeld des Bauelements zeigt Abb. A.7(b). Der metamorphe HEMT weist einen Anlaufwiderstand von  $0,55 \Omega \cdot \text{mm}$  und einen Ausgangsleitwert von ca.  $180 \text{ mS/mm}$  auf. Die Hochfrequenzeigenschaften der metamorphen HEMT-Technologie sind in Abb. A.8(a) und Abb. A.8(b) dargestellt. Im Arbeitspunkt für maximale Steilheit ( $V_d = 1 \text{ V}$ ,  $V_g = 0,15 \text{ V}$  und  $I_d = 27 \text{ mA}$ ) wurde eine Transitfrequenz  $f_T$  von  $200 \text{ GHz}$  und eine maximale Oszillationsfrequenz  $f_{max}$  von ca.  $300 \text{ GHz}$  erzielt. Der Übergang vom instabilen zum unbedingt stabilen Frequenzbereich des Bauelements erfolgte bei  $97 \text{ GHz}$ , wobei die maximal verfügbare Verstärkung des MHEMT  $10,5 \text{ dB}$  bei  $94 \text{ GHz}$  betrug.

Eine Zusammenfassung der charakteristischen DC- und HF-Kenngrößen der metamorphen HEMT-Technologie mit einer Gatelänge von  $l_g = 0,1 \mu\text{m}$  und einem Indiumgehalt im

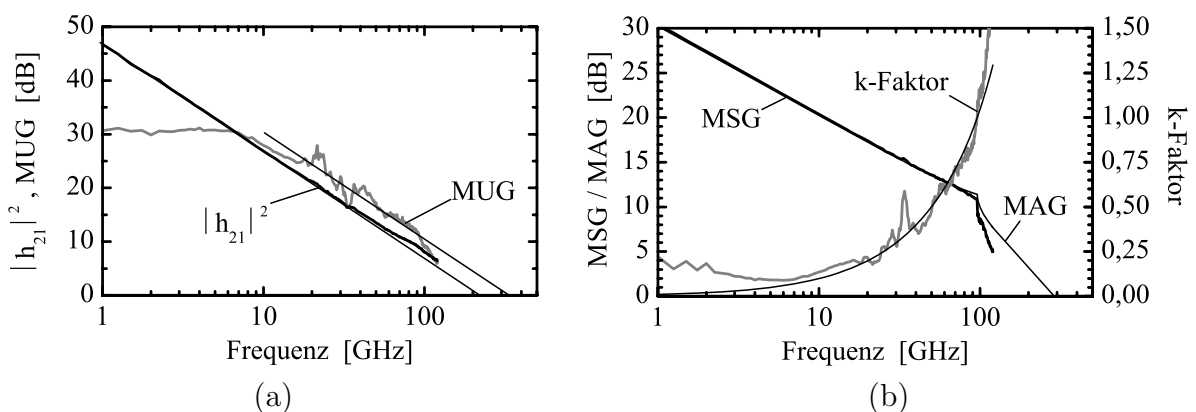


Abbildung A.8: (a) Charakteristische Grenzfrequenzen sowie (b) gemessene und simulierte maximale Verstärkung und Stabilitätsfaktor eines metamorphen HEMT mit einer Gatelänge von  $l_g = 0,1 \mu\text{m}$ . Die Gateweite des Transistors betrug  $w_g = 2 \times 30 \mu\text{m}$ .

Hauptkanal von 65 % ist in Tab. A.2 dargestellt. Im Vergleich zu den mit pseudomorphen HEMTs auf GaAs erzielten Werten aus Abschnitt A.4 konnten die Kontakt- und Sourcewiderstände um ca. 30 % reduziert werden. Durch den erhöhten Indiumgehalt im Kanal kam es jedoch auch zu einer Abnahme der Durchbruchspannung der Gate-Drain-Diode von 5,5 V auf 4,3 V. Die gemessene Schwellenspannung der Transistoren lag bei -0,3 V.

Eine weitere Verbesserung der Transporteigenschaften der metamorphen HEMTs konnte durch die Verringerung der Gatelänge auf  $l_g = 0,07 \mu\text{m}$  und durch die Erhöhung des Indiumgehalts im Hauptkanal auf 80 % erreicht werden. Diese Bauelemente zeichnen sich durch ein sehr niedriges Hochfrequenzrauschen bei gleichzeitig hoher Kleinsignalverstärkung bis in den hohen Millimeterwellen-Frequenzbereich von über 200 GHz aus. Die messtechnisch bestimmten DC- und Hochfrequenzkenngrößen dieser metamorphen HEMT-Technologie sind ebenfalls in Tab. A.2 für einen Transistor mit der Gateweite von  $w_g = 2 \times 30 \mu\text{m}$  aufgeführt. Dabei konnte ein sehr kleiner Sourcewiderstand von  $R_s = 0,2 \Omega \cdot \text{mm}$  und ein Kontaktwiderstand von lediglich  $R_k = 0,1 \Omega \cdot \text{mm}$  erreicht werden. Der maximale Drainstrom  $I_{D,max}$  lag bei 850 mA/mm, während die ermittelte Schwellenspannung der Transistoren -0,25 V betrug. Die für einen Sperrstrom von -1 mA/mm definierte Durchbruchspannung der Gate-Drain-Diode ergab sich zu 2,8 V. Für die extrinsische maximale Steilheit der metamorphen Bauelemente wurde ein sehr hoher Wert von  $g_{m,max} = 1500 \text{ mS/mm}$  bei einer Drainspannung von  $V_D = 1 \text{ V}$  erzielt. Die extrapolierten Werte der Transitfrequenz und der maximalen Oszillationsfrequenz lagen bei  $f_T = 290 \text{ GHz}$  und  $f_{max} = 340 \text{ GHz}$ .

Tabelle A.2: Charakteristische DC- und Hochfrequenzkenngrößen der am IAF entwickelten metamorphen HEMTs mit einer Gatelänge von  $l_g = 0,1 \mu\text{m}$  und einem Kanalindiumgehalt von 65 % sowie einer Gatelänge von  $l_g = 0,07 \mu\text{m}$  und einem Indiumgehalt im Hauptkanal von 80 %.

$l_g$ [ $\mu\text{m}$ ]	$R_k$ [ $\Omega \cdot \text{mm}$ ]	$R_s$ [ $\Omega \cdot \text{mm}$ ]	$I_{D,max}$ [mA/mm]	$V_{th}$ [V]	$V_{DB}$ [V]	$g_{m,max}$ [mS/mm]	$f_t$ [GHz]	$f_{max}$ [GHz]
0,1	0,1	0,25	900	- 0,3	4,3	1300	200	300
0,07	0,1	0,2	850	- 0,25	2,8	1500	290	340

## Anhang B

# Drainstrommodellierung des IAF-HEMT-Großsignalmodells

Die Beschreibung des spannungsabhängigen Drain-Source-Stroms  $I_{ds}$  erfolgt innerhalb des IAF-HEMT-Großsignalmodells mittels der aus den drei Produkttermen  $f_1$ ,  $f_2$  und  $f_3$  zusammengesetzten Gleichung [64]:

$$I_{ds}(V_{gsi}, V_{dsi}) = f_1(V_{gsi}) \cdot f_2(V_{gsi}, V_{dsi}) \cdot f_3(V_{dsi}) \quad (\text{B.1})$$

mit

$$f_1(V_{gsi}) = CD_{VC} \cdot (1 + \tanh [\beta \cdot (V_{gsi} - V_C) + \gamma \cdot (V_{gsi} - V_C)^3]) \quad (\text{B.2})$$

$$f_2(V_{gsi}, V_{dsi}) = 1 + \frac{\lambda}{1 + \Delta\lambda \cdot (V_{gsi} - V_{to})^2} \cdot V_{dsi} \quad (\text{B.3})$$

$$f_3(V_{dsi}) = \tanh(\alpha \cdot V_{dsi}) \quad (\text{B.4})$$

Jeder der drei aufgeführten Produktterme wird dabei für die Beschreibung eines bestimmten Bereichs des HEMT-Ausgangskennlinienfelds verwendet. Der erste Term  $f_1(V_{gsi})$  beschreibt die Abhängigkeit des Drain-Source-Stroms  $I_{ds}$  von der Gate-Source-Spannung. Innerhalb von  $f_1$  modelliert  $CD_{VC}$  den Drainstrom des inneren Transistors bei maximaler Steilheit. Der Gleichungsparameter  $\beta$  stellt den Steilheitsverlauf in der Umgebung des Maximums dar, während der Parameter  $\gamma$  den Verlauf der Steilheit im Abschnürbereich bestimmt. Die Spannung  $V_C$  gibt die Lage des Steilheitsmaximums an.

Innerhalb des zweiten Terms  $f_2(V_{gsi}, V_{dsi})$  bestimmt der Parameter  $\lambda$  den Ausgangsleitwert des Transistors im Sättigungsbereich. Die geringe Abhängigkeit des Ausgangsleitwerts von der angelegten Gate-Source-Spannung wird durch  $\Delta_\lambda$  wiedergegeben.

Der dritte Term  $f_3(V_{dsi})$  ist lediglich von der angelegten Drain-Source-Spannung abhängig. Er beschreibt den linearen Bereich des Drainstroms bis hin zur Kniespannung, ab welcher der Kennlinienverlauf in ein Sättigungsverhalten übergeht. Der Gleichungsparameter  $\alpha$  bestimmt dabei die Kniespannung, während der lineare Bereich wie im Curtice-Modell mittels der *tanh*-Funktion modelliert wird.

# Liste wesentlicher eigener Veröffentlichungen

- [E-1] **A. Tessmann**, “220 GHz Metamorphic HEMT Amplifier MMICs for High Resolution Imaging Applications,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 40, pp. 2070–2076, Oct. 2005.
- [E-2] **A. Tessmann**, A. Leuther, C. Schwörer, and H. Massler, “Metamorphic 94 GHz Power Amplifier MMICs,” in *Proc. IEEE International Microwave Symposium (MTT-S’05)*, vol. 3, June 2005, pp. 1579–1582.
- [E-3] **A. Tessmann**, A. Leuther, H. Massler, M. Kuri, C. Schwörer, M. Schlechtweg, and G. Weimann, “A 220 GHz Metamorphic HEMT Amplifier MMIC,” in *Proc. IEEE Compound Semiconductor IC Symposium (CSICS’04)*, Oct. 2004, pp. 297–300.
- [E-4] **A. Tessmann**, A. Leuther, C. Schwörer, H. Massler, W. Reinert, M. Walther, R. Lössch, and M. Schlechtweg, “Millimeter-Wave Circuits Based on Advanced Metamorphic HEMT Technology,” in *Proc. 29th International Conference on Infrared and Millimeter Waves*, Sept. 2004, pp. 165–166.
- [E-5] **A. Tessmann**, M. Riessle, S. Kudszus, and H. Massler, “A Flip-Chip Packaged Coplanar 94 GHz Amplifier Module with Efficient Suppression of Parasitic Substrate Effects,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, pp. 145–147, Apr. 2004.
- [E-6] **A. Tessmann**, A. Leuther, C. Schwörer, H. Massler, S. Kudszus, W. Reinert, and M. Schlechtweg, “A Coplanar 94 GHz Low-Noise Amplifier MMIC Using 0.07  $\mu\text{m}$  Metamorphic Cascode HEMTs,” in *Proc. IEEE International Microwave Symposium (MTT-S’03)*, vol. 3, June 2003, pp. 1581–1584.
- [E-7] **A. Tessmann**, A. Leuther, H. Massler, W. Reinert, C. Schwörer, M. Dammann, M. Walther, M. Schlechtweg, and G. Weimann, “Metamorphic HEMT Technologies for Millimeter-Wave Low-Noise Applications,” in *Proc. 3rd ESA Workshop on Millimetre Wave Technology and Applications*, May 2003, pp. 317–322.

- [E-8] **A. Tessmann**, S. Kudszus, T. Feltgen, M. Riessle, C. Sklarczyk, and W. H. Haydl, “Compact Single-Chip W-Band FMCW Radar Modules for Commercial High Resolution Sensor Applications,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, pp. 2995–3001, Dec. 2002.
- [E-9] **A. Tessmann**, S. Kudszus, T. Feltgen, M. Riessle, C. Sklarczyk, and W. H. Haydl, “A 94 GHz Single-Chip FMCW Radar Module for Commercial Sensor Applications,” in *Proc. IEEE International Microwave Symposium (MTT-S’02)*, vol. 3, June 2002, pp. 1851–1854.
- [E-10] **A. Tessmann**, W. H. Haydl, P. Heide, T. v. Kerssenbrock, and S. Kudszus, “Suppression of parasitic substrate modes in flip-chip packaged coplanar W-band amplifier MMICs,” in *Proc. IEEE International Microwave Symposium (MTT-S’01)*, vol. 2, May 2001, pp. 543–546.
- [E-11] **A. Tessmann**, W. H. Haydl, M. Neumann, and J. Rüdiger, “W-Band Cascode Amplifier Modules for Passive Imaging Applications,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 10, pp. 189–191, May 2000.
- [E-12] H. Essen, A. Wahlen, R. Sommer, G. Konrad, M. Schlechtweg and **A. Tessmann**, “Very high bandwidth millimetre-wave radar,” *IEE Electronics Letters*, vol. 41, pp. 1247–1248, Oct. 2005.
- [E-13] M. Schlechtweg, **A. Tessmann**, A. Leuther, C. Schwörer, H. Massler, M. Mikulla, M. Walther, and R. Lösch, “Advanced Millimeter-Wave ICs Using Metamorphic HEMT Technology,” in *Proc. 32nd International Symposium on Compound Semiconductors*, Sept. 2005.
- [E-14] M. Dammann, A. Leuther, **A. Tessmann**, H. Massler, M. Mikulla, and G. Weimann, “Reliability of 50nm low-noise metamorphic HEMTs and LNAs,” *IEE Electronics Letters*, vol. 41, pp. 37–38, June 2005.
- [E-15] J. Lynch, B. Lyons, E. Entchev, **A. Tessmann**, H. Massler, A. Leuther, and M. Schlechtweg, “Design and Analysis of a W-band Multiplier Chipset,” in *Proc. IEEE International Microwave Symposium (MTT-S’04)*, vol. 1, June 2004, pp. 227–230.
- [E-16] M. Schlechtweg, **A. Tessmann**, A. Leuther, C. Schwörer, M. Lang, U. Nowotny, and O. Kappeler, “Integrated Circuits Based on 300 GHz  $f_T$  Metamorphic HEMT Technology for Millimeter-Wave and Mixed-Signal Applications,” in *Proc. European Gallium Arsenide and Related III-V Compounds Application Symposium (GAAS’03)*, Oct. 2003, pp. 465–468.
- [E-17] C. Schwörer, **A. Tessmann**, A. Leuther, H. Massler, W. Reinert, and M. Schlechtweg, “Low-Noise W-Band Amplifiers for Radiometer Applications Using a 70 nm Metamorphic HEMT Technology,” in *Proc. European Gallium Arsenide and Related III-V Compounds Application Symposium (GAAS’03)*, Oct. 2003, pp. 373–376.

- [E-18] D. R. Vizard, J. Lynch, B. Lyons, **A. Tessmann**, H. Massler, M. Schlechtweg, T. Närhi, and A. H. Lettington, “Metamorphic HEMT Technologies for Millimeter-Wave Low-Noise Applications,” in *Proc. 3rd ESA Workshop on Millimetre Wave Technology and Applications*, May 2003, pp. 323–328.
- [E-19] A. Leuther, **A. Tessmann**, M. Dammann, W. Reinert, M. Schlechtweg, M. Mikulla, M. Walther, and G. Weimann, “70 nm Low-Noise Metamorphic HEMT Technology on 4 inch GaAs Wafers,” in *Proc. 15th International Conference on Indium Phosphide and Related Materials (IPRM’03)*, May 2003, pp. 215–218.
- [E-20] S. Kudszus, T. Berceci, **A. Tessmann**, M. Neumann, and W. H. Haydl, “W-Band HEMT-Oscillator MMICs Using Subharmonic Injection Locking,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, pp. 2526–2532, Dec. 2000.





# Liste weiterer eigener Veröffentlichungen

- [E-21] **A. Tessmann**, W. H. Haydl, M. Neumann, S. Kudzusz, and A. Hülsmann, “A Coplanar 148 GHz Cascode Amplifier MMIC Using 0.15  $\mu\text{m}$  GaAs PHEMTs,” in *Proc. IEEE International Microwave Symposium (MTT-S’00)*, vol. 3, June 2000, pp. 991–994.
- [E-22] C. Schwörer, Y. Campos-Roca, A. Leuther, **A. Tessmann**, M. Seelmann-Eggebert, H. Massler, M. Schlechtweg, and G. Weimann, “A 150 to 220 GHz Balanced Doubler MMIC Using a 50 nm Metamorphic HEMT Technology,” in *Proc. European Gallium Arsenide and Related III-V Compounds Application Symposium (GAAS’05)*, Oct. 2005, pp. 565–568.
- [E-23] A. Bessemoulin, P. Fellon, J. Gruenenpuett, H. Massler, W. Reinert, E. Kohn, and **A. Tessmann**, “High Gain 110-GHz Low Noise Amplifier MMICs using 120-nm Metamorphic HEMTs and Coplanar Waveguides,” in *Proc. European Gallium Arsenide and Related III-V Compounds Application Symposium (GAAS’05)*, Oct. 2005, pp. 77–80.
- [E-24] K. Schneider, R. Driad, R.-E. Makon, **A. Tessmann**, R. Aidam, R. Quay, M. Schlechtweg, and G. Weimann, “InP/InGaAs-DHBT Distributed Amplifier MMICs Exceeding 80 GHz Bandwidth,” in *Proc. IEEE International Microwave Symposium (MTT-S’05)*, vol. 3, June 2005, pp. 1591–1593.
- [E-25] D. Nuessler, J. Wilcke, R. Brauns, H. Essen, M. Schlechtweg, and **A. Tessmann**, “A linear Phased Array Demonstrator at 94 GHz,” in *Proc. International Conference on Radar Systems (RADAR’04)*, Oct. 2004.
- [E-26] J. Lynch, E. Entchev, B. Lyons, **A. Tessmann**, H. Massler, A. Leuther, and M. Schlechtweg, “A Broadband 75 - 100 GHz MMIC Doubler,” in *Proc. 34th European Microwave Conference (EuMC’04)*, Oct. 2004, pp. 1017–1020.
- [E-27] A. Bessemoulin, J. Grünenpütt, P. Fellon, **A. Tessmann**, and E. Kohn, “Coplanar W-Band Low Noise Amplifier MMIC Using 100-nm Gate-length GaAs PHEMTs,” in *Proc. European Gallium Arsenide and Related III-V Compounds Application Symposium (GAAS’04)*, Oct. 2004, pp. 403–406.

- [E-28] D. Krausse, R. Quay, R. Kiefer, **A. Tessmann**, H. Massler, A. Leuther, T. Merkle, S. Müller, C. Schwörer, M. Mikulla, M. Schlechtweg, , and G. Weimann, “Robust GaN HEMT Low-Noise Amplifier MMICs for X-Band Applications,” in *Proc. European Gallium Arsenide and Related III-V Compounds Application Symposium (GAAS’04)*, Oct. 2004, pp. 71–74.
- [E-29] M. Schlechtweg, A. Leuther, **A. Tessmann**, C. Schwörer, H. Massler, W. Reinert, M. Lang, U. Nowotny, O. Kappeler, M. Walther, and R. Lösch, “Millimeter-Wave and Mixed-Signal Integrated Circuits Based on Advanced Metamorphic HEMT Technology,” in *Proc. 16th International Conference on Indium Phosphide and Related Materials (IPRM’04)*, May 2004, pp. 609–614.
- [E-30] J. Lynch, B. Lyons, E. Entchev, **A. Tessmann**, H. Massler, A. Leuther, and M. Schlechtweg, “W-band multiplier chipset,” *IEEE Electron Device Letters*, vol. 40, no. 2, pp. 130–132, Jan. 2004.
- [E-31] R. Quay, **A. Tessmann**, R. Kiefer, R. Weber, F. van Raay, M. Kuri, M. Riesle, H. Massler, S. Müller, M. Schlechtweg, and G. Weimann, “AlGaIn/GaN HEMTs on SiC: Towards power operation at V-Band,” in *Proc. IEEE International Electron Devices meeting (IEDM’03)*, Dec. 2003, pp. 567–570.
- [E-32] K. Seemann, S. Ramberger, **A. Tessmann**, R. Quay, J. Schneider, M. Rießle, H. Walcher, M. Kuri, R. Kiefer, and M. Schlechtweg, “Flip-Chip Integration of Power HEMTs: A Step Towards a GaN MMIC Technology,” in *Proc. European Gallium Arsenide and Related III-V Compounds Application Symposium (GAAS’03)*, Oct. 2003, pp. 489–492.
- [E-33] R. Kiefer, R. Quay, S. Müller, T. Feltgen, B. Raynor, J. Schleife, K. Köhler, H. Massler, S. Ramberger, F. van Raay, **A. Tessmann**, M. Mikulla, and G. Weimann, “Development of a 2<sup>nd</sup>-AlGaIn/GaN HEMT technology on sapphire and SiC for mm-wave high-voltage power applications,” *physica status solidi (a)* 200 (2003), 1, pp. 191–194, 2003.
- [E-34] C. Schwörer, **A. Tessmann**, M. Leich, A. Leuther, S. Kudszus, A. Bessemoulin, and M. Schlechtweg, “Coplanar High Performance MMICs in MHEMT and PHEMT Technology for Applications up to 100 GHz,” in *Proc. European Gallium Arsenide and Related III-V Compounds Application Symposium (GAAS’99)*, Sept. 2002, pp. 511–514.
- [E-35] T. Merkle, **A. Tessmann**, and S. Ramberger, “Intercept point behavior of Ka-band GaAs high power amplifiers,” in *Proc. IEEE International Microwave Symposium (MTT-S’02)*, vol. 2, June 2002, pp. 453–456.
- [E-36] S. Kudszus, W. H. Haydl, **A. Tessmann**, W. Bronner, and M. Schlechtweg, “Push-push oscillators for 94 and 140 GHz applications using standard pseudomorphic GaAs

- HEMTs,” in *Proc. IEEE International Microwave Symposium (MTT-S'01)*, vol. 3, May 2001, pp. 1571–1574.
- [E-37] M. Schlechtweg, A. Bessemoulin, **A. Tessmann**, S. Kudzusz, W. Marsetz, W. H. Haydl, and A. Hülsmann, “Trends and Challenges in Coplanar Millimeter-Wave Integrated Circuit Design,” in *Proc. 29th European Microwave Conference (EuMC'00)*, Oct. 2000, pp. 399–402.
- [E-38] L. Verweyen, **A. Tessmann**, Y. Campos-Roca, M. Hassler, A. Bessemoulin, H. Tischer, W. Liebl, T. Grave, and V. Güngerich, “LMDS Up- and Down-Converter MMIC,” in *Proc. IEEE International Microwave Symposium (MTT-S'00)*, vol. 3, June 2000, pp. 1685–1688.
- [E-39] S. Kudzusz, T. Berceci, **A. Tessmann**, M. Neumann, and W. H. Haydl, “A 94 GHz HEMT-Oscillator Using High Order Subharmonic Synchronization,” in *Proc. IEEE International Microwave Symposium (MTT-S'00)*, vol. 1, June 2000, pp. 39–42.
- [E-40] M. Schlechtweg, W. Haydl, A. Hülsmann, and **A. Tessmann**, “High Frequency Circuits Based on GaAs-pHEMT Technology for Modern Sensor and Communication Systems,” in *Joint Symposium on Opto- & Microelectronic Devices and Circuits*, Apr. 2000, Nanjing.



# Literaturverzeichnis

- [1] O. Sevimli, V. Dyadyuk, D. Abbott, L. Stokes, S. Smith, J. Archer, M. Shen, R. Kendall, and J. Tello, "Multi-gigabit wireless test bed at millimetre waves," in *Proc. IEEE/ACES International Conference on Wireless Communications and Applied Computational Electromagnetics*, Apr. 2005, pp. 434–437.
- [2] T. Kosugi, T. Shibata, T. Enoki, M. Muraguchi, A. Hirata, T. Nagatsuma, and H. Kyuragi, "A 120-GHz millimeter-wave MMIC chipset for future broadband wireless access applications," in *Proc. IEEE International Microwave Symposium (MTT-S'03)*, vol. 1, June 2003, pp. 129–132.
- [3] P. Smulders, "Exploiting the 60 GHz band for local wireless multimedia access: prospects and future directions," *IEEE Communications Magazine*, vol. 40, pp. 140–147, Jan. 2002.
- [4] A. Tessmann, "220 GHz Metamorphic HEMT Amplifier MMICs for High Resolution Imaging Applications," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 40, pp. 2070–2076, Oct. 2005.
- [5] R. Grundbacher, R. Raja, R. Lai, Y. Chou, M. Nishimoto, T. Gaier, D. Dawson, P. Liu, M. Barsky, and A. Oki, "A 150-215 GHz InP HEMT low noise amplifier with 12 dB gain," in *Proc. 17th International Conference on Indium Phosphide and Related Materials (IPRM'05)*, May 2005, pp. 613–616.
- [6] A. Tessmann, S. Kudszus, T. Feltgen, M. Riessle, C. Sklarczyk, and W. H. Haydl, "Compact Single-Chip W-Band FMCW Radar Modules for Commercial High Resolution Sensor Applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, pp. 2995–3001, Dec. 2002.
- [7] M. Camiade, D. Domnesque, P. Alleaume, A. Mallet, D. Pons, and H. Dämbkes, "Full MMIC millimeter-wave front end for a 76.5 GHz adaptive cruise control car radar," in *Proc. IEEE International Microwave Symposium (MTT-S'99)*, vol. 4, June 1999, pp. 1489–1492.
- [8] H. Siweris, A. Werthof, H. Tischer, U. Schaper, A. Schäfer, L. Verweyen, T. Grave, G. Böck, M. Schlechtweg, and W. Kellner, "Low-cost GaAs pHEMT MMICs for

- millimeter-wave sensor applications,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 46, pp. 2560–2567, Dec. 1998.
- [9] D. M. Sheen, D. L. McMakin, H. D. Collins, T. E. Hall, and R. Severtsen, “Concealed explosive detection on personnel using a wideband holographic millimeter-wave imaging system,” in *Proc. of SPIE, Signal Processing, Sensor Fusion, and Target Recognition V*, vol. 2755, June 1996, pp. 503–513.
- [10] R. Appleby, “Passive Millimetre Wave Imaging and Security,” in *Proc. European Radar Conference (EuRAD’04)*, Oct. 2004, pp. 275–278.
- [11] A. Leuther, A. Tessmann, M. Dammann, W. Reinert, M. Schlechtweg, M. Mikulla, M. Walther, and G. Weimann, “70 nm Low-Noise Metamorphic HEMT Technology on 4 inch GaAs Wafers,” in *Proc. 15th International Conference on Indium Phosphide and Related Materials (IPRM’03)*, May 2003, pp. 215–218.
- [12] A. Tessmann, A. Leuther, H. Massler, W. Reinert, C. Schwoerer, M. Dammann, M. Walther, M. Schlechtweg, and G. Weimann, “Metamorphic HEMT Technologies for Millimeter-Wave Low-Noise Applications,” in *Proc. 3rd ESA Workshop on Millimetre Wave Technology and Applications*, May 2003, pp. 317–322.
- [13] C. H. Doan, S. Emami, A. M. Niknejad, and R. W. Brodersen, “Millimeter-Wave CMOS Design,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 40, pp. 144–154, Jan. 2005.
- [14] M. Rodwell, V. Paidi, Z. Griffith, D. Scott, Y. Dong, M. Dahlström, Y. Wei, N. Parthasarathy, L. Samoska, A. Fung, M. Urteaga, R. Pierson, P. Rowell, and B. Brar, “Transistor and Circuit Design for 100-200 GHz ICs,” in *Proc. IEEE Compound Semiconductor IC Symposium (CSICS ’04)*, Oct. 2004, pp. 207–210.
- [15] A. Tessmann, L. Verweyen, N. Neumann, H. Massler, W. Haydl, A. Hülsmann, and M. Schlechtweg, “A 77 GHz GaAs pHEMT transceiver MMIC for automotive sensor applications,” in *Proc. IEEE Gallium Arsenide IC Symposium (GaAsIC’99)*, Oct. 1999, pp. 207–210.
- [16] W. Haydl, M. Neumann, L. Verweyen, A. Bangert, S. Kudzus, M. Schlechtweg, A. Hülsmann, A. Tessmann, W. Reinert, and T. Krems, “Single-chip coplanar 94-GHz FMCW radar sensors,” *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 9, pp. 73–75, Feb. 1999.
- [17] L. Verweyen, A. Bangert, H. Massler, T. Fink, M. Neumann, R. Osorio, T. Krems, T. Jakobus, W. Haydl, and M. Schlechtweg, “Compact integrated coplanar T/R-modules for automotive applications,” in *Proc. IEEE International Microwave Symposium (MTT-S’97)*, vol. 1, June 1997, pp. 243–246.

- [18] H. Schimpf, H. Essen, S. Boehmsdorff, and T. Brehm, "MEMPHIS-a fully polarimetric experimental radar," in *Proc. IEEE Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS'02)*, vol. 3, June 2002, pp. 1714–1716.
- [19] M. V. Schneider, "Microstrip lines for microwave integrated circuits," *The Bell System Technical Journal*, vol. 48, pp. 1424–1444, 1969.
- [20] K. C. Gupta, R. Garg, and I. J. Bahl, *Microstrip lines and slotlines*. Norwood, MA: Artech House, 1980.
- [21] C. P. Wen, "Coplanar waveguide: A surface strip transmission line suitable for nonreciprocal gyromagnetic device applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 17, pp. 1087–1090, Dec. 1969.
- [22] A. Tessmann, M. Riessle, S. Kudzus, and H. Massler, "A Flip-Chip Packaged Coplanar 94 GHz Amplifier Module with Efficient Suppression of Parasitic Substrate Effects," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, pp. 145–147, Apr. 2004.
- [23] L. M. Felton, "High Yield GaAs Flip-Chip MMICs Lead to Low Cost T/R Modules," in *Proc. IEEE International Microwave Symposium (MTT-S'94)*, vol. 3, June 1994, pp. 1707–1710.
- [24] T. Krems, W. H. Haydl, H. Massler, and J. Rüdiger, "Advantages of Flip Chip Technology in Millimeter-Wave Packaging," in *Proc. IEEE International Microwave Symposium (MTT-S'97)*, vol. 2, June 1997, pp. 987–990.
- [25] W. Heinrich, "Full-wave analysis of conductor losses on MMIC transmission lines," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 38, pp. 1468–1472, Oct. 1990.
- [26] W. J. Getsinger, "Microstrip dispersion model," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 21, pp. 34–39, Jan. 1973.
- [27] M. Kirschning and R. H. Jansen, "Accurate model for effective dielectric constant of microstrip with validity up to millimeter wave frequencies," *Electronics Letters*, vol. 18, pp. 272–273, 1982.
- [28] M. Y. Frankel, S. Gupta, J. A. Valdmanis, and G. A. Mourou, "Terahertz attenuation and dispersion characteristics of coplanar transmission lines," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 39, pp. 910–915, June 1991.
- [29] R. A. Pucel, D. J. Masse, and C. Hartwig, "Losses in Microstrip," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 16, pp. 342–349, June 1968.
- [30] E. J. Denlinger, "Losses in microstrip lines," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 28, pp. 513–522, June 1980.

- [31] T. Krems, *Verbindungs- und Aufbautechniken für koplanare Millimeterwellenschaltkreise*. TU München: Dissertation, 1999.
- [32] R. K. Hoffmann, *Integrierte Mikrowellenschaltungen*. Berlin: Springer-Verlag, 1983.
- [33] T. Krems, A. Tessmann, W. H. Haydl, C. Schmelz, and P. Heide, "Avoiding Cross Talk and Feed Back Effects in Packaging Coplanar Millimeter-Wave Circuits," in *Proc. IEEE International Microwave Symposium (MTT-S'98)*, vol. 3, June 1998, pp. 1091–1094.
- [34] K. Beilenhoff and W. Heinrich, "Excitation of the parasitic parallel-plate line mode at coplanar discontinuities," in *Proc. IEEE International Microwave Symposium (MTT-S'97)*, vol. 3, June 1997, pp. 1789–1792.
- [35] M. A. Magerko, L. Fan, and K. Chang, "Multiple dielectric structures to eliminate moding problems in conductor-backed coplanar waveguide mics," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 2, pp. 257–259, June 1992.
- [36] N. K. Das, "Methods of supression or avoidance of parallel-plate power leakage from conductor-backed transmission lines," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 44, pp. 169–181, Feb. 1996.
- [37] M. Schlechtweg, W. H. Haydl, A. Bangert, J. Braunstein, P. J. Tasker, L. Verweyen, H. Massler, W. Bronner, A. Hülsmann, and K. Köhler, "Coplanar millimeter-wave ICs for W-band applications using 0,15  $\mu\text{m}$  pseudomorphic MODFETs," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 31, pp. 1426–1434, Oct. 1996.
- [38] W. H. Haydl, W. Heinrich, R. Bosch, M. Schlechtweg, P. J. Tasker, and J. Braunstein, "Design data for millimeter-wave coplanar circuits," in *Proc. 22nd European Microwave Conference (EuMC'93)*, Oct. 1993, pp. 223–228.
- [39] A. M. Tran and T. Itoh, "Full-wave modeling of coplanar waveguide discontinuities with finite conductor thickness," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 41, pp. 1611–1615, Sept. 1993.
- [40] R. Kulke and T. Sporkmann, "Coplanar waveguide elements for a European CAD environment," in *Proc. 23th European Microwave Conference (EuMC'93)*, Oct. 1993, pp. 209–213.
- [41] W. Heinrich, "Conductor Loss in Transmission Lines in Monolithic Microwave and Millimeter-Wave Integrated Circuits," *Intern. Journal of Microw. and mm-Wave Computer-Aided Eng., Bd. 2 (3)*, pp. 155–167, 1992.
- [42] H. J. Finlay, R. H. Jansen, J. A. Jenkins, and I. G. Eddison, "Accurate characterization and modeling of transmission lines for GaAs MMICs," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 36, pp. 961–967, June 1988.



- [43] W. Heinrich, "Quasi-TEM description of MMIC coplanar lines including conductor loss effects," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 41, pp. 45–52, Jan. 1993.
- [44] W. H. Haydl, A. Tessmann, K. Zuefle, H. Massler, T. Krems, L. Verweyen, and J. Schneider, "Models of Coplanar Lines and Elements over the Frequency Range 0-120 GHz," in *Proc. 26th European Microwave Conference (EuMC'96)*, Oct. 1996, pp. 996–1000.
- [45] G. Dambrine, A. Cappy, F. Heliodore, and E. Playez, "A New Method for Determining the FET Small-Signal Equivalent Circuit," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 36, pp. 1151–1159, July 1988.
- [46] J. Braunstein, *Entwicklung von modulationsdotierten Feldeffekttransistoren für monolithisch integrierte Höchstfrequenzschaltungen*. RWTH Aachen: Dissertation, 1994.
- [47] P. J. Tasker, "Transistor Characterization at Microwave Frequencies," in *IAF Short Course: Ultra-High Speed Semiconductor Electronics and Optoelectronics*, Aug. 1991.
- [48] A. Tessmann, A. Leuther, C. Schwoerer, H. Massler, S. Kudszus, W. Reinert, and M. Schlechtweg, "A Coplanar 94 GHz Low-Noise Amplifier MMIC Using 0.07  $\mu\text{m}$  Metamorphic Cascode HEMTs," in *Proc. IEEE International Microwave Symposium (MTT-S'03)*, vol. 3, June 2003, pp. 1581–1584.
- [49] G. D. Vendelin, A. M. Pavio, and U. L. Rohde, *Microwave circuit design*. New York: John Wiley and Sons, 1990.
- [50] A. Tessmann, W. H. Haydl, A. Hülsmann, and M. Schlechtweg, "High-Gain Cascode MMICs in Coplanar Technology at W-Band Frequencies," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 8, pp. 430–431, Dec. 1998.
- [51] A. Tessmann, A. Leuther, C. Schwoerer, and H. Massler, "Metamorphic 94 GHz Power Amplifier MMICs," in *Proc. IEEE International Microwave Symposium (MTT-S'05)*, vol. 2, June 2005, pp. ccc–ccc.
- [52] T. Kashiwa, T. Katoh, T. Ishida, Y. Kojima, and Y. Mitsui, "A High-Performance Ka-Band Monolithic Variable-Gain Amplifier Using Dual-Gate HEMTs," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 7, pp. 251–251, Aug. 1997.
- [53] J. Kim and Y. Kwon, "Intermodulation Analysis of Dual-Gate FET Mixers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, pp. 1544–1555, June 2002.
- [54] R. Allam, C. Kolanowski, J.-C. D. Jaeger, and Y. Crosnier, "An Accurate Dual-Gate HFET Nonlinear Model for Millimeter-Wave MMIC Design," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 8, pp. 315–320, Dec. 1998.

- [55] S. Kudszus, *Monolithisch integrierte Millimeterwellen-Oszillatoren auf der Basis von Heterostruktur-Feldeffekttransistoren*. TH Karlsruhe: Dissertation, 2001.
- [56] J. Jeong and Y. Kwon, "Monolithic Distributed Amplifier With Active Control Schemes for Optimum Gain and Group-Delay Flatness, Bandwidth, and Stability," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, pp. 1101–1110, Apr. 2004.
- [57] S. Masuda, T. Takahashi, and K. Joshin, "An Over-110-GHz InP HEMT Flip-Chip Distributed Baseband Amplifier With Inverted Microstrip Line Structure for Optical Transmission System," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 38, pp. 1479–1484, Sept. 2003.
- [58] D. E. Root, S. Fan, and J. Meyer, "Technology Independent Large Signal Non Quasi-Static FET Models by Direct Construction from Automatically Characterized Device Data," in *Proc. 20th European Microwave Conference (EuMC'91)*, Oct. 1991, pp. 927–932.
- [59] M. Fernandez-Barciela, P. J. Tasker, Y. Campos-Roca, M. Demmler, H. Massler, E. Sanchez, M. C. Curras-Francos, and M. Schlechtweg, "A Simplified Broad-Band Large-Signal Nonquasi-Static Table-Based FET Model," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, pp. 395–405, Mar. 2000.
- [60] J. M. Golio, *Microwave MESFETs and HEMTs*. Norwood, MA: Artech House, 1991.
- [61] I. Angelov, H. Zirath, and N. Rorsman, "A New Empirical Nonlinear Model for HEMT and MESFET Devices," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 40, pp. 2258–2266, Dec. 1992.
- [62] I. Angelov, L. Bengtsson, and M. Garcia, "Extension of the Chalmers Nonlinear HEMT and MESFET Model," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 44, pp. 1664–1674, Oct. 1996.
- [63] Hewlett-Packard, *EEsof Scalable Nonlinear HEMT Model*. Circuit Element Catalogue: HP-EEsof Microwave and RF Circuit Design, 1994.
- [64] M. Berroth, *Schaltkreissimulator für Heterostrukturfeldeffekttransistoren*. Ruhr-Universität Bochum: Dissertation, 1991.
- [65] R. Osorio, W. Marsetz, M. Demmler, M. Schlechtweg, and M. Berroth, "Large signal modeling and verification for MODFETs based on a new analytical gate charge equation," in *4th International Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimeterwave Circuits*, 1996, pp. 95–100.

- [66] R. Osorio, M. Berroth, W. Marsetz, L. Verweyen, M. Demmler, H. Massler, M. Neumann, and M. Schlechtweg, "Analytical charge conservative large signal model for MODFETs validated up to mm-wave," in *Proc. IEEE International Microwave Symposium (MTT-S'98)*, vol. 2, June 1998, pp. 595–598.
- [67] W. R. Curtice, "A MESFET Model for Use in the Design of GaAs Integrated Circuits," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 28, pp. 448–456, May 1980.
- [68] M. W. Pospieszalski, "Modeling of Noise Parameters of MESFETs and MODFETs and Their Frequency and Temperature Dependence," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 37, pp. 1340–1350, Sept. 1989.
- [69] M. W. Pospieszalski and A. C. Niedzwiecki, "FET noise model and on-wafer measurement of noise parameters," in *Proc. IEEE International Microwave Symposium (MTT-S'91)*, vol. 3, June 1991, pp. 1117–1120.
- [70] P. M. Smith, D. Dugas, K. Chu, K. Nichols, K. G. Duh, J. Fischer, L. M. Pleasant, D. Xu, L. Gunter, A. Vera, R. Lender, and D. Meharry, "Progress in GaAs metamorphic HEMT technology for microwave applications," in *Proc. IEEE Gallium Arsenide IC Symposium (GaAsIC'03)*, Oct. 2003, pp. 21–24.
- [71] M. Matloubian, "Advances in Millimeter-Wave FET MMIC Technology," in *Proc. IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC'99)*, June 1999, pp. 141–144.
- [72] R. Lai *et al.*, "An InP HEMT MMIC LNA with 7.2 db Gain at 190 GHz," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 8, pp. 393–395, Nov. 1998.
- [73] J. W. Archer and R. Lai, "Ultra-Low-Noise InP-MMIC Amplifiers for 85-115 GHz," in *Proc. Asia-Pacific Microwave Conference (APMC'00)*, Dec. 2000, pp. 173–176.
- [74] V. Hoel, S. Boret, B. Grimbert, G. Apercé, S. Bollaert, H. Happy, X. Wallart, and A. Cappy, "94 GHz Low Noise Amplifier on InP in Coplanar Technology," in *Proc. European Gallium Arsenide and Related III-V Compounds Application Symposium (GAAS'99)*, Oct. 1999, pp. 257–262.
- [75] M. Thumm, *Hoch- und Höchstfrequenzhalbleiterschaltungen*. Universität Karlsruhe (TH): Skriptum zur Vorlesung, 1994, 3. Auflage, WS 93/94.
- [76] *Fundamentals of RF and Microwave Noise Figure Measurements*. Agilent Application Note 57-1.
- [77] H. T. Friis, "Noise Figures of Radio Receivers," in *Proc. of the IRE*, July 1944, pp. 419–422.

- [78] F. Danneville, H. Happy, G. Dambrine, J.-M. Belquin, and A. Cappy, "Microscopic Noise Modeling and Macroscopic Noise Models: How Good a Connection?" *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. ED-41, pp. 779–786, May 1994.
- [79] A. van der Ziel, "Thermal noise in field effect transistors," *Proc. of the IRE*, vol. 50, pp. 1808–1812, 1962.
- [80] —, "Gate noise in field effect transistors at moderately high frequencies," *Proc. of the IRE*, vol. 51, pp. 461–467, Mar. 1963.
- [81] H. Fukui, "Design of microwave GaAs MESFETs for broadband, low-noise amplifiers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 27, pp. 643–650, July 1979.
- [82] P. J. Tasker, W. Reinert, B. Hughes, J. Braunstein, and M. Schlechtweg, "Transistor Noise Parameter Extraction Using a 50  $\Omega$  Measurement System," in *Proc. IEEE International Microwave Symposium (MTT-S'93)*, vol. 3, June 1993, pp. 1251–1254.
- [83] P. J. Tasker, M. Schlechtweg, W. Reinert, and J. Braunstein, "A novel approach for MODFET noise parameter extraction and its application in mm-wave MMICs," in *Proceedings of the Microwave and Optronics Conference '93*, 1993, pp. 212–216, Sindelfingen, Germany.
- [84] M. W. Pospieszalski and E. J. Wollack, "Ultra-low-noise InP field effect transistor amplifiers for radio astronomy receivers," in *Proc. European Gallium Arsenide and Related III-V Compounds Application Symposium (GAAS'00)*, Oct. 2000, pp. 5–8.
- [85] P. P. Huang, T.-W. Huang, H. Wang, E. W. Lin, Y. Shu, G. S. Dow, R. Lai, M. Biedenbender, and J. H. Elliott, "A 94-GHz 0.35-W Power Amplifier Module," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 45, pp. 2418–2423, Dec. 1997.
- [86] H. Wang, Y. Hwang, T. H. Chen, M. Biedenbender, D. C. Streit, D. C. W. Lo, G. S. Dow, and B. R. Allen, "A W-band Monolithic 175-mW Power Amplifier," in *Proc. IEEE International Microwave Symposium (MTT-S'95)*, vol. 2, May 1995, pp. 419–422.
- [87] M. Morgan and S. Weinreb, "A W-band Monolithic Medium Power Amplifier," in *Proc. IEEE International Microwave Symposium (MTT-S'03)*, vol. 1, June 2003, pp. 133–136.
- [88] M. Aust, H. Wang, M. Biedenbender, R. Lai, D. C. Streit, P. H. Liu, G. S. Dow, and B. R. Allen, "A 94 GHz Monolithic Balanced Power Amplifier Using 0.1  $\mu\text{m}$  Gate GaAs-Based HEMT MMIC Production Process Technology," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 5, pp. 12–14, Jan. 1995.

- [89] Y. C. Leong and S. Weinreb, "Full W-band MMIC Medium Power Amplifier," in *Proc. IEEE International Microwave Symposium (MTT-S'00)*, vol. 2, June 2000, pp. 951–954.
- [90] K. Hwang, P. C. Chao, C. Creamer, K. B. Nichols, S. Wang, D. Tu, W. Kong, D. Dugas, and G. Patton, "Very High Gain Millimeter-Wave InAlAs/InGaAs/GaAs Metamorphic HEMTs," *IEEE Electron Device Letters*, vol. 20, no. 11, pp. 551–553, Nov. 1999.
- [91] B. Kane, S. Weinreb, E. Fischer, and N. Byer, "High-sensitivity W-band MMIC radiometer modules," in *Proc. IEEE Microwave and Millimeter-Wave Monolithics Circuits Symposium*, May 1995, pp. 59–62.
- [92] S. Y. Liao, *Microwave Circuit Analysis and Amplifier Design*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, Inc., 1987.
- [93] H. Eisele and R. Kamoua, "Submillimeter-Wave InP Gunn Devices," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, pp. 2371–2378, Oct. 2004.
- [94] R. G. Freitag, "A Unified Analysis of MMIC Power Amplifier Stability," in *Proc. IEEE International Microwave Symposium (MTT-S'92)*, vol. 1, June 1992, pp. 297–300.
- [95] L. Samoska, K.-Y. Lin, H. Wang, Y.-H. Chung, M. Aust, S. Weinreb, and D. Dawson, "On the Stability of Millimeter-Wave Power Amplifiers," in *Proc. IEEE International Microwave Symposium (MTT-S'02)*, vol. 2, June 2002, pp. 429–432.
- [96] S. Ramberger and T. Merkle, "A Symmetry Device to Speed Up Circuit Simulation and Stability Test," in *Proc. IEEE International Microwave Symposium (MTT-S'02)*, vol. 3, June 2002, pp. 967–970.
- [97] H. Wang, R. Lai, Y.-L. Kok, T.-W. Huang, M. V. Aust, Y. C. Chen, P. H. Siegel, T. Gaier, R. J. Dengler, and B. R. Allen, "A 155-GHz Monolithic Low-Noise Amplifier," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 46, pp. 1660–1666, Nov. 1998.
- [98] A. Tessmann, A. Leuther, H. Massler, M. Kuri, C. Schwörer, M. Schlechtweg, and G. Weimann, "A 220 GHz Metamorphic HEMT Amplifier MMIC," in *Proc. IEEE Compound Semiconductor IC Symposium (CSICS'04)*, Oct. 2004, pp. 297–300.
- [99] R. Raja *et al.*, "A 183 GHz Low Noise Amplifier Module with 5.5 dB Noise Figure for the Conical-Scanning Microwave Imager Sounder (CMIS) Program," in *Proc. IEEE International Microwave Symposium (MTT-S'01)*, vol. 3, June 2001, pp. 1851–1854.
- [100] Y. L. Kok *et al.*, "160-190-GHz Monolithic Low-Noise Amplifier," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 9, pp. 311–313, Aug. 1999.

- [101] M. Urteaga, D. Scott, S. Krishnan, Y. Wei, M. Dahlström, Z. Griffith, N. Parthasarathy, and M. Rodwell, “G-Band (140-220-GHz) InP-Based HBT Amplifiers,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 38, pp. 1451–1456, Sept. 2003.
- [102] J. W. Archer, R. Lai, R. Grundbacher, M. Barsky, R. Tsai, and P. Reid, “An Indium Phosphide MMIC Amplifier for 180-205 GHz,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 11, pp. 4–6, Jan. 2001.
- [103] S. Weinreb, T. Gaier, R. Lai, M. Barsky, Y. Leong, and L. Samoska, “High-Gain 150-215 GHz MMIC Amplifier with Integral Waveguide Transitions,” *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 9, pp. 282–284, July 1999.
- [104] L. Verweyen, *Monolithisch integrierte W-Band-Mischer in Koplanartechnik auf der Basis einer pseudomorphen HEMT-Technologie*. RWTH Aachen: Dissertation, 1998.
- [105] S. A. Maas, “A GaAs MESFET Mixer with Very Low Intermodulation,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 35, pp. 425–429, Jan. 1987.
- [106] H. Zirath and N. Rorsman, “A Resistive HEMT-Mixer with Very Low LO-Power Requirements and Low Intermodulation,” in *Proc. 19th European Microwave Conference (EuMC’91)*, Oct. 1991, pp. 1469–1474.
- [107] W. Wiesbeck, *Radar System Engineering*. Universität Karlsruhe (TH): Skriptum zur Vorlesung, 2003, 9. Edition, WS 2002/2003.
- [108] J. Detlefsen, *Radartechnik*. Berlin: Springer-Verlag, 1989.
- [109] S. Kudszus, T. Berceli, A. Tessmann, M. Neumann, and W. H. Haydl, “W-Band HEMT-Oscillator MMICs Using Subharmonic Injection Locking,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, pp. 2526–2532, Dec. 2000.
- [110] T. v. Kerssenbrock and P. Heide, “Novel 77 GHz flip-chip sensor modules for automotive radar applications,” in *Proc. IEEE International Microwave Symposium (MTT-S’99)*, vol. 1, June 1999, pp. 289–292.
- [111] A. Jentzsch, *Elektromagnetische Eigenschaften von Flip-Chip-Übergängen im Millimeterwellenbereich*. TU Berlin: Dissertation, 2002.
- [112] C. Schmelz, *Untersuchungen zum Verhalten von Millimeterwellen-Schaltungen in Flip-Chip-Technik auf koplanaren Leiterstrukturen*. Universität der Bundeswehr München: Dissertation, 2000.
- [113] N. K. Das and D. M. Pozar, “Full-Wave Spectral-Domain Computation of Materials, Radiation, and Guided Wave Losses in Infinite Multilayered Printed Transmission Lines,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, pp. 54–63, Jan. 1991.

- [114] W. H. Haydl, L. Verweyen, T. Jakobus, M. Neumann, A. Tessmann, T. Krems, M. Schlechtweg, W. Reinert, H. Massler, J. Rüdiger, W. Bronner, A. Hülsmann, and T. Fink, "Compact Monolithic Coplanar 94 GHz Front Ends," in *Proc. IEEE International Microwave Symposium (MTT-S'97)*, vol. 3, June 1997, pp. 1281–1284.
- [115] A. Tessmann, W. H. Haydl, T. Krems, M. Neumann, H. Massler, L. Verweyen, A. Hülsmann, and M. Schlechtweg, "A Compact Coplanar W-Band Variable Gain Amplifier MMIC With Wide Control Range Using Dual-Gate HEMTs," in *Proc. IEEE International Microwave Symposium (MTT-S'98)*, vol. 2, June 1998, pp. 685–688.
- [116] M. L. Edwards and J. H. Sinsky, "A New Criterion for Linear 2-Port Stability Using a Single Geometrically Derived Parameter," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 40, pp. 2303–2311, Dec. 1992.
- [117] W. Heinrich, A. Jentsch, and G. Baumann, "Millimeter-wave characteristics of flip-chip interconnects for multichip modules," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 46, pp. 2264–2268, Dec. 1998.
- [118] A. Tessmann, W. H. Haydl, P. Heide, T. v. Kerssenbrock, and S. Kudszus, "Suppression of parasitic substrate modes in flip-chip packaged coplanar W-band amplifier MMICs," in *Proc. IEEE International Microwave Symposium (MTT-S'01)*, vol. 2, May 2001, pp. 543–546.
- [119] A. Tessmann, W. H. Haydl, M. Neumann, and J. Rüdiger, "W-Band Cascode Amplifier Modules for Passive Imaging Applications," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 10, pp. 189–191, May 2000.
- [120] R. H. Dicke, "The Measurement of Thermal Radiation at Microwave Frequencies," *Rev. Sci. Instr.*, vol. 17, pp. 268–275, July 1946.
- [121] N. Skou, *Microwave Radiometer Systems: Design and Analysis*. Norwood, MA: Artech House, 1989.
- [122] M. Schlechtweg, A. Tessmann, A. Leuther, C. Schwörer, M. Lang, U. Nowotny, and O. Kappeler, "Integrated Circuits Based on 300 GHz  $f_T$  Metamorphic HEMT Technology for Millimeter-Wave and Mixed-Signal Applications," in *Proc. European Gallium Arsenide and Related III-V Compounds Application Symposium (GAAS'03)*, Oct. 2003, pp. 465–468.
- [123] M. G. Case, C. Pobanz, S. Weinreb, M. Matloubian, M. Hu, M. Wetzel, P. Janke, and C. Ngo, "Low-Cost, High Performance W-Band LNA MMICs for Millimeter-Wave Imaging," in *Proc. of SPIE, Passive Millimeter-Wave Imaging Technology IV*, vol. 4032, Apr. 2000, pp. 89–96.

- [124] H. Morkoc, H. Unlu, and G. Ji, *Principles and technology of MODFETs*. Chichester: John Wiley and Sons, 1991.
- [125] D. C. Streit, T. R. Block, M. Wojtowicz, D. Pascuray, R. Lai, G. I. Ng, and P. H. Liu, "Graded channel InGaAs-InAlAs-InP high electron mobility transistors," *Journal of Vacuum Science Technology*, vol. B13(2), pp. 774–776, Mar. 1995.
- [126] P. J. Tasker and B. Hughes, "Importance of Source and Drain Resistance to the Maximum  $f_t$  of Millimeter-Wave MODFETs," *IEEE Electron Device Letters*, vol. 10, no. 7, pp. 291–293, July 1989.
- [127] G. Gonzales, *Microwave transistor amplifiers: analysis and design*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, Inc., 1984.
- [128] S. J. Mason, "Power gain in feedback amplifiers," *IRE Transactions on Circuit Theory*, vol. CT-1, no. 2, pp. 20–25, June 1954.
- [129] J. M. Rollett, "Stability and Power-Gain Invariants of Linear Twoports," *IRE Transactions on Circuit Theory*, vol. CT-9, no. 1, pp. 29–32, Mar. 1962.
- [130] J. M. Rollet, "The Measurement of Transistor Unilateral Gain," *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 12, pp. 91–97, Mar. 1965.
- [131] M. B. Das, "A High Aspect Ratio Design Approach to Millimeter-Wave HEMT Structures," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. ED-32, pp. 11–17, Jan. 1985.
- [132] R. Soares, *GaAs MESFET circuit design*. London, Boston: Artech House, 1988.
- [133] A. Leuther, R. Weber, M. Dammann, M. Schlechtweg, M. Mikulla, M. Walther, and G. Weimann, "Metamorphic 50 nm InAs-Channel HEMT," in *Proc. 17th International Conference on Indium Phosphide and Related Materials (IPRM'05)*, May 2005, pp. 129–132.
- [134] M. Dammann, A. Leuther, R. Q. M. Meng, H. Konstanzer, W. Jantz, and M. Mikulla, "Reliability of 70 nm metamorphic HEMTs," *Microelectronics Reliability*, vol. 44, pp. 939–943, Apr. 2004.
- [135] M. Dammann, A. Leuther, F. Benkhelifa, T. Feltgen, and W. Jantz, "Reliability and degradation mechanism of AlGaAs/InGaAs and InAlAs/InGaAs HEMTs," *phys. stat. sol. (a)*, vol. 195, pp. 81–86, Jan. 2003.



# Danksagung

Die vorliegende Arbeit entstand im Rahmen meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Fraunhofer-Institut für Angewandte Festkörperphysik (IAF) in Freiburg.

Mein besonderer Dank gilt Herrn Prof. Dr. G. Weimann, dem Leiter des IAF, für die stete Förderung meiner Arbeit, für das ausgezeichnete Arbeitsumfeld und für die Übernahme des Erstgutachtens. Ebenso danke ich Herrn Prof. Dr. Dr. h. c. M. Thumm, dem Leiter des Instituts für Hochleistungsimpuls- und Mikrowellentechnik (IHM) am Forschungszentrum Karlsruhe, für sein Interesse an den vorgestellten Ergebnissen, für die anregenden Diskussionen und die Übernahme des Korreferats. Herrn Dr.-Ing. M. Schlechtweg, dem Leiter der Abteilung Hochfrequenz-Bauelemente und -Schaltungen, danke ich für die stetige Unterstützung und die vielfältigen Anregungen, die mit zum Erfolg dieser Arbeit beigetragen haben. Ebenso gilt mein Dank Herrn Dr. W. H. Haydl, dem ehemaligen Leiter der Arbeitsgruppe Subsysteme, für die zahlreichen wertvollen Diskussionen.

Für die vielfältige Unterstützung, die ich während meiner Arbeit erfahren habe, möchte ich mich bei allen Mitarbeitern des IAF bedanken. Besonderer Dank geht an Herrn Dr. A. Leuther, dem Leiter der Arbeitsgruppe Lithographie, für anregende und auch unterhaltsame Diskussionen sowie für die hervorragende Zusammenarbeit innerhalb der letzten Jahre. Den Herren M. Rießle, Dipl.-Ing. M. Kuri und M. Zink danke ich für die ausgezeichnete Unterstützung im Bereich der Aufbautechnik und Konstruktion. Ebenso danke ich Herrn Dr. M. Seelmann-Eggebert sowie den ehemaligen Kollegen Herrn Dipl.-Ing. C. Schwörer und Herrn Dipl.-Ing. T. Merkle für die Unterstützung bei der Modellierung und den elektromagnetischen Feldsimulationen.

Besonders bedanken möchte ich mich bei den Herren Dipl.-Ing. H. Maßler, Dipl.-Ing. M. Kuri und Dr. W. Reinert für die äußerst akkuraten Streuparameter-, Leistungs- und Rauschmessungen sowie bei Herrn Dr. R. Quay, dem Leiter der Arbeitsgruppe Bauelemente und Charakterisierung, für die stete Motivation und sein großes Interesse an den vorgestellten Ergebnissen. Weiterhin danke ich allen Mitarbeitern der Abteilung HF-Bauelemente und -Schaltungen für die vielfältige Hilfe, die fachlichen Diskussionen und das angenehme persönliche Umfeld. Ebenso gilt mein Dank den Mitarbeitern aus der Technologie und Epitaxie für die vielfältige Unterstützung und die Realisierung der von mir entworfenen Schaltkreise.

Herrn G. Eichin, dem Leiter der mechanischen Werkstatt, und seinen Mitarbeitern danke ich für die kompetente und unkomplizierte Hilfestellung bei der Anfertigung der Millimeterwellengehäuse. Ebenso danke ich Frau L. Marek für die Aufnahme und Bereitstellung

ausgezeichneter Fotografien. Bei Herrn B. Matthes und Frau W. Fehrenbach möchte ich mich für das sachkundige Abdünnen der Millimeterwellenschaltkreise bedanken.

Für die Entwicklung und Herstellung der bildgebenden Systemdemonstratoren sowie für die zahlreichen wertvollen Diskussionen möchte ich mich bei Herrn Dr. H. Essen, dem Leiter der Abteilung Millimeterwellenradar und Höchsthfrequenzsensorik (MHS) des Forschungsinstituts für Hochfrequenzphysik und Radartechnik (FGAN-FHR) in Wachtberg-Werthhoven, und seinen Mitarbeitern bedanken. Besonderer Dank gilt Herrn Dipl.-Ing. R. Sommer für die kontinuierliche und ausgesprochen konstruktive Zusammenarbeit.

Bei Frau M. Trosic, Herrn A. Bangert, Herrn J. Rosenzweig, Herrn M. Schlechtweg, Herrn A. Leuther und meinen Eltern bedanke ich mich ganz herzlich für die Korrektur des Manuskriptes sowie für ihre aufmunternden Worte und ihre fortwährende Unterstützung.

Abschließend gilt mein ganz besonderer Dank meinem ehemaligen Zimmerkollegen, Herrn Dr.-Ing. Steffen Kudszus, für seine hervorragende fachliche Unterstützung, seine zahlreichen konstruktiven Anregungen und seine stete Hilfsbereitschaft.

Gundelfingen  
Im Februar 2006

Axel Tessmann

## Lebenslauf

### Persönliche Daten:

Name: Axel Tessmann  
Geburtsdatum: 04. Juli 1969  
Geburtsort: Freiburg im Breisgau  
Familienstand: ledig

### Schulbildung:

1975 – 1979: Johann-Peter-Hebel-Grundschule, Gundelfingen  
1979 – 1988: Kreisgymnasium, Gundelfingen  
06. Mai 1988: Abitur

### Wehr- oder Ersatzdienst:

1988 – 1989: Grundwehrdienst in Sigmaringen

### Studium

1990 – 1997: Studium der Elektrotechnik  
an der Technischen Universität Karlsruhe  
Studienmodell Hochfrequenztechnik  
20. März 1997: Diplom Elektrotechnik  
an der Technischen Universität Karlsruhe

### Berufstätigkeit

seit Juli 1997 Wissenschaftlicher Mitarbeiter am  
Fraunhofer Institut für Angewandte Festkörperphysik (IAF)  
Freiburg im Breisgau  
seit Jan. 2002 Leiter der Arbeitsgruppe HF-MM (MMICs und Module)

ISBN 3-86644-039-1

---

[www.uvka.de](http://www.uvka.de)