

Leistungsverstärker für die Raumfahrt mit Galliumnitrid Elektronik

LEVERAGE 2

Das diesem Bericht zugrunde liegende Vorhaben wurde mit Mitteln des Bundesministeriums für Wirtschaft und Technologie durch das Deutsche Zentrum für Luft- und Raumfahrt e.V. (DLR) unter dem Förderkennzeichen 50 YB 1504 gefördert.

Abschlussbericht der Technischen Universität Hamburg
Förderzeitraum: 01.01.2015 – 30.06.2018
S. Samis, P. Feuerschütz und A. F. Jacob

The logo for TUHH (Technische Universität Hamburg) consists of the letters 'TUHH' in a bold, blue, sans-serif font.

*Technische Universität Hamburg
Institut für Hochfrequenztechnik*

Inhaltsverzeichnis

1	Rahmenbedingungen des Vorhabens	1
1.1	Aufgabenstellung	1
1.2	Voraussetzungen	1
1.3	Durchführung und Zusammenarbeit	2
1.4	Stand der Technik	3
2	Grundlegende Größen	5
3	Verstärker im K-Band bei 20 GHz	7
3.1	Einstufiger 2 W-Verstärker.	7
3.1.1	Entwurf und Herstellung	7
3.1.2	Messergebnisse	8
3.1.3	Schlussfolgerung	10
3.2	Zweistufiger 10 W-Verstärker.	11
3.2.1	Entwurf und Herstellung	11
3.2.2	Messergebnisse	13
3.3	Zweistufiger 15 W-Verstärker.	14
3.3.1	Entwurf und Herstellung	14
3.3.2	Simulations- und Messergebnisse	16
4	Verstärker im K-/Ka-Band bei 26 GHz	18

4.1	Einstufige Verstärkerschaltung	18
4.1.1	Voruntersuchungen zum Transistor	18
4.1.2	Entwurf des Eingangsanpassnetzwerkes	19
4.1.3	Entwurf des Ausgangsanpassnetzwerkes	20
4.1.4	Messergebnisse	22
4.2	Zweistufiger 2 W-Verstärker	23
4.2.1	Entwurf und Herstellung	23
4.2.2	Messergebnisse	25
4.2.3	Schlussfolgerung	26
4.3	Zweistufiger 5 W-Verstärker	27
4.3.1	Entwurf und Herstellung	27
4.3.2	Messergebnisse	29
4.4	Balancierter Verstärker	30
4.4.1	Lange-Koppler	30
4.4.2	Verstärkerentwurf	31
4.4.3	Simulations- und Messergebnisse	31
5	Verstärker im Q-/V-Band (37–43 GHz und 59–66 GHz)	34
5.1	Einstufiger Verstärker für 37–43 GHz	34
5.1.1	Verstärkerentwurf	34
5.1.2	Messergebnisse	35
5.2	Zweistufiger Verstärker für 37–43 GHz mit 1 W Ausgangsleistung	37
5.2.1	Verstärkerentwurf	37
5.2.2	Messergebnisse	37
5.3	Mehrstufiger Q-Band-Verstärker in Koplanarleitungstechnik mit 2 W Ausgangsleistung	39
5.3.1	Verstärkerentwurf	39

5.3.2	Messergebnisse	40
5.4	Balancierter Q-Band-Verstärker in Koplanartechnologie für 4 W Ausgangsleistung	42
5.4.1	Verstärkerentwurf	42
5.4.2	Messergebnisse	42
5.5	Mehrstufiger balancierter Verstärker in Koplanartechnologie für 59–66 GHz . . .	43
5.5.1	Verstärkerentwurf	43
5.5.2	Messergebnisse	44
5.6	Stacked-FET-Verstärker für 59–66 GHz	45
5.6.1	Verstärkerentwurf	45
5.6.2	Messergebnisse	45
6	Zusammenfassung und Ausblick	48

Kapitel 1

Rahmenbedingungen des Vorhabens

1.1 Aufgabenstellung

Das Vorhaben LEVERAGE 2 ist das Nachfolgevorhaben des erfolgreich abgeschlossenen Vorhabens LEVERAGE (FKZ 50 YB 1128). Dort wurden bereits Arbeiten an integrierten Leistungsverstärkern im unteren K-Band (ca. 20 GHz) durchgeführt, wobei hier das Hauptaugenmerk auf hohem Wirkungsgrad und ausreichender Ausgangsleistung für den Einsatz in verteilten Verstärkerarchitekturen (z.B. active electronically scanned arrays, AESAs) lag.

Der Ansatz, integrierte Leistungsverstärker auf Basis von Galliumnitrid(GaN)-Halbleitern für die Satellitenkommunikation im K-Band zu entwerfen, hat sich als zielführend erwiesen und sollte in LEVERAGE 2 weiterverfolgt werden. Weiterhin sollte das Projekt durch Arbeiten an Verstärkern an der unteren Grenze zum Ka-Band (ca. 26 GHz) und im Q/V-Band (37–43 GHz und höher) erweitert werden. Dazu sollte beim Entwurf auf die weiterentwickelte GaN-Technologie mit einer Gatelänge von 100 nm (GaN10) zurückgegriffen werden. Während sich das Augenmerk im K/Ka-Band auf die Ausgangsleistung richten sollte, sollten im Q/V-Band explorativ Verstärker für zukünftige Satellitenkommunikationsanwendungen entworfen und untersucht werden. Diese können z.B. als Treiberverstärker mit hoher Linearität für Wanderfeldröhren eingesetzt werden oder als Senderverstärker für neuartige Anwendungen mit kleineren Leistungen im einstelligen Watt-Bereich dienen.

1.2 Voraussetzungen

Das Vorhaben LEVERAGE 2 knüpft an das Vorhaben LEVERAGE an und wurde von den Zuwendungsempfängern, dem Institut für Hochfrequenztechnik der TU Hamburg („TUHH“) und dem Fraunhofer-Institut für Angewandte Festkörperphysik in Freiburg („Fraunhofer IAF“) bearbeitet. Dabei fungierten Tesat-Spacecom GmbH & Co. KG in Backnang („Tesat-Spacecom“), Airbus Defence and Space GmbH (Airbus DS) und die KHH Consulting als Unterauftragnehmer für die TUHH.

Die Projektpartner und die Unterauftragnehmer brachten folgende Voraussetzungen und Erfahrungen mit:

- Das Fraunhofer IAF ist durch seine langjährige Forschung an der GaN HEMT und der metamorphen GaAs HEMT Technologie die europäisch führende Forschungseinrichtung auf dem Gebiet der III-V- und III-N-Verbindungshalbleiter. Es beherrscht die gesamte Wertschöpfungskette von Epitaxie und Technologie zur Herstellung von Bauelementen und Schaltungen bis hin zum Aufbau von Modulen und Systemen und verfügt über die komplette Messtechnik zur anschließenden Charakterisierung und Optimierung. Aufgrund seiner Beteiligung an zahlreichen ESA- und DLR-Projekten bestehen weiterhin Vorerfahrungen im Bereich der Raumfahrt.
- Die Tesat-Spacecom hat als Systemanbieter jahrzehntelange Erfahrung im Raumfahrtbereich. Ihr Geschäftsfeld umfasst im Gerätebereich sämtliche Nutzlastgeräte für Kommunikationssatelliten in Frequenzen vom L-Band über Ka-Band bis hin zu optischen Frequenzen. Ein Kerngeschäftsfeld stellen dabei Leistungsverstärker vom L- bis Ka-Band mit deren Stromversorgung (Microwave Power Module, MPM) dar.
- Karl Heinz Hübner (KHH Consulting) ist ein Experte in der satellitengestützten Telekommunikation und war bei der Tesat Spacecom seit mehreren Jahren für die Zusammenarbeit in dem Projekt LEVERAGE mit dem IHF verantwortlich. Nach seinem Eintritt in den Ruhestand sollte sein Know-How für das Projekt LEVERAGE 2 weiterhin zur Verfügung stehen.
- Die Airbus DS GmbH hat als Systemanbieter jahrzehntelange Erfahrung im Raumfahrtbereich. Insbesondere auf dem Gebiet der aktiven Gruppenstrahler (Multi-Feed-Antennensysteme) ist sie an mehreren erfolgreichen Projekten beteiligt gewesen und kann insbesondere als potenzieller Anwender Anforderungsprofile für die Verstärkermodule definieren.
- Die TUHH verfügt über langjährige Erfahrungen im Bereich der Raumfahrtelektronik, die in verschiedenen DLR-geförderten Vorhaben erworben wurden. Die Themenfelder decken hierbei GaN-Leistungsverstärker, Wanderfeldröhren, aktive Antennen und Schaltungsintegration ab.

Insbesondere konnten alle Beteiligten auf die Erfahrungen der erfolgreichen Zusammenarbeit im Vorgängerprojekt LEVERAGE zurückgreifen, bei dem die TUHH, das Fraunhofer IAF und die Tesat Spacecom beteiligt waren und Airbus während des Vorhabens als Beobachter hinzukam.

1.3 Durchführung und Zusammenarbeit

Die Zusammenarbeit innerhalb des Projekts wurde weitestgehend durch die Kooperation der beteiligten Partner bestimmt. Das Projekt wurde mit den in der Vorhabenbeschreibung angegebenen Arbeitspaketen bearbeitet. Hierbei war die Aufgabenteilung wie folgt:

- Das Fraunhofer IAF lieferte Entwurfswerkzeuge (Process Design Kits, PDKs) für die GaN HEMT Technologien GaN25 und GaN10. Es stellte die Masken der entworfenen Schaltungen zusammen und fertigte diese als Teil von Multi-Project-Wafer (MPW) Runs. Ferner stellte das Fraunhofer IAF seine Kleinsignal- und Großsignalmesstechnik für Messkampagnen zur Verfügung, während derer die gefertigten Schaltungen charakterisiert wurden.
- Die Tesat-Spacecom lieferte anwendungsbezogene Informationen, die den Einsatz von GaN Leistungsverstärker-MMICs in Telemetry Tracking & Command (TTC) Transpondern sowie Daten-Downlink Transpondern für Ka-Band Satellitenkommunikation betreffen. Diese Informationen sind einerseits Anforderungen an die elektrischen Eigenschaften der Schaltungen und betreffen andererseits Layoutanforderungen, die sich aus der Nutzung der LTCC/HTCC Fertigungslinie der Tesat-Spacecom ergeben.
- Die TUHH war verantwortlich für Entwurf und Layout der integrierten Schaltungen sowie für die Auswertung der bei der Charakterisierung gewonnenen Messdaten. Sie übernahm außerdem die Leitung des Projekts.
- Airbus DS lieferte Designvorgaben für GaN-MMICs im K- und Ka-Band unter der Berücksichtigung der Anforderungen für elektronisch schwenkbare Multifeed-Antennen.
- Karl-Heinz Hübner lieferte wichtige Informationen über die Aufbau- und Packaging-Aktivitäten und beurteilte die Layouts der entworfenen MMICs. Zusätzlich gab er Hinweise zu den Zielspezifikationen für die K-, Ka-, Q- und V-Band MMICs.

Auf regelmäßig stattfindenden Statustreffen wurden neue Ergebnisse und Entwicklungen besprochen sowie das weitere Vorgehen im Vorhaben mit den Partnern abgestimmt.

1.4 Stand der Technik

Obwohl es bereits seit langem starke Forschungsaktivitäten zum Themengebiet Leistungsverstärker gibt, konzentriert sich ein Großteil der Veröffentlichungen doch auf die in kommerziellen Mobilfunkanwendungen benutzten Bänder wie L-, S- und C-Band.

Im S-Band wurden mit GaN HEMT Technologie bereits gute Ergebnisse erzielt, beispielsweise ein Wirkungsgrad (PAE) von 85% mit 16,5 W Ausgangsleistung bei 2 GHz [1] oder ein Wirkungsgrad von 78% mit 11 W Ausgangsleistung bei 3,5 GHz [2].

Im C-Band und X-Band wurde von GaN HEMT Technologie mit über 50% Wirkungsgrad berichtet [3], wobei im C-Band bei 4,8 GHz eine Ausgangsleistung von 340 W und im X-Band bei 9,8 GHz eine Ausgangsleistung von 100 W erzielt wurde.

In den letzten Jahren wurden bereits einige MMICs im K-Band und Ka-Band publiziert. Unter Verwendung der Technologie mit der Gatelänge von 200 nm wurde eine Ausgangsleistung von über 10 W zwischen 17-20 GHz bei einer PAE von 38 % erreicht [4]. Gute Ergebnisse wurden im Ka-Band mit der 150 nm GaN-Technologie erzielt. So ist um 29 GHz eine Spitzenleistung von 11 Watt bei einer PAE von 27 % demonstriert worden [5].

In diesen Frequenzbereichen sind kommerziell nur wenige Leistungsverstärker mit der entsprechenden Leistungsfähigkeit erhältlich. So findet man im Frequenzbereich von 17-20 GHz einen GaN-Verstärker mit einer Sättigungsleistung von 10 W bei einer PAE von 30 % [6]. Ein 9 W MMIC auf GaN-Basis ist ebenfalls im Ka-Band (27,5-31 GHz) erhältlich [7]. Die PAE bei diesem Verstärker beträgt allerdings nur etwa 20 %. Die genannten Produkte unterliegen jedoch Exportbeschränkungen und sind auf dem europäischen Markt nur mit Einschränkungen zu beziehen, was eine Verwendung für europäische Luft- und Raumfahrtprodukte erschwert.

Leistungsverstärker-MMICs für das Q/V-Band¹ unterliegen den selben Restriktionen. Produkte für Anwendungen im Band 30–40 GHz werden hauptsächlich in GaAs pHEMT-Technologie angeboten. Aufgrund der im Vergleich zu GaN HEMT geringeren Leistungsdichte von GaAs pHEMT-Transistoren müssen so mehr Transistoren auf einem Chip untergebracht werden, was komplexe Designs und ggf. thermische und elektrische Einschränkungen mit sich bringt. Typischerweise werden hier Leistungsdichten von etwa 0,25 W/mm² erreicht [8].

¹Anm.: Während das V-Band nach IEEE-Definition den Bereich 40–75 GHz umfasst, gibt es keinen internationalen Standard für den Begriff „Q-Band“ oder „Q/V-Band“. In der Satellitenkommunikation wird der Begriff „Q-Band“, in Abgrenzung zum Ka-Band, üblicherweise für Systeme verwendet, die ihre Downlinkfrequenzen im Bereich 37,5–42,5 GHz haben. In diesem Bericht und Projekt wird der Begriff „Q/V-Band“ zusammenfassend für diese Systeme und auch zukünftige Systeme mit Frequenzen bis zu 75 GHz verwendet.

Kapitel 2

Grundlegende Größen

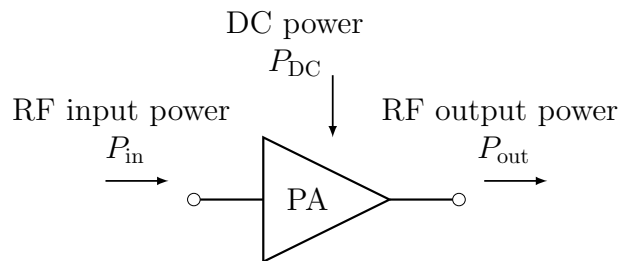


Abbildung 2.1: Leistungsfluss bei einem Verstärker.

In diesem Abschnitt werden alle zum Verständnis notwendigen Größen vorgestellt und kurz erläutert. Eine detailliertere Ausführung kann in der Grundlagenliteratur in [9], [10] nachgelesen werden. Basierend auf dem Diagramm in Abb. 2.1 wird der Gewinn definiert als:

$$G_P = \frac{P_{out}}{P_{in}}, \quad (2.1)$$

wobei P_{out} die Ausgangsleistung an der Last und P_{in} die Eingangsleistung des Verstärkers darstellen. Für den linearen Fall (für sehr kleine Eingangsamplituden) kann der Gewinn, auch Kleinsignalgewinn G_L genannt, mit Hilfe der Streuparameter (S-Parameter) ausgedrückt werden:

$$G_L = \frac{|S_{21}^2| (1 - |\Gamma_L|^2)}{(1 - |\Gamma_{in}|^2) |1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (2.2)$$

Für den Fall, dass der Verstärker an beiden Toren angepasst ist ($\Gamma_L, \Gamma_{in} = 0$), kann (2.2) geschrieben werden als:

$$G_L = S_{21}. \quad (2.3)$$

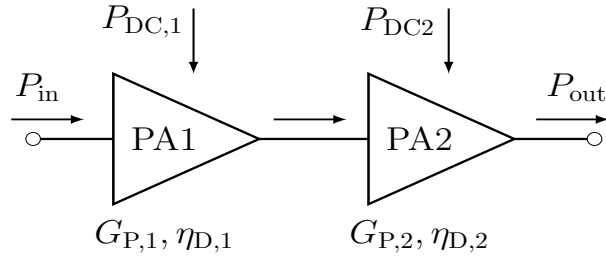


Abbildung 2.2: Leistungsfluss von hintereinander geschalteten Leistungsverstärkern.

Für den Wirkungsgrad eines Leistungsverstärkers werden in der Literatur hauptsächlich zwei Kenngrößen verwendet. Der Drain-Wirkungsgrad ist definiert als das Verhältnis der HF-Leistung am Ausgang zu der vom Verstärker verbrauchten DC-Leistung:

$$\eta_{\text{D}} = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{DC}}}. \quad (2.4)$$

Der Drain-Wirkungsgrad ist jedoch nicht immer eine hilfreiche Kenngröße, da die Eingangsleistung des Verstärkers nicht betrachtet wird. Alternativ wird bei Halbleiterverstärkern die PAE definiert als Verhältnis der Differenz von Ausgangs- und Eingangsleistung zur verbrauchten DC-Leistung:

$$\text{PAE} = \frac{P_{\text{out}} - P_{\text{in}}}{P_{\text{DC}}} = \eta_{\text{D}} \left(1 - \frac{1}{G_{\text{P}}} \right). \quad (2.5)$$

Wie aus (2.5) gefolgert werden kann, wird die PAE stark beeinflusst durch den Gewinn. Wenn zum Beispiel $G_{\text{P}} = 6 \text{ dB}$ ist, so ist die PAE 25% kleiner als der Drain-Wirkungsgrad η_{D} ($\text{PAE} = 0.75\eta_{\text{D}}$). Werden nun zwei Stufen wie in Abb. 2.2 dargestellt hintereinander geschaltet, kann die PAE durch die Kennziffern der einzelnen Stufen ausgedrückt werden:

$$\text{PAE} = \frac{P_{\text{out}} - P_{\text{in}}}{P_{\text{DC},1} + P_{\text{DC},2}} = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{DC},1} + P_{\text{DC},2}} \left(1 - \frac{1}{G_{\text{P},1}G_{\text{P},2}} \right) = \frac{\eta_{\text{D},2}}{1 + \frac{\eta_{\text{D},2}}{\eta_{\text{D},1}G_{\text{P},2}}} \left(1 - \frac{1}{G_{\text{P},1}G_{\text{P},2}} \right). \quad (2.6)$$

Kapitel 3

Verstärker im K-Band bei 20 GHz

Dieses Kapitel fasst die Ergebnisse des Verstärkerentwurfes im K-Band bei 20 GHz (AP100-AP120) zusammen. Die Untersuchungen und Leistungsverstärker, die hier vorgestellt werden, nutzen die vom Fraunhofer IAF bereitgestellten Galliumnitrid-(GaN)-Technologie mit einer Gate-Länge von 250 nm (GaN25). Dabei wird an die Ergebnisse des Vorgängerprojektes LEVERAGE eng angeknüpft und es werden weitere Analysen zur Steigerung der Leistung durchgeführt.

3.1 Einstufiger 2 W-Verstärker.

Um das Potenzial der Technologie zu untersuchen, Ausgangsleistungen von über 10 W zu erzielen, wurde zunächst ein einstufiger Leistungsverstärker entworfen. Obwohl hier das Augenmerk auf der maximal erzielbaren Leistungsdichte lag, sollte der Wirkungsgrad ebenfalls optimiert werden.

3.1.1 Entwurf und Herstellung

Der einstufige Verstärker nutzt eine einzelne $6 \times 90 \mu\text{m}$ -HEMT Zelle, was einer Gate-Peripherie von 0,54 mm entspricht. Dieser Transistor wurde gewählt, weil bei den nachfolgenden Entwürfen ein Gewinn von etwa 20 dB angestrebt wird und dieser als kleinste Zelle den höchsten Gewinn aufweist. Das Schaltbild des gesamten Verstärkers ist in Abb. 3.1 dargestellt. Da sich in dem Vorgängervorhaben herausgestellt hat, dass für die GaN25-Technologie um 20 GHz harmonische Terminierung am Ausgang zur Steigerung des Wirkungsgrades und der Ausgangsleistung führt, wurde für das Ausgangsanpassnetzwerk eine Topologie gewählt, die in der Lage ist die Lastimpedanz sowohl bei der fundamentalen Betriebsfrequenz als auch bei der zweiten Harmonischen einzustellen. Das Eingangsanpassnetzwerk einschließlich des Transistoreinganges, der als eine RLC-Serienschaltung modelliert werden kann, realisiert ein Bandpassfilter zweiter Ordnung mit einer Bandbreite von 3 GHz. Zusätzlich wird die DC-Zuführung am Gate als Stichleitung für harmonische Terminierung am Eingang genutzt. Zur Stabilisierung des Verstärkers wurden am Transistoreingang eine RC-Parallelschaltung und im Gate-Pfad ein Widerstand integriert. Schließlich verwendet das Eingangsanpassnetzwerk eine Hochpasstopologie, die bei

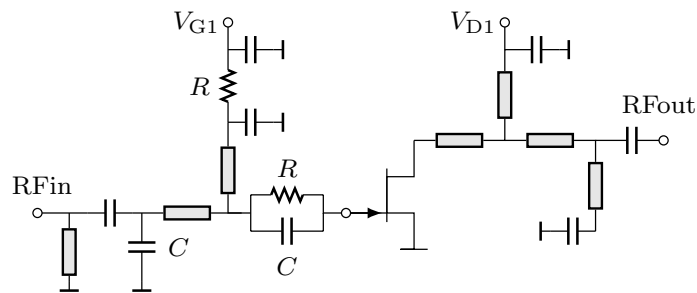


Abbildung 3.1: Schaltbild des Verstärkers.

tiefen Frequenzen mögliche Instabilität inhärent unterdrücken kann. Ein Chipfoto des vollständig hergestellten Leistungsverstärker-MMIC ist in Abb. 3.2 gezeigt. Die Abmessungen des Chips sind $1.75 \times 1.75 \text{ mm}^2$.

3.1.2 Messergebnisse

Für die Messung der Klein- und Großsignalparameter wurde der Arbeitspunkt bei $V_{DS} = 28 \text{ V}$ Drain-Spannung und einem Ruhestrom von $I_D = 100 \text{ mA/mm}$ gewählt. Die Messergebnisse für 34 von 36 Verstärker-Zellen, die sich auf einem Wafer befinden, sind in Abb. 3.3 dargestellt. Diese Verteilung entspricht einer Ausbeute von 94%. Abb. 3.4 zeigt die simulierten (gestrichelt) und die gemessenen S-Parameter für eine repräsentative Verstärker-Zelle. Die gemessenen Kurven sind um etwa 21 GHz zentriert. Der Maximalwert des Kleinsignalgewinnes wird durch das Modell mit etwa 10 dB richtig vorhergesagt, wobei der Verlauf des gemessenen Transmissionsfaktors (S_{21}) deutlich breitbandiger ist als simuliert. Der Eingangsreflektionsfaktor (S_{11}) ist kleiner als -10 dB im Frequenzband zwischen 19,1 GHz und 22,8 GHz.

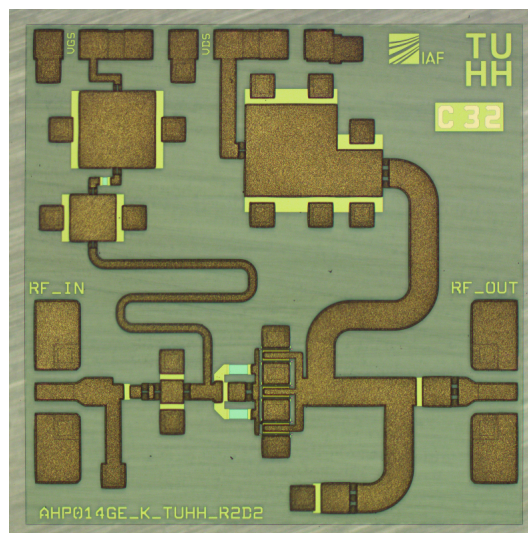


Abbildung 3.2: Foto des Verstärkerchips.

Das gemessene Großsignalverhalten des Leistungsverstärker-MMIC bei 21 GHz ist in Abb. 3.5

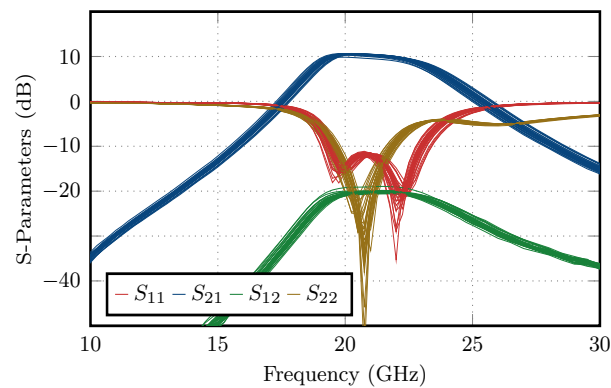


Abbildung 3.3: Wafer-Mapping der gemessenen S-Parameter bei 28 V Drain-Spannung und 100 mA/mm Ruhestrom.

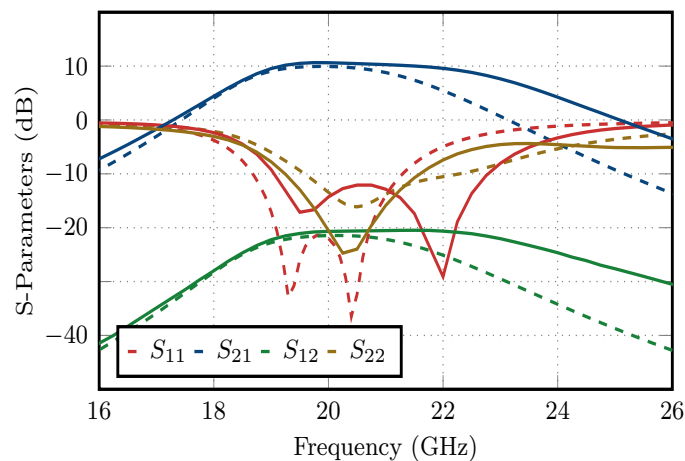


Abbildung 3.4: Vergleich der simulierten (gestrichelt) und der gemessenen S-Parameter bei 28 V Drain-Spannung und 100 mA/mm Ruhestrom.

dargestellt. Der maximale Wert des Wirkungsgrades wird bei einer Eingangsleistung von 26 dBm erreicht und beträgt 40%. Dabei befindet sich der Verstärker ca. 2,5 dB in Kompression. Die Spitzenleistung, die bei dieser Frequenz gemessen wurde, beträgt 2,4 W, was einer Leistungsdichte von 4,8 W/mm entspricht.

Das Großsignalverhalten zwischen 19,5 GHz und 22 GHz bei einer Eingangsleistung von 26 dBm ist in Abb. 3.6 gezeigt. Der Wirkungsgrad ist in diesem Frequenzbereich größer als 30% und erreicht sein Maximum von etwa 40% wie bereits beschrieben bei 21 GHz, wobei in diesem Arbeitspunkt die Ausgangsleistung 2,1 W beträgt. Zwischen 20 GHz und 21,5 GHz variiert die gemessene Ausgangsleistung um 0,5 dB (33 dBm bis 33,5 dBm) und ist größer als 2 W. In diesem Frequenzbereich ist der Großsignalgewinn größer als 7 dB, wobei die Schwankung 0,4 dB (7 dB bis 7,4 dB) beträgt.

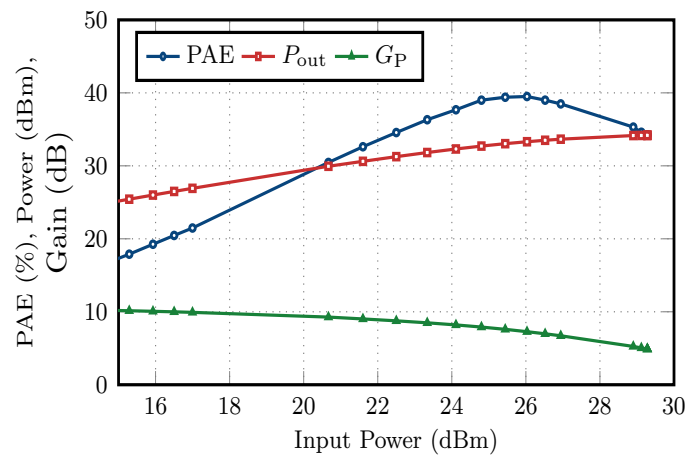


Abbildung 3.5: Gemessenes Großsignalverhalten des Leistungsverstärkers bei 21 GHz.

3.1.3 Schlussfolgerung

Der beschriebene Leistungsverstärker liefert mehr als 2 W Ausgangsleistung über ein Frequenzband von 1,5 GHz. Der Wirkungsgrad ist dabei größer als 33 %. Das Ergebnis zeigt, dass für einen Entwurf mit 15 W Ausgangsleistung die Gate-Peripherie in der Endstufe mindestens 3,79 mm betragen muss, wenn man eine Leistungsdichte von 4 W/mm annimmt. Für einen Verstärker, der auf Basis der verwendeten $6 \times 90 \mu\text{m}$ -Transistorzelle entworfen wird, sind somit acht Transistoren in der Endstufe nötig. Wenn der Verstärker eine Ausgangsleistung von 10 W liefern soll, können vier $8 \times 100 \mu\text{m}$ -Zellen in der Endstufe verwendet werden.

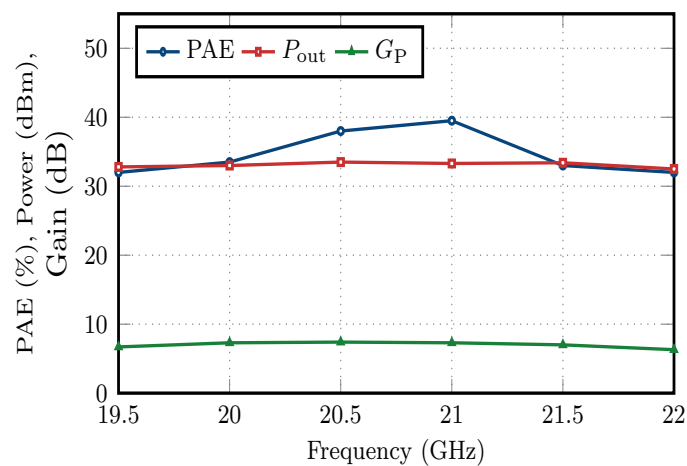


Abbildung 3.6: Gemessenes Großsignalverhalten des Leistungsverstärkers in Abhängigkeit der Frequenz.

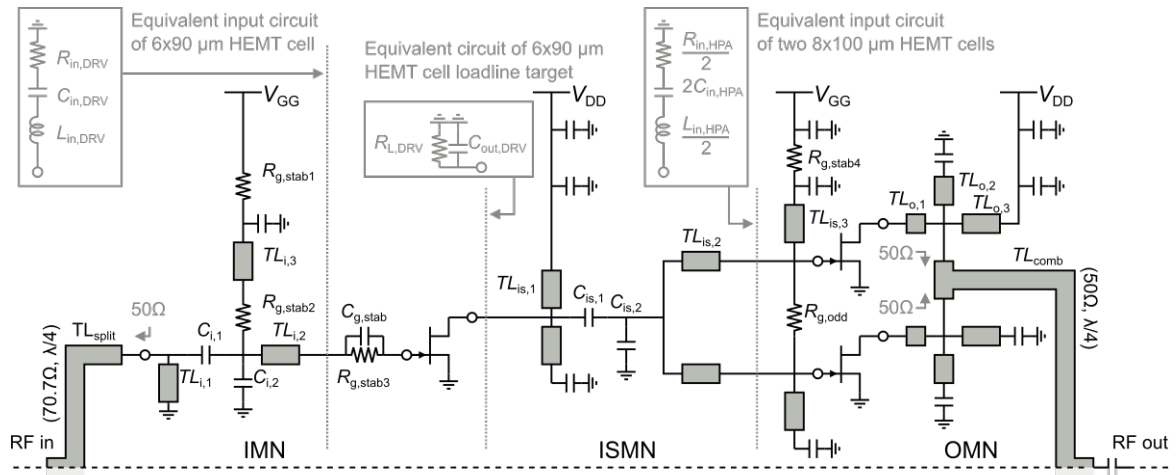


Abbildung 3.7: Schaltbild der oberen Hälfte des entworfenen Verstärkers.

3.2 Zweistufiger 10 W-Verstärker.

In dem Vorgängervorhaben LEVERAGE wurde bereits ein Verstärker entworfen, der eine Sättigungsleistung von über 10 W liefern sollte. Die Großsignalcharakterisierung hat jedoch gezeigt, dass der Verstärker eine Oszillation knapp unterhalb der Betriebsfrequenz aufweist. In dem Vorhaben LEVERAGE 2 wurde der Verstärker überarbeitet und in einem weiteren Technologie-Run hergestellt.

3.2.1 Entwurf und Herstellung

Die Entwurfsziele für den Verstärker sind in Tab. 3.1 dargestellt. Um die gewünschte Kleinsignalverstärkung von 20 dB zu erzielen, wurden in der Treiberstufe zwei $6 \times 90 \mu\text{m}$ -Zellen verwendet. Diese haben als kleinste verfügbare Transistoren den bestmöglichen Gewinn. Unter der Annahme einer Leistungsdichte von 4 W/mm und einem maximalen Verlust von 1 dB im Ausgangsanpassnetzwerk muss die Endstufe, um das 10 W Ziel zu erreichen, in der Lage sein, am Ausgang in der Transistorebene $12,6 \text{ W}$ zu liefern. Diese Leistung kann mit Hilfe von vier $8 \times 100 \mu\text{m}$ -Transistoren

PAE (%)	Leistung (W)	G_L (dB)	Freq (GHz)
30	10	20	18-19

Tabelle 3.1: Entwurfsziele für den Verstärker.

bereitgestellt werden. Der Verstärker wurde dementsprechend zweistufig ausgeführt und besitzt ein aggressives Verhältnis der Gate-Peripherien (*staging ratio*) von Endstufe und Treiber von ca. 3:1. Das Schaltbild der oberen symmetrischen Hälfte des Leistungsverstärkers ist in Abb. 3.7 gezeigt. Die Transformation der 50Ω -Systemimpedanz am Ausgang auf die 50Ω für jede der vier Verstärkerzellen wird mit Hilfe von zwei parallelen Leitungen (oben und unten) der Länge TL_{comb} erreicht. Das Ausgangsanpassnetzwerk nutzt eine Topologie, die sowohl die Anpassung

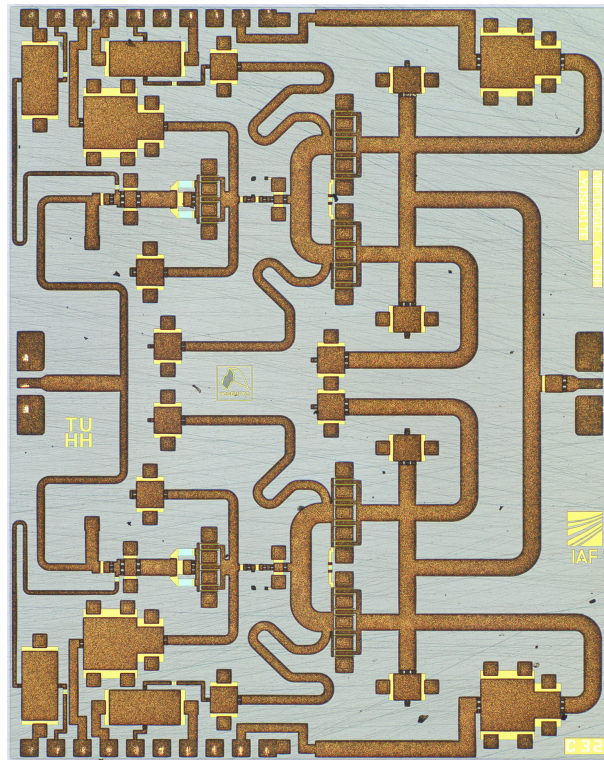


Abbildung 3.8: Foto des Verstärkerchips.

der optimalen Lastimpedanz bei der fundamentalen Betriebsfrequenz, als auch bei der zweiten harmonischen Frequenz ermöglicht. Es hat sich herausgestellt, dass hierfür ein Netzwerk aus drei Leitungen ($TL_{o,1}$, $TL_{o,2}$, $TL_{o,3}$) ausreicht. Hierbei ist $TL_{o,3}$ bei der zweiten Harmonischen ca. eine halbe Wellenlänge lang und erzeugt damit einen Kurzschluss am Kreuzungspunkt der drei Leitungen. $TL_{o,1}$ und $TL_{o,2}$ stellen sowohl die Phase bei der zweiten Harmonischen als auch die fundamentale Lastimpedanz ein.

Das Interstage-Anpassnetzwerk (ISMN) wurde mit Methoden der Filter- und Netzwerktheorie [11] entworfen. Dazu wurde der Eingang der Endstufentransistoren durch eine RLC-Serienschaltung ($R_{in,HPA}$, $L_{in,HPA}$, $C_{in,HPA}$) und der Ausgang der Treiber durch eine RC-Parallelschaltung ($R_{L,DRV}$, $C_{out,DRV}$) modelliert. Diese beiden Schaltungen werden durch ein Netzwerk aneinander angepasst. Das ISMN bestehend aus den beiden Kondensatoren $C_{is,1}$, $C_{is,2}$ und den Leitungen der Länge $TL_{is,1}$ erfüllt diese Aufgabe.

Das Eingangsanpassnetzwerk wird analog zu dem ISMN entworfen. Dazu wird zunächst der Eingang des Treibers als ein RLC-Ersatzschaltbild ($R_{in,DRV}$, $L_{in,DRV}$, $C_{in,DRV}$) modelliert. Zusätzlich sorgt eine RC-Parallelschaltung ($R_{g,stab}$, $C_{g,stab}$) am Eingang des Transistors für die Stabilisierung des Verstärkers. Da sich dort zwei parallel anzusteuernde Treiber befinden, muss in das Netzwerk am Eingang noch ein 1:2-Teiler integriert werden. Der $70,7\Omega$ -Impedanzinverter leistet die Transformation von 50Ω auf 100Ω . Der parallele Zusammenschluss der zwei Treiberzweige (obere Hälfte und untere Hälfte des Verstärkers) resultiert in ein Impedanzniveau von 50Ω . Das Foto des gesamten Verstärkerchips zeigt Abb. 3.8. Die Chipfläche beträgt $3,5 \times 4,5 \text{ mm}^2$.

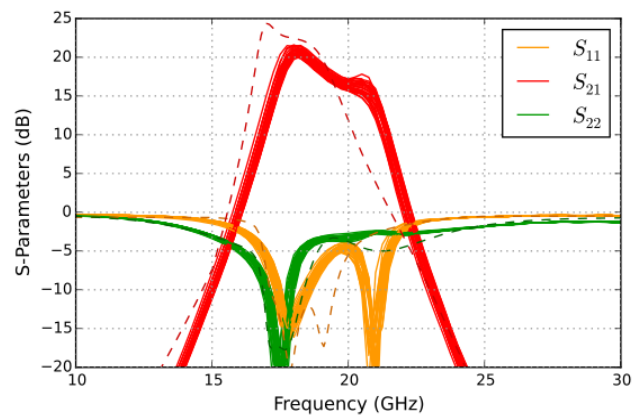


Abbildung 3.9: Vergleich der simulierten (gestrichelt) und der gemessenen S-Parameter bei 28 V Drain-Spannung und 100 mA/mm Ruhestrom.

3.2.2 Messergebnisse

Die Messung der Kleinsignalparameter wurden auf dem Wafer bei $V_{DS} = 28$ V Drain-Spannung und einem Ruhestrom von $I_D = 100$ mA/mm extrahiert. Die Mess- und die Simulationsergebnisse der S-Parameter für 30 von 37 Leistungsverstärkern sind in Abb. 3.9 dargestellt. Dies entspricht einer Ausbeute auf dem Wafer von 81 %. Die Messungen sind im Vergleich zu den Simulationen leicht zu höheren Frequenzen verschoben. Der Kleinsignalgewinn ist kleiner als vom Modell vorhergesagt und erreicht bei 18,2 GHz ein Maximum von 21,5 dB.

Für die Messungen im Großsignalbetrieb wurde die Drain-Spannung auf $V_{DS} = 32$ V erhöht. Abb. 3.10 zeigt die gemessene Ausgangsleistung, den Wirkungsgrad und den Gewinn von 25 Verstärkerzellen. Die Sättigungsleistung liegt im Bereich zwischen 9 W und 10 W, was einer Leistungsdichte von über 3 W/mm entspricht. Der maximale Wirkungsgrad beträgt 32 %. In diesem Arbeitspunkt hat der Leistungsverstärker einen Großsignalgewinn von 13,5 dB und ist

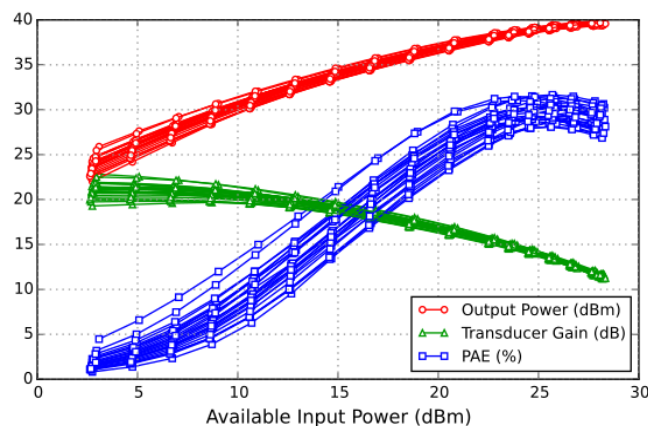


Abbildung 3.10: Gemessenes Großsignalverhalten des Leistungsverstärkers bei 18 GHz.

7,5 dB in Kompression. Das Großsignalverhalten über der Frequenz ist in Abb. 3.11 verdeutlicht. Die Ausgangsleistung von 10 W konnte zwischen 18 GHz und 19 GHz erreicht werden. Der Wirkungsgrad von ca. 30 % ist über eine Bandbreite von 1 GHz gemessen worden. Das Plateau des Wirkungsgrades ist leicht gekippt über das 1 GHz Frequenzband, wobei die Variation kleiner als 2 % ist.

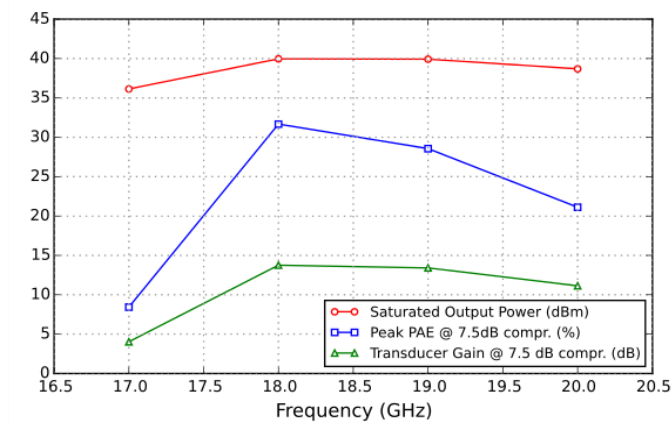


Abbildung 3.11: Gemessenes Großsignalverhalten des Leistungsverstärkers in Abhängigkeit der Frequenz.

3.3 Zweistufiger 15 W-Verstärker.

Wie im vorherigen Abschnitt beschrieben, ist es möglich mit einem Verstärker, der vier $8 \times 100 \mu\text{m}$ -Transistoren in der Endstufe verwendet und damit noch eine vertretbare Komplexität besitzt, Ausgangsleistungen von 10 W zu erzeugen. Um das Maximum bezüglich der Ausgangsleistung auszuloten, wurde ein zweistufiger 15 W-Verstärker entworfen.

3.3.1 Entwurf und Herstellung

Im ersten Schritt des Verstärkerentwurfes musste die benötigte Gate-Peripherie in der Endstufe bestimmt werden. Unter der Annahme einer Leistungsdichte von 4 W/mm muss die Gate-Peripherie mindestens $3,75 \text{ mm}$ betragen, damit die gelieferte Leistung 15 W entspricht. Da die $6 \times 90 \mu\text{m}$ -Transistor-Zelle in mehreren Entwürfen erfolgreich eingesetzt wurde und auch den höchsten Gewinn aufweist, wurden acht davon für die Endstufe eingesetzt. Dies entspricht einer Gate-

PAE (%)	Leistung (W)	G_L (dB)	Freq (GHz)
30	15	20	20

Tabelle 3.2: Entwurfsziele für den Verstärker.

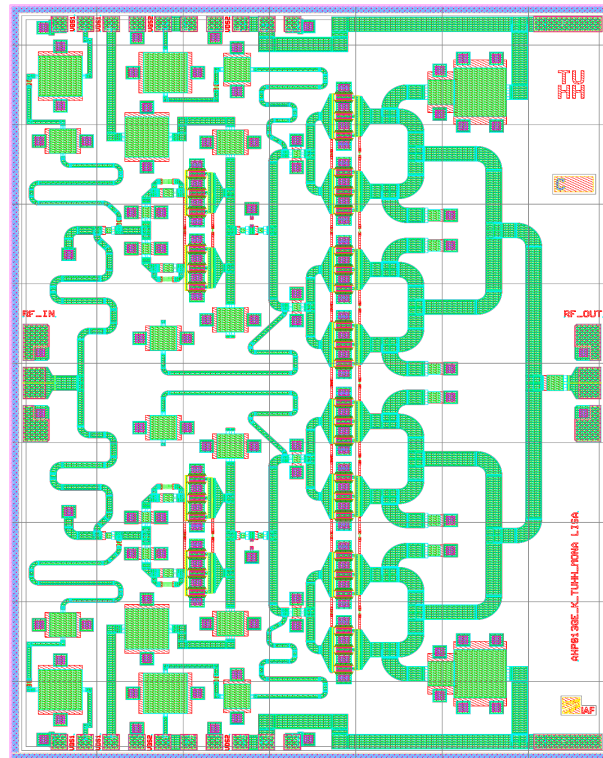


Abbildung 3.12: Auslegung des Verstärkers.

Peripherie von 4,32 mm. Außerdem sollten der maximale Kleinsignalgewinn 20 dB und der Wirkungsgrad größer als 30 % sein. Tab. 3.2 fasst die Entwurfsziele zusammen. Da der Gewinn pro Stufe bei dem verwendeten Transistor ca. 10 dB beträgt, sind für den geforderten Gewinn von 20 dB zwei Stufen notwendig. Der Treiber ist dabei aus zwei zueinander parallel liegenden Zweigen mit jeweils $2 \times 6 \times 90 \mu\text{m}$ -HEMT-Zellen aufgebaut, was einem Verhältnis der Gate-Peripherien von Endstufe und Treiber von 2:1 entspricht. Das Layout des vollständigen Verstärkers mit der Fläche von $3,5 \times 4,75 \text{ mm}^2$ ist in Abb. 3.12 dargestellt.

Bei dem Entwurf des Ausgangsanpassnetzwerkes wurde eine Topologie gewählt, die es ermöglicht, die optimale Lastimpedanz nur bei der fundamentalen Betriebsfrequenz anzupassen. Dazu wird zunächst, ausgehend von der 50Ω -Systemimpedanz am Ausgang, ein 8:1-Leistungsaddierer verwendet, der das Impedanzniveau von 50Ω auf $(50 - 20j) \Omega$ für jede der acht Verstärkerzellen transformiert. Von dort aus werden mit Hilfe einer Stichleitung und der darauffolgenden seriellen Leitung Phase und Amplitude der optimale Lastimpedanz bei 20 GHz eingestellt. Die oberste und die unterste Stichleitung in Kombination mit den Bypass-Kapazitäten werden sowohl zur Anpassung als auch zur Zuführung der DC-Leistung verwendet.

Das Interstage-Anpassnetzwerk transformiert die Eingangsimpedanz der Endstufentransistoren auf die Lastimpedanz der Treibertransistoren. Dabei wird der Eingang der Endstufe als eine RLC-Serienschaltung und der Ausgang des Treibers als eine RC-Parallelschaltung modelliert. Das Anpassnetzwerk zwischen den beiden Stufen wurde als eine Bandpassfilterstruktur mit einer Bandbreite von 3 GHz ausgelegt.

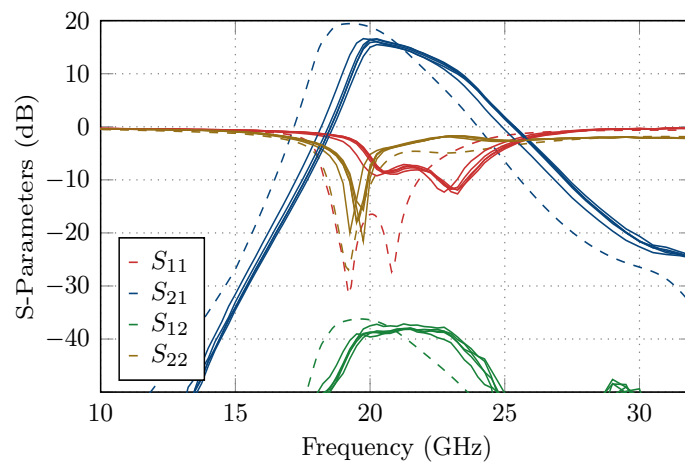


Abbildung 3.13: Vergleich der simulierten (gestrichelt) und der gemessenen S-Parameter bei 28 V Drain-Spannung und 100 mA/mm Ruhestrom.

Beim Eingangsanpassnetzwerk wird der Eingang der Treibertransistoren analog zu dem Eingang der Endstufentransistoren als ein RLC-Ersatzschaltbild modelliert. Da sich am Eingang des Verstärkers zwei symmetrische, parallel anzusteuernde Treiber ($2 \times 6 \times 90 \mu\text{m}$ -HEMTs) befinden, muss in das Netzwerk am Eingang noch ein 1:2-Leistungsteiler integriert werden. Das Eingangsanpassnetzwerk transformiert in den beiden symmetrischen Treiberhälften die Impedanz der Transistoreingänge am rechten Ende zunächst auf 50Ω . Ein Impedanzinverter, der aus $70,7 \Omega$ -Leitungen aufgebaut ist, sorgt für eine weitere Transformation auf 100Ω . Die Parallelschaltung der beiden Treiberzweige (obere Hälfte und untere Hälfte des Verstärkers) resultiert in einem Impedanzniveau von 50Ω , d.h. Anpassung an die Systemimpedanz.

3.3.2 Simulations- und Messergebnisse

Die S-Parameter des Leistungsverstärkers wurden bei $V_{\text{DS}} = 28 \text{ V}$ Drain-Spannung und einem Ruhestrom von $I_{\text{D}} = 100 \text{ mA/mm}$ gemessen. In Abb. 3.13 ist der Vergleich zwischen den simulier-

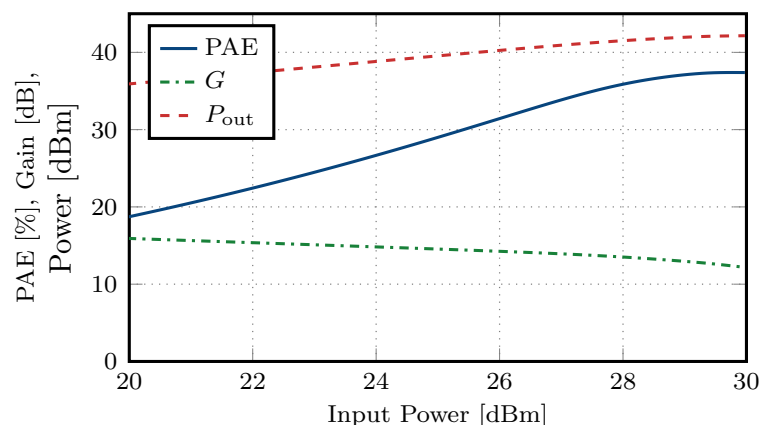


Abbildung 3.14: Simuliertes Großsignalverhalten des Leistungsverstärkers bei 26 GHz.

ten und gemessenen S-Parametern zu sehen. Wie die Kurve des gemessenen Transmissionsfaktors (S_{21}) zeigt, beträgt der maximale Gewinn 17 dB und liegt bei etwa 20 GHz. Im Vergleich zu der Simulation (gestrichelte Linie), sind die gemessenen Kurven um etwa 1 GHz zu höheren Frequenzen hin verschoben, wenn man die Position der Spitzenwerte von S_{21} vergleicht. Der Eingangsreflektionsfaktor (S_{11}) ist kleiner als -7 dB im Frequenzband zwischen 19,8 GHz und 23,6 GHz

Das simulierte Großsignalverhalten des Verstärkers ist in Abb. 3.14 dargestellt. Der maximale Wirkungsgrad, der erzielt wird, beträgt 38 % bei einer Eingangsleistung von 29,8 dBm. Dabei liefert der Leistungsverstärker in der Spitze eine Ausgangsleistung von 16 W.

Die Großsignalmessungen lieferten leider keine brauchbaren Ergebnisse. Der Verstärker war zwar stabil, was auch durch die S-Parameter-Messungen bestätigt wird, jedoch lag die gemessene Ausgangsleistung mit 5 W und einem Wirkungsgrad von 20 % deutlich unter der erwarteten Performanz.

Kapitel 4

Verstärker im K-/Ka-Band bei 26 GHz

In diesem Kapitel werden die Ergebnisse des Verstärkerentwurfes im K-/Ka-Band bei 26 GHz diskutiert (AP200-AP210). Da der mit der 250 nm-Technologie erzielbare Gewinn im oberen K-Band bei 26 GHz rapide abnimmt, wird in diesem Frequenzband auf die schnellere 100 nm-Technologie zurückgegriffen.

4.1 Einstufige Verstärkerschaltung.

Zu Beginn der Untersuchung von Verstärkern im K-/Ka-Band um 26 GHz wurde ein Leistungsverstärker entworfen, bei dem eine einzelne Transistorzelle verwendet wird. Diese Schaltung sollte dazu dienen das Potenzial der 100 nm-GaN-Technologie des Fraunhofer IAF zu demonstrieren. Die Ergebnisse sollten vor allem Aufschluss über Größen wie Ausgangsleistungsdichte, Gewinn pro Stufe, Wirkungsgrad und Bandbreite geben, um daraus Erkenntnisse für weitere kompliziertere Entwürfe zu gewinnen.

4.1.1 Voruntersuchungen zum Transistor

Zu Beginn des Verstärkerentwurfes wird mit Hilfe von Loadpull-Simulationen die optimale Lastimpedanz des verwendeten Transistors bestimmt. Bild 4.1 zeigt den grundlegenden Aufbau, der für die Extraktion der optimalen Last verwendet wird. Hierbei wird der Eingang unter Verwendung eines Eingangsanpassnetzwerkes (IM) konjugiert-komplex angepasst. Dabei sollte die optimale Last nicht nur bei der fundamentalen Betriebsfrequenz von 26 GHz bestimmt werden, sondern auch bei der zweiten Harmonischen (52 GHz). Ab der dritten Harmonischen wird der Ausgang mit 50Ω abgeschlossen. Tabelle 4.1 zeigt die optimalen Lasten am Ausgang, die den Wirkungsgrad und die Ausgangsleistung des Transistors maximieren.

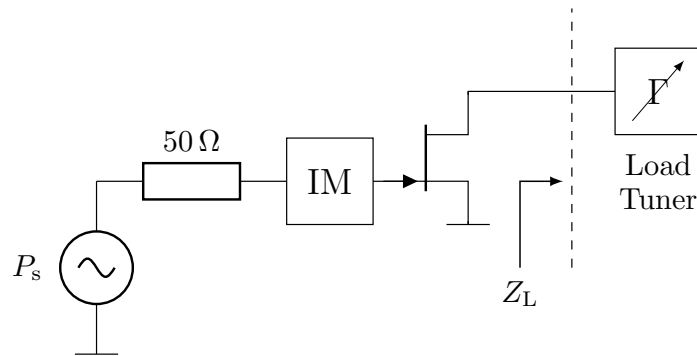


Abbildung 4.1: Vereinfachte Konfiguration für Loadpull-Simulationen.

Frequenz (GHz)	$\text{Re}(Z_L)$ (Ω)	$\text{Im}(Z_L)$ (Ω)
26	18.2	32.2
52	0	19.8

 Tabelle 4.1: Optimale Lastimpedanzen für die $8 \times 75 \mu\text{m}$ -GaN-HEMT-Transistorzelle.

4.1.2 Entwurf des Eingangsanpassnetzwerkes

Der Eingang des Verstärkers wurde breitbandig konjugiert-komplex angepasst. Dabei sollte als Optimierungskriterium der Betrag des Reflexionsfaktors am Eingang die Bedingung $|S_{11}| \leq -20 \text{ dB}$ erfüllen. Um dieses Ziel zu erreichen, wurde ein Netzwerk zweiter Ordnung wie in Abb. 4.2 gezeigt entworfen. Das Netzwerk besteht aus vier Leitungen $l_{1\text{in}}-l_{4\text{in}}$. Die Stichleitung $l_{2\text{in}}$ in Kombination mit den zwei Kondensatoren dient nicht nur als Anpasselement in dem Netzwerk, sondern sorgt auch für die Vorspannungszuführung am Gate. Sowohl die RC-Parallelschaltung, als auch der Widerstand R im DC-Pfad dienen der Stabilisierung des Verstärkers.

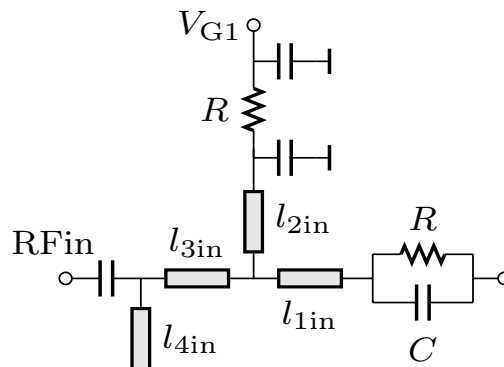


Abbildung 4.2: Schaltbild des Eingangsanpassnetzwerkes. Die rechte Seite der Netzwerke ist an den Transistor angeschlossen. Von links wird das RF-Signal eingespeist.

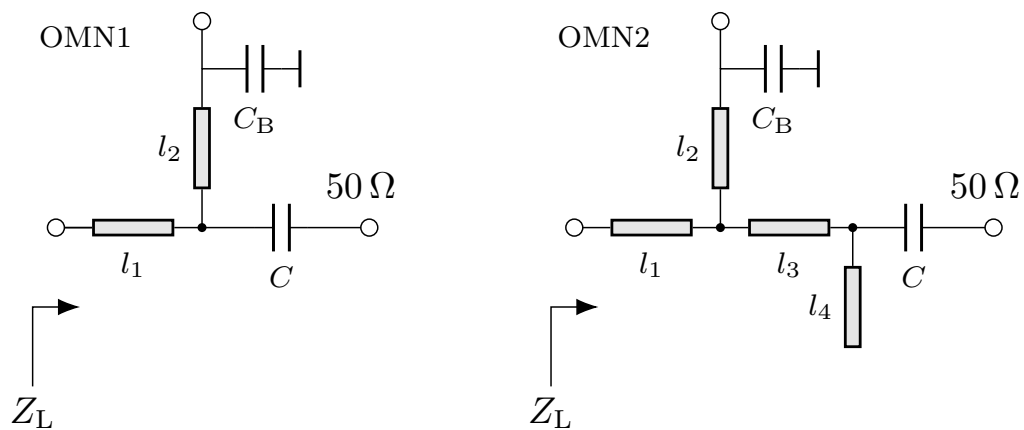


Abbildung 4.3: Untersuchte Topologien für das Ausgangsanpassnetzwerke. Die linke Seite der Netzwerke ist an den Transistor angeschlossen, das rechte an eine 50Ω Last.

4.1.3 Entwurf des Ausgangsanpassnetzwerkes

Durch das Einstellen der Lastimpedanz bei der zweiten Harmonischen können die Spannungswellenform am Ausgang gezielt beeinflusst und damit der Wirkungsgrad und die Ausgangsleistung erhöht werden. Die zusätzliche Anpassung der zweiten harmonischen Frequenz erfordert jedoch grundsätzlich ein komplexeres Anpassnetzwerk, was zu höheren Verlusten führen kann und somit den Vorteil der zusätzlichen Anpassung vermindert. Daher wurden wie in Abb. 4.3 gezeigt zwei unterschiedliche Netzwerke entworfen und bezüglich des Einflusses auf die Ausgangsleistung und Effizienz des Verstärkers untersucht. Die erste Topologie (OMN1) besteht aus zwei Leitungen l_1 und l_2 und den Kondensatoren C_B und C . Die offene Stichleitung l_2 ist mit der Bypass-Kapazität C_B abgeschlossen und ermöglicht somit die Zuführung der DC-Spannung für das Drain. Der Kondensator C dient als DC-Block. Im Unterschied zu OMN1 enthält die zweite Topologie (OMN2) zwei weitere Leitungen l_3 und l_4 , die zusätzlich die Anpassung bei der zweiten Harmonischen Frequenz ermöglichen. Wie in Abb. 4.4 dargestellt, sind bei 26 GHz die Verluste von OMN2 mit $L = 0,3 \text{ dB}$ höher als die von OMN1 mit $L = 0,17 \text{ dB}$.

Um festzustellen, welche Topologie zum besseren Ergebnis führt, wurden zwei Verstärker PA1 und PA2 unter Verwendung von OMN1 und OMN2 entworfen. Dabei entspricht OMN1 dem

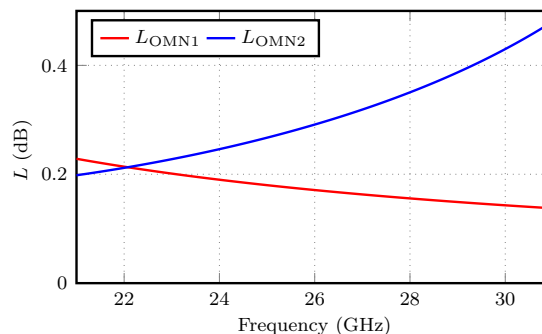


Abbildung 4.4: Verluste des OMN.

	PAE	Leistung	η_D
	(%)	(W)	(%)
PA1	23.7	0.83	39.8
PA2	22.7	0.83	39.7

Tabelle 4.2: Simulationsergebnisse von PA1 und PA2.

Ausgangspannnetzwerk von PA1 und dementsprechend OMN2 dem Ausgangspannnetzwerk von PA2. Das Eingangspannnetzwerk wurde bei beiden Entwürfen gleich gewählt. Tabelle 4.2 zeigt die simulierten Ergebnisse von PA1 und PA2. Wie man erkennen kann, führt die Wahl eines komplexeren Netzwerkes zur einer geringen Verschlechterung des Wirkungsgrades, wobei die Ausgangsleistung bei beiden Verstärkern gleich ist. Aufgrund dieses Ergebnisses und im Hinblick auf einen kompakten Entwurf wurde PA1 zur Herstellung eingereicht. Das Schaltbild des Leistungsverstärkers und das Foto des hergestellten des Chips sind in Abb. 4.5 und 4.6 dargestellt. Die Chipfläche beträgt $1.5 \times 1.5 \text{ mm}^2$.

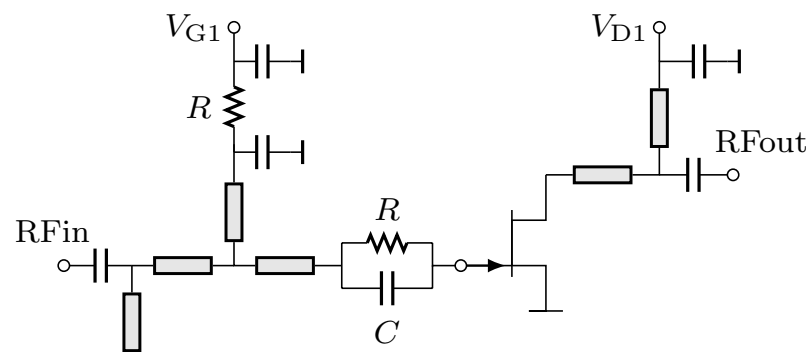


Abbildung 4.5: Schaltbild von PA1.

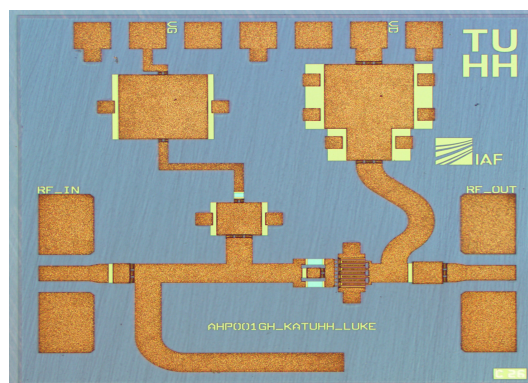


Abbildung 4.6: Foto des Chips von PA1.

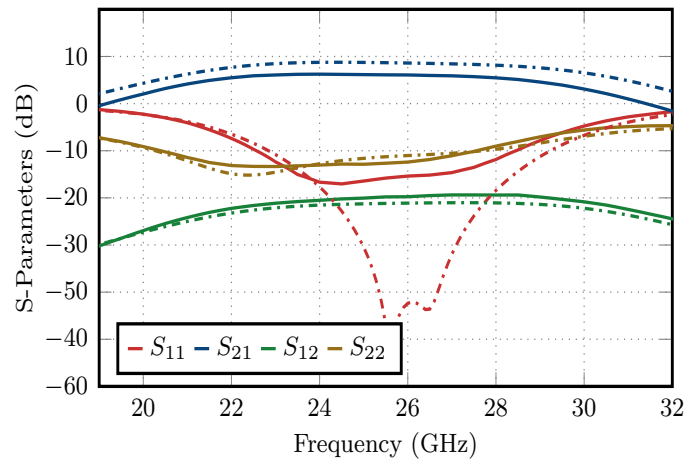


Abbildung 4.7: Vergleich der simulierten (gestrichelt) und der gemessenen S-Parameter bei 15 V Drain-Spannung und 150 mA/mm Ruhestrom.

4.1.4 Messergebnisse

Der Leistungsverstärker-MMIC wurde im tiefen AB-Betrieb gemessen. Dazu wurden die Drain-Spannung auf $V_{DS} = 15$ V und der Ruhestrom auf $I_D = 150$ mA/mm eingestellt. Abb. 4.7 zeigt den Vergleich der gemessenen und der simulierten Streuparameter. Der maximale Gewinn des Verstärkers befindet sich bei 24 GHz und beträgt 6,2 dB. Der Eingangsreflektionsfaktor (S_{11}) ist kleiner als -10 dB zwischen 22,6 GHz und 28,4 GHz und kleiner als -15 dB zwischen 23,5 und 26,6 GHz. Bis auf den Transmissionsfaktor S_{21} , der um etwa 2,5 dB abweicht, stimmen die gemessenen S-Parameter gut mit den simulierten überein.

Die Großsignalmessungen des Verstärkers wurden im CW-Betrieb bei $V_{DS} = 15$ V Drain-Spannung und $I_D = 150$ mA/mm Ruhestrom durchgeführt. Die Maxima von PAE und Ausgangsleistung wurden bei 24 GHz gemessen und betragen 26% bzw. 1,2 W. Dies entspricht einer Leistungsdichte von (2 W/mm). Die Messwerte von Ausgangsleistung und PAE sind in Abb. 4.8 in Abhängigkeit

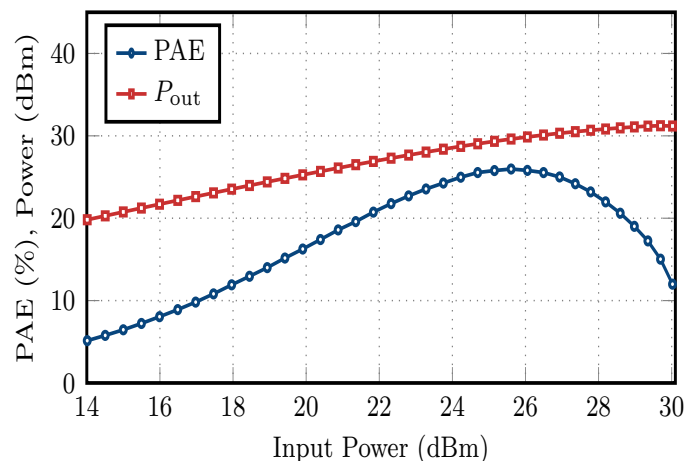


Abbildung 4.8: Gemessenes Großsignalverhalten des Leistungsverstärkers bei 24 GHz.

der Eingangsleistung dargestellt. Da nach (2.5) die PAE vom Gewinn des Transistors abhängt, fällt sie bei diesem Entwurf relativ niedrig aus und kann, wie im folgenden Abschnitt gezeigt wird, durch Hinzunahme einer weiteren Verstärkerstufe signifikant gesteigert werden.

Das Verhalten des Leistungsverstärkers über der Frequenz bei einer Eingangsleistung von 25,8 dBm ist in Abb. 4.9 dargestellt. Wie man erkennen kann, liefert der Verstärker eine Ausgangsleistung um die 0,8 W, und der Wirkungsgrad ist größer als 20 % im Frequenzbereich zwischen 21 GHz und 30 GHz.

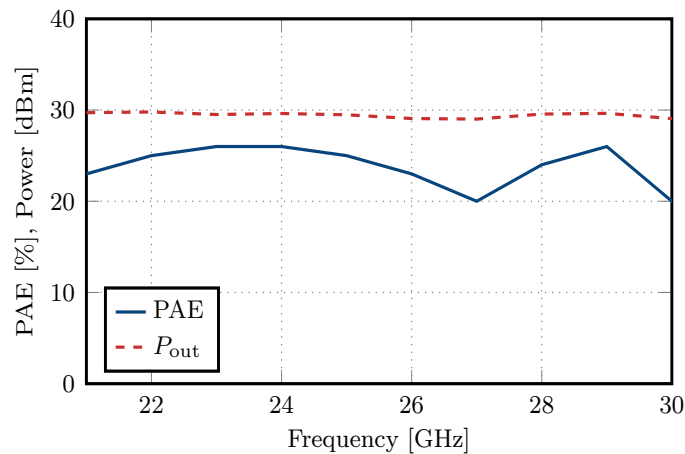


Abbildung 4.9: Gemessenes Großsignalverhalten des Leistungsverstärkers in Abhängigkeit der Frequenz.

4.2 Zweistufiger 2 W-Verstärker

Um höhere Leistungen und Verstärkungen zu erreichen wurde in diesem Abschnitt ein zweistufiger Verstärker mit zwei HEMT Transistoren in der Endstufe entworfen, der auf dem klassischen symmetrischen Konzept basiert. Die Grundlage für den folgenden Entwurf bildet die im vorherigen Abschnitt untersuchte $8 \times 75 \mu\text{m}$ -Transistorzelle.

4.2.1 Entwurf und Herstellung

Der zweistufige Verstärker ist aus drei $8 \times 75 \mu\text{m}$ -HEMT-Zellen aufgebaut. Die Endstufe, bestehend aus zwei Transistoren, hat eine Gate-Peripherie von 1,2 mm und der Treiber nutzt eine $8 \times 75 \mu\text{m}$ -Zelle. Das Verhältnis der Gate-Peripherien von Endstufe und Treiber ist mit 2:1 bei diesem Entwurf konservativ. Damit wird verhindert, dass der Treiber bei optimaler Aussteuerung der Endstufe in Sättigung geht. Das Schaltbild des Verstärkers ist in Abb. 4.10 dargestellt.

Das entworfene Ausgangsanpassungsnetz kann die Lastimpedanz nur bei der fundamentalen Betriebsfrequenz gezielt einstellen. Das Verhalten bei der zweiten Harmonischen ist somit durch die Netzwerktopologie vorgegeben und kann nicht beeinflusst werden. Die offene Stichelung in

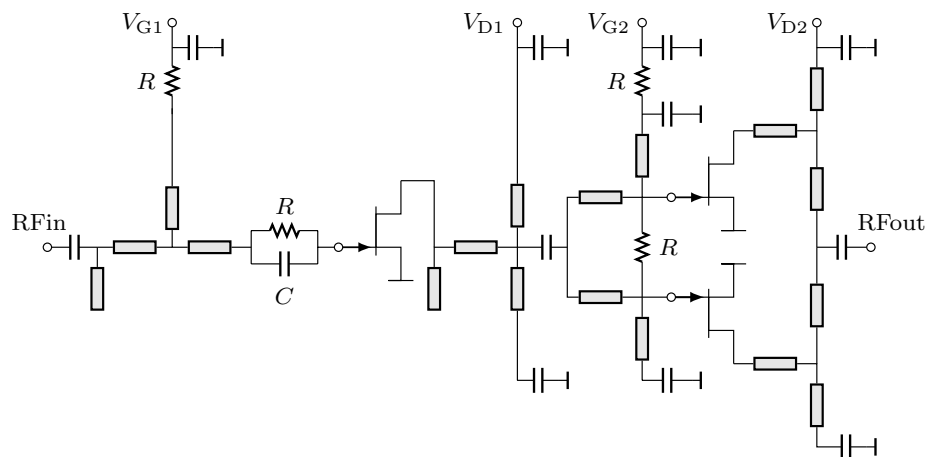


Abbildung 4.10: Schaltbild des Verstärkers.

Kombination mit der Bypass-Kapazität wird sowohl zur Anpassung als auch für die Zuführung der Gleichleistung verwendet. Zusätzlich zu dem Optimierungskriterium für maximale PAE und Ausgangsleistung wurde das Ausgangsanpassnetzwerk in Hinblick auf Verluste und Kompaktheit optimiert.

Das Interstage-Anpassnetzwerk wurde als Filterstruktur zweiter Ordnung entworfen. Der Eingang der Endstufe wurde dabei durch eine RLC-Serienschaltung und der Ausgang des Treibers durch eine RC- Parallelschaltung modelliert. Die Stichleitung am Gate wird sowohl zur DC-Zuführung als auch zur harmonischen Terminierung am Eingang der Endstufe benutzt. Zur Stabilisierung des Verstärkers gegen Gegentaktschwingungen wurde zwischen den beiden parallel liegenden Transistoren ein Widerstand integriert.

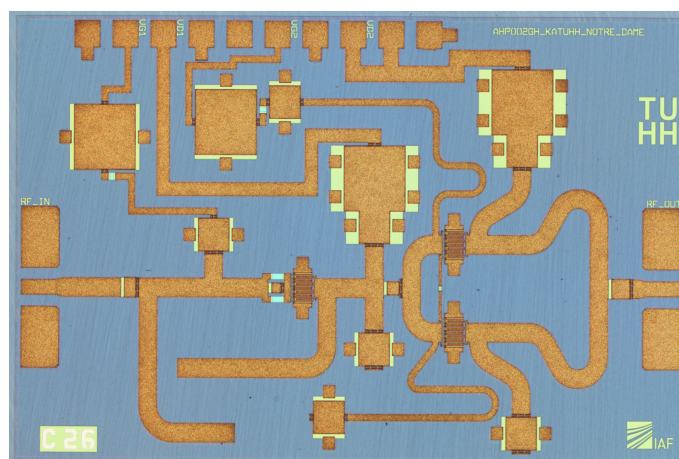


Abbildung 4.11: Foto des Verstärkerchips.

Für das Eingangsanpassnetzwerk wurde bei diesem Entwurf dieselbe Topologie wie für den Verstärker im vorherigen Abschnitt verwendet. Alle Anpassnetzwerke wurden zunächst mit Keysight ADS entworfen und simuliert und schließlich mit Hilfe eines Vollwellensimulators

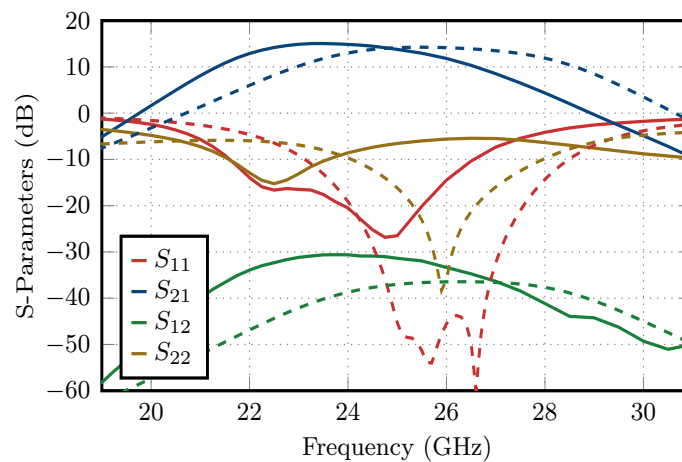


Abbildung 4.12: Vergleich der simulierten (gestrichelt) und der gemessenen S-Parameter bei 15 V Drain-Spannung und 150 mA/mm Ruhestrom.

optimiert. Ein Foto des Leistungsverstärker-MMICs ist in Abb. 4.11 zu sehen. Die Abmessungen des Chips betragen $2.75 \times 1.75 \text{ mm}^2$.

4.2.2 Messergebnisse

Die S-parameter des Leistungsverstärkers wurden bei $V_{DS} = 15 \text{ V}$ und einem Ruhestrom von $I_D = 150 \text{ mA/mm}$ gemessen. In Abb. 4.12 ist der Vergleich zwischen den simulierten und gemessenen Streuparametern zu sehen. Wie die Kurve des Transmissionsfaktors (S_{21}) zeigt, beträgt der maximale Gewinn 15 dB und liegt bei etwa 24 GHz. Der Eingangsreflektionsfaktor (S_{11}) ist kleiner als -10 dB zwischen 22,6 GHz und 26,5 GHz und kleiner als -15 dB zwischen 22,1 GHz und 26 GHz. Die Messung ist jedoch im Vergleich zu der Simulation (gestrichelte Linie) um etwa 2 GHz zu niedrigeren Frequenzen hin verschoben, wenn man die Position der Spitzenwerte von S_{21} vergleicht. Quantitativ konnte jedoch das Modell den Gewinn gut vorhersagen. Auch der Reflektionsfaktor S_{11} weist diese Verschiebung auf. Eine mögliche Ursache dafür sind Prozessvariationen bei der Herstellung oder Abweichungen des Modelles vom realen Transistor.

Im Anschluss wurde der Leistungsverstärker bezüglich des Großsignalverhaltens charakterisiert. Dazu wurde der Arbeitspunkt mit $V_{DS} = 15 \text{ V}$ und $I_D = 150 \text{ mA/mm}$ eingestellt. Die gemessene Ausgangsleistung, der Wirkungsgrad und der Gewinn im Großsignalbetrieb sind in Abb. 4.13 dargestellt. Der Wirkungsgrad konnte im Vergleich zu dem Verstärker aus dem vorherigen Abschnitt deutlich gesteigert werden. Der maximale Wert beträgt 35% und befindet sich bei 23 GHz. Dabei ist der Verstärker 5 dB in Kompression. Die Ausgangsleistung, die in diesem Arbeitspunkt gemessen wurde, beträgt 2,4 W, was einer Leistungsdichte von 2 W/mm in der Endstufe entspricht.

Das Großsignalverhalten über der Frequenz bei einer Eingangsleistung von 22,1 dBm ist in Abb. 4.14 verdeutlicht. In dem dargestellten Frequenzband wird ein Wirkungsgrad von etwa 30% erzielt, wobei, wie bereits erwähnt sich das Maximum bei 23 GHz befindet. Im gezeigten Frequenzbereich variiert die gemessene Ausgangsleistung um 0,5 dB und ist größer als 2 W. Zwischen 23 GHz

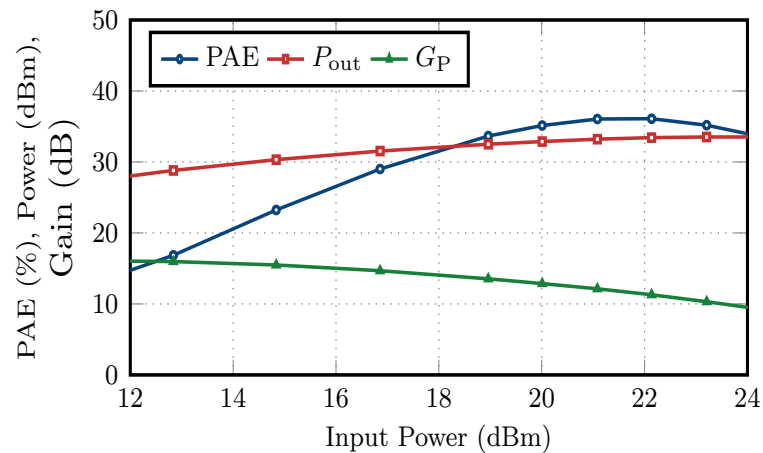


Abbildung 4.13: Gemessenes Großsignalverhalten des Leistungsverstärkers bei 24 GHz.

und 26 GHz ist die Großsignalverstärkung größer als 10 dB und schwankt um 0,4 dB (10,2 dB bis 10,6 dB).

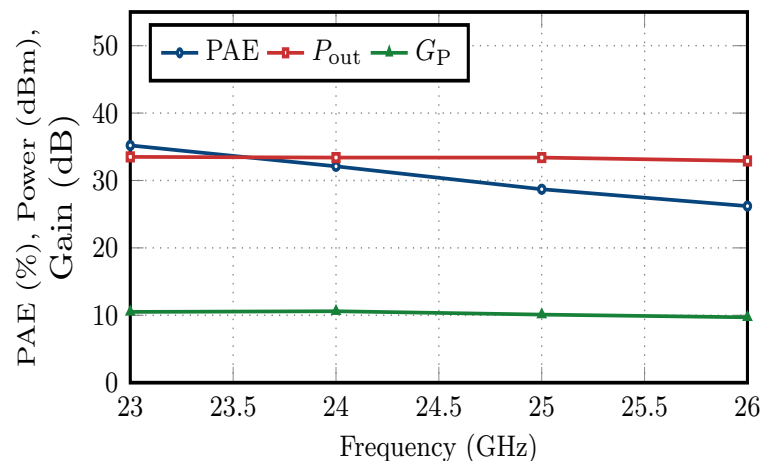


Abbildung 4.14: Gemessenes Großsignalverhalten des Leistungsverstärkers in Abhängigkeit der Frequenz.

4.2.3 Schlussfolgerung

Die hier vorgestellten zwei Leistungsverstärker lieferten erste Ergebnisse über das Verhalten der GaN10-Technologie bei 26 GHz. Dabei konnte durch die Hinzunahme einer zweiten Stufen der maximale Wirkungsgrad von 26 % auf 35 % erhöht werden. Die mittlere Kleinsignalverstärkung für die benutzten Transistoren und die Ausgangsleistungsdichte konnten zu 7 dB pro Stufe bzw. 2 W/mm bestimmt werden. Diese Ergebnisse bilden die Grundlage für die nachfolgenden Entwürfe.

PAE (%)	Leistung (W)	G_L (dB)	Freq (GHz)
30	4.5	14	25.5-27

Tabelle 4.3: Entwurfsziele für den Verstärker.

ist aus zwei symmetrischen Teilverstärkern aufgebaut, die durch einen reaktiven Teiler am Ein- und Ausgang miteinander verbunden sind. Mit dem Ausgangsanpassnetzwerk, das aus zwei Stichleitungen besteht, kann nur die fundamentale Lastimpedanz eingestellt werden. Im Vergleich zu den vorherigen Entwürfen ist eine zusätzliche Stichleitung notwendig, um das benötigte Impedanzniveau einzustellen.

Die Interstage- und Eingangsanpassnetzwerke nutzen die selbe Topologie wie bei dem Verstärker, der im vorherigen Abschnitt diskutiert wurde. Da die Interstage-Anpassnetzwerke der beiden Verstärkerhälften keine gemeinsame Drain-Verbindung für den Treiber und Gate-Verbindung der Endstufe besitzen, muss die Gleichleistung von beiden Seiten, d.h. sowohl von der Nord-, als auch von der Südseite des Verstärkers zugeführt werden. Alle Netzwerke wurden zunächst mit dem Simulationsprogramm ADS entworfen und optimiert. Im Anschluss wurden diese mit Ansys HFSS simuliert, um zudem alle elektromagnetische Kopplungen zu berücksichtigen. Das Foto des hergestellten Leistungsverstärker-MMIC ist in Abb. 4.16 gezeigt. Die Chipfläche beträgt $3 \times 3 \text{ mm}^2$.

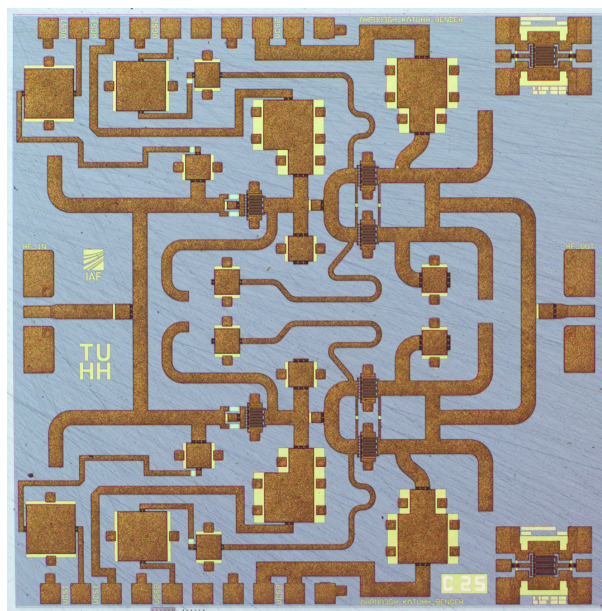


Abbildung 4.16: Foto des Verstärkerchips.

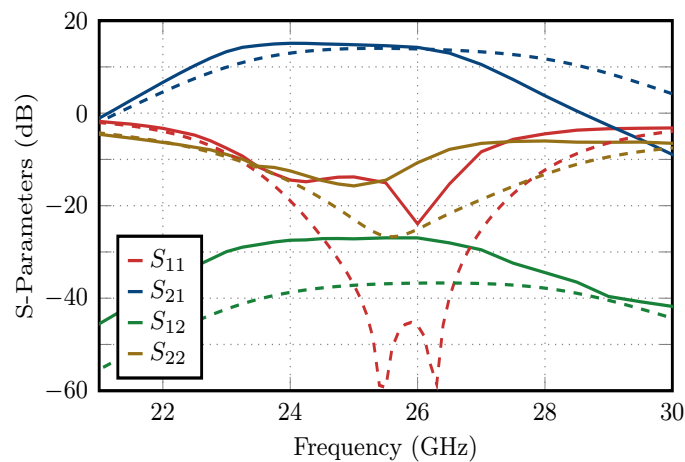


Abbildung 4.17: Vergleich der simulierten (gestrichelt) und der gemessenen S-Parameter bei 15 V Drain-Spannung und 150 mA/mm Ruhestrom.

4.3.2 Messergebnisse

Der fertige Verstärker wurde in Kleinsignalmessungen bei einer Drain-Spannung von $V_{DS} = 15$ V und einem Ruhestrom von $I_D = 150$ mA/mm charakterisiert. In Abb. 4.17 sind die simulierten (gestrichelt) und die gemessenen S-Parameter dargestellt. Im Vergleich zu den Simulationen ist die Messung um etwa 1 GHz zu niedrigeren Frequenzen hin verschoben. Die Kleinsignalverstärkung ist größer als 14 dB zwischen 23 GHz und 26 GHz und hat ihr Maximum von 15,6 dB bei 24 GHz. Der Eingangsreflektionsfaktor (S_{11}) ist kleiner als -10 dB im Frequenzband zwischen 23 GHz und 27 GHz. Trotz der Verschiebung von 1 GHz zeigen die simulierten und gemessenen Kurven qualitativ gute Übereinstimmungen, wobei das Maximum der Kleinsignalverstärkung korrekt prognostiziert wird. Zusätzlich konnte bei diesem Entwurf die Frequenzverschiebung im Vergleich zu dem letzten Entwurf um 1 GHz reduziert werden.

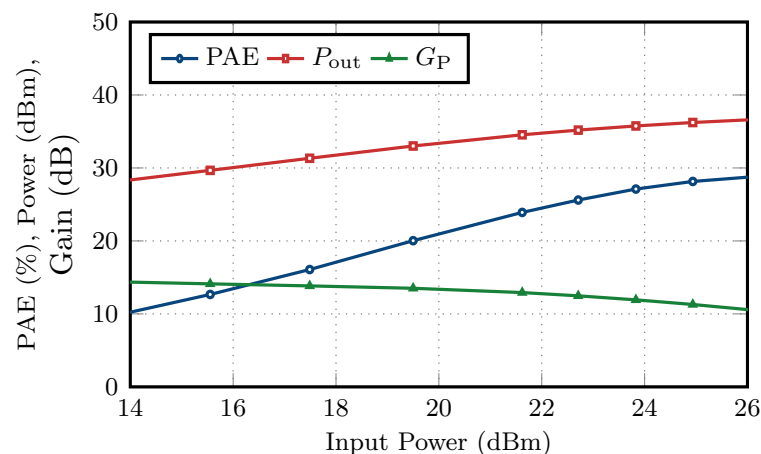


Abbildung 4.18: Gemessenes Großsignalverhalten des Leistungsverstärkers bei 25 GHz.

Für die Großsignalmessungen wurde der Verstärker auf $V_{DS} = 15$ V und $I_D = 150$ mA/mm

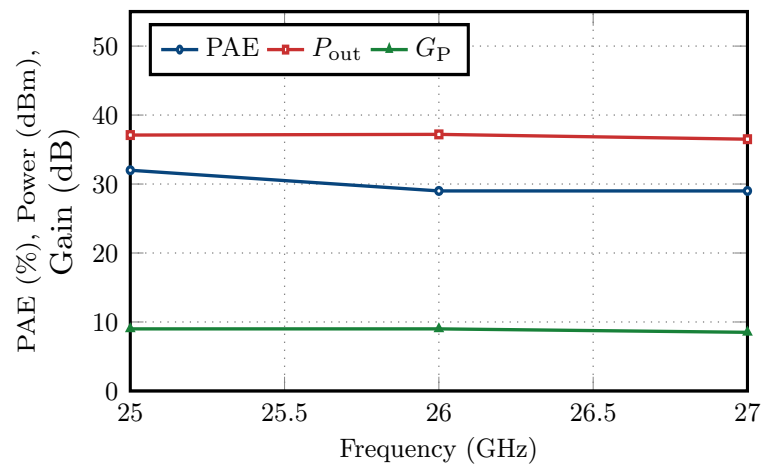


Abbildung 4.19: Gemessenes Großsignalverhalten des Leistungsverstärkers in Abhängigkeit der Frequenz.

vorgespannt. Der maximale Wirkungsgrad von 32 % konnte bei 25 GHz gemessen werden. In diesem Arbeitspunkt befindet sich der MMIC ca. 6 dB in Kompression. Abb. 4.18 zeigt die gemessene Ausgangsleistung, den Wirkungsgrad und den Gewinn im Großsignalbetrieb bei 26 GHz. Bei dieser Frequenz beträgt die maximale Sättigungsleistung 5,2 W. Dies entspricht einer Leistungsdichte von 2,2 W/mm in der Endstufe. Abb. 4.19 zeigt das Großsignalverhalten bei einer Eingangsleistung von 28 dBm im Frequenzband von 25 GHz bis 27 GHz. Der Leistungsverstärker-MMIC zeigt eine flache Charakteristik im betrachteten Frequenzband. Dabei variiert die gemessene Ausgangsleistung um 0,7 dB und ist größer als 4,5 W. Der Wirkungsgrad beträgt hier ca. 30 % und die Großsignalverstärkung etwa 10 dB.

4.4 Balancierter Verstärker

Um noch höhere Leistungen zu erreichen, wurde im Folgenden ein balancierter Verstärker entworfen. Dazu wurde zunächst ein dreistufiger Leistungsverstärker entworfen, der im Anschluss mit Hilfe eines Lange-Kopplers am Ein- und Ausgang symmetrisch ergänzt wurde. Eine detaillierte Ausführung zum grundlegenden Funktionsprinzip des balancierten Verstärkers kann in [9] gefunden werden.

4.4.1 Lange-Koppler

Abb. 4.20 zeigt die Auslegung des Lange-Kopplers. Dieser besteht aus vier langen verkoppelten Leitungen („Fingern“). Die „geraden“ und „ungeraden“ Finger werden dabei durch Unterführungen auf der unteren Metall-Lage verbunden (in rot dargestellt), während der jeweils dazwischen liegenden Finger mittels einer sog. *Air-Bridge* die Unterführung überspringt. Eine direkte galvanische Verbindung existiert zwischen diagonal zueinander liegenden Toren. Über die Breite (w) und Länge (l) der Finger werden das Koppelverhältnis und der Wellenwiderstand eingestellt, während die Mittenfrequenz durch die Länge (l) der Struktur bestimmt wird. Der Lange-Koppler

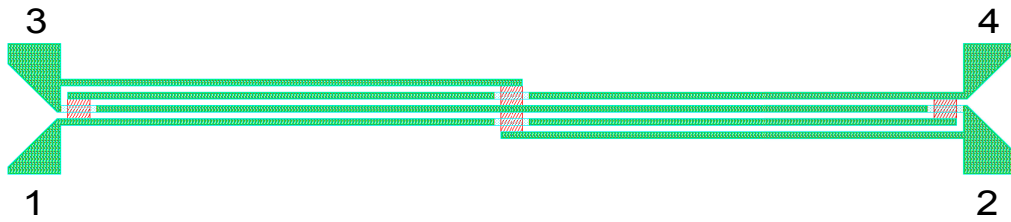


Abbildung 4.20: Auslegung des Lange-Kopplers.

wurde mit Hilfe des Programms Ansys HFSS elektromagnetisch simuliert. Die Mittenfrequenz wurde dabei zu 26 GHz und der Koppelfaktor zu -3 dB gewählt. Die Breite (w), der Abstand (s) und die Länge (l) der Finger des simulierten Lange-Kopplers sind in Tab. 4.4 zusammengefasst.

w	s	l
(μm)	(μm)	(μm)
10.2	8.8	1211

Tabelle 4.4: Abmessungen des Lange-Kopplers.

4.4.2 Verstärkerentwurf

Die Auslegung des balancierten Verstärkers zeigt Abb. 4.21. Die Chipfläche beträgt $3 \times 3 \text{ mm}^2$. Zwischen den beiden Lange-Kopplern am Ein- und Ausgang befinden sich zwei symmetrische Verstärkerzweige. Der gesamte Verstärker ist dreistufig aufgebaut und besitzt acht $8 \times 75 \mu\text{m}$ -Transistoren in der Endstufe, was einer Gate-Peripherie von $4,8 \text{ mm}$ entspricht. Das Ausgangsanpassnetzwerk nutzt eine Topologie, mit der die optimale Impedanz bei der fundamentalen Betriebsfrequenz eingestellt werden kann. Die Last, die von den Transistoren bei der zweiten harmonischen Frequenz gesehen wird, ist somit von dem Netzwerk vorgegeben und kann nicht beeinflusst werden. Die in der Mitte liegende Treiberstufe (TS2) hat eine Gate-Peripherie von $2,4 \text{ mm}$ und ist aus vier $8 \times 75 \mu\text{m}$ -Transistoren aufgebaut. Analog zu dem im vorherigen Abschnitt vorgestellten Verstärker werden die beiden symmetrischen Verstärkerhälften sowohl am Drain der TS2 als auch am Gate der Endstufen getrennt versorgt. Daher muss die Gleichleistung sowohl von der Nord- als auch von der Südseite des balancierten Verstärkers zugeführt werden. Die beiden mit dem Eingang verbundenen Treiberstufen (TS1) nutzen eine $8 \times 75 \mu\text{m}$ -Transistorzelle. Damit hat der balancierte Verstärker ein *staging ratio* von 4:2:1. Das Eingangs- und das Interstage-Anpassnetzwerk zwischen den beiden Treiberstufen besitzen die selbe Topologie wie im vorherigen Abschnitt beschrieben.

4.4.3 Simulations- und Messergebnisse

Die simulierten Kleinsignalparameter bei einer Drain-Spannung von $V_{\text{DS}} = 15 \text{ V}$ und einem Ruhestrom von $I_{\text{D}} = 150 \text{ mA/mm}$ sind in Abb. 4.22 dargestellt. Die Kleinsignalverstärkung nimmt ihren Maximalwert bei $24,5 \text{ GHz}$ an und beträgt 21 dB . Die Ein- (S_{11}) und Ausgangsanpassung

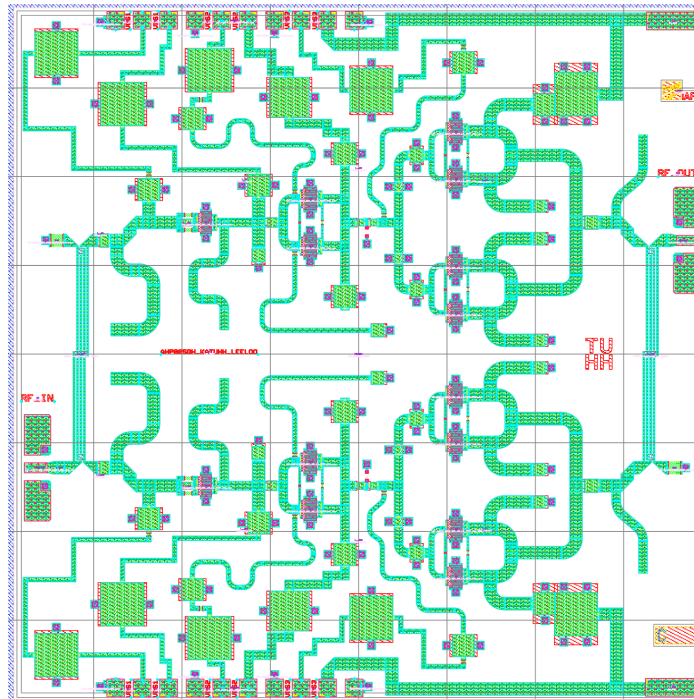


Abbildung 4.21: Auslegung des Verstärkers.

(S_{22}) nehmen im gezeigten Frequenzband die bei einem balancierten Verstärker erwarteten kleinen Werte an (< -20 dB).

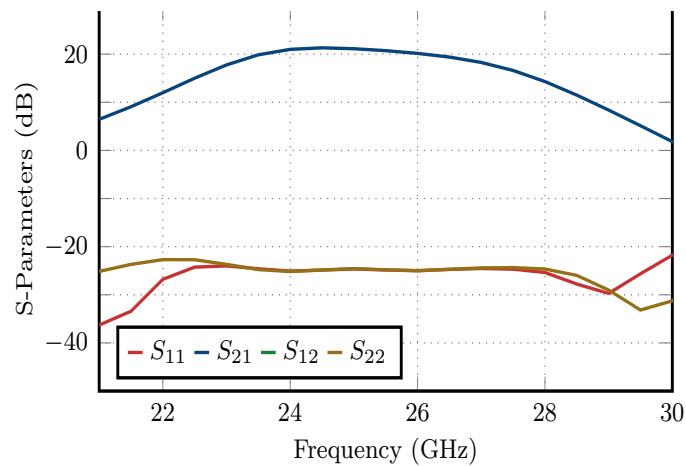


Abbildung 4.22: Simulierte S-Parameter bei 15 V Drain-Spannung und 150 mA/mm Ruhestrom.

Die simulierte Ausgangsleistung, der Wirkungsgrad und der Gewinn im Großsignalbetrieb bei 26 GHz und $V_{DS} = 15$ V sind in Abb. 4.23 über der Eingangsleistung gezeigt. Es wird ein Wirkungsgrad von 25 % bei einer Ausgangsleistung von 6,5 W erreicht. Der Großsignalgewinn beträgt in dem Arbeitspunkt der maximalen PAE 14 dB.

Die Messungen lieferten leider keine brauchbaren Ergebnisse. Der Verstärker war instabil und

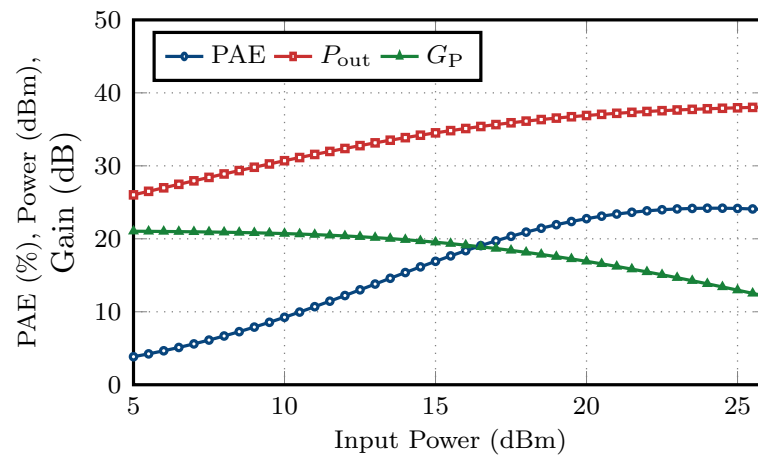


Abbildung 4.23: Simuliertes Großsignalverhalten des Leistungsverstärkers bei 26 GHz.

konnte auch nicht unter Anwendung verschiedener Maßnahmen (höhere Eingangsleistung, Variationen der Gate- oder Drain-Spannung, höhere Temperatur) stabilisiert werden. Die genaue Ursache für die Instabilität konnte nicht ermittelt werden.

Kapitel 5

Verstärker im Q-/V-Band (37 – 43 GHz und 59 – 66 GHz)

In diesem Kapitel werden die Ergebnisse des Verstärkerentwurfs im Q-/V-Band bei 40 GHz und 60 GHz diskutiert (AP300-AP400). Aufgrund der hohen Frequenzen basieren die folgend vorgestellten Entwürfe auf der Fraunhofer GaN10-Technologie.

5.1 Einstufiger Verstärker für 37 – 43 GHz

Anreiz für die Untersuchungen des Verstärkerentwurfs in diesem Frequenzbereich („Q-Band“) war es, die erzielbaren Leistungsdaten der GaN10-Technologie im Hinblick auf zukünftige Satellitenkommunikationsanwendungen zu evaluieren. Dazu war es zunächst sinnvoll, einen einfachen, einstufigen MMIC zu betrachten, um Erfahrungen im Entwurfsprozess zu gewinnen und die Messergebnisse möglichst gut mit Simulationsdaten vergleichen zu können.

5.1.1 Verstärkerentwurf

Für den ersten Verstärkerentwurf im Q-Band wurde eine relativ einfache Topologie mit nur einem Transistor gewählt, um die hier erzielbaren Leistungsdaten mit GaN10-Technologie zu untersuchen. Die Geometrie des Transistors wurde zu $4 \times 55 \mu\text{m}$ gewählt, da bei dieser das nichtlineare Simulationsmodell einen hohen Gewinn vorhersagt und gleichzeitig die zu erwartende Ausgangsleistung mehr als 0,25 W beträgt.

Zur Erhöhung der Effizienz des Verstärkers wurde eine harmonische Impedanzanpassung an Gate und Drain des Verstärkers so gewählt, dass die zweite harmonische Frequenz annähernd kurzgeschlossen ist, also eine Totalreflexion erfährt. Diese Praxis ist bei Verstärkern in niedrigeren Frequenzbereichen weit verbreitet. Es stellte sich jedoch die Frage, ob die zusätzlich notwendigen Stichleitungen im Ein- und Ausgangsnetzwerk zu höheren Verlusten führen und wie sich dies relativ zu eventuellen Effizienzsteigerungen auswirken würde.

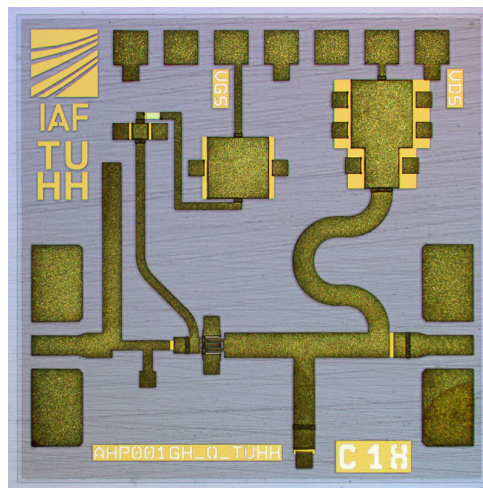


Abbildung 5.1: Foto des einstufigen Q-Band-Verstärkerchips. Die Größe des MMICs beträgt $1,5 \times 1,5 \text{ mm}^2$.

Das Eingangsnetzwerk wurde über eine Bandpasssynthese ausgelegt, welche die Eingangsimpedanz von 50Ω möglichst gut über die Betriebsfrequenzen an das Gate-Netzwerk inkl. Stichleitung anpasst.

5.1.2 Messergebnisse

Ein Foto des gefertigten Verstärkers ist in Abb. 5.1 gezeigt. Wie auch bei den anderen Schaltungen wurden die Messergebnisse über ein automatisches Wafer-Messsystem beim Projektpartner Fraunhofer IAF gewonnen. Die Ergebnisse der Kleinsignal-Streuparametermessungen eines Wafers sowie die simulierten Daten sind in Abb. 5.2 dargestellt. Es ist zu erkennen, dass die Charakteristiken um etwa 2 GHz nach unten verschoben sind. Bei 32 GHz wurden mehr als 10 dB Kleinsignalgewinn gemessen. Für das Ziel-Frequenzband von 37,5–42,5 GHz übertrifft der Gewinn 7 dB, was ein guter Wert für einen einstufigen Verstärker in diesem Frequenzband ist. Die Eingangsanpassung ist ebenfalls vom Frequenzversatz betroffen, zeigt jedoch eine weiterhin flache Anpassungscharakteristik.

Als Ursache für die Kleinsignalabweichungen konnte die Eingangsimpedanz des Gates im Zusammenspiel mit der harmonischen Stichleitung am Eingang bestimmt werden. Durch Weiterentwicklungen der GaN10-Technologie seit Erstellung des für diesen Entwurf verwendeten sog. *Design Kits* weicht die vorhergesagte Eingangsimpedanz leicht von der des hergestellten Transistors ab. Damit verschiebt sich die tatsächliche Ausgangsimpedanz des hergestellten Eingangsnetzwerkes und eine solche Verschiebung der Streuparameter ist die Folge.

Bei Großsignalmessungen konnte eine PAE von mehr als 21 % bei 38 GHz für diesen MMIC gemessen werden (vergl. Abb. 5.3). Die maximal gemessene Ausgangsleistung beträgt 24,3 dBm, was einer Leistungsdichte von $1,22 \text{ W/mm}^2$ entspricht. Der Drain-Wirkungsgrad beträgt bis zu 33 %, was anzeigt, dass die PAE vom in starker Sättigung sinkenden Großsignalgewinn begrenzt wird. Die Ergebnisse dieses Verstärkers wurden in einem Konferenzbeitrag vorgestellt [12].

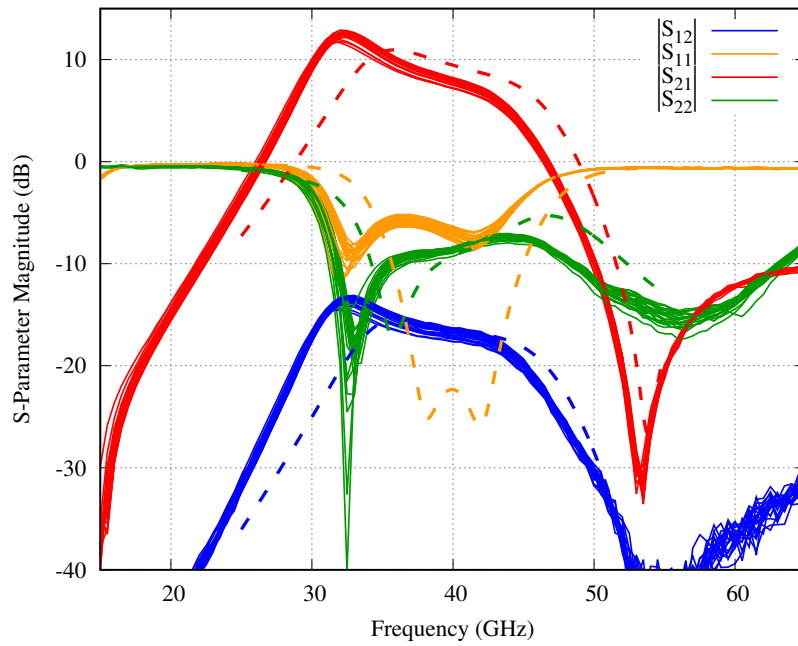


Abbildung 5.2: Gemessene und simulierte (gestrichelte Linien) Streuparameter des einstufigen Q-Band-Verstärkers.

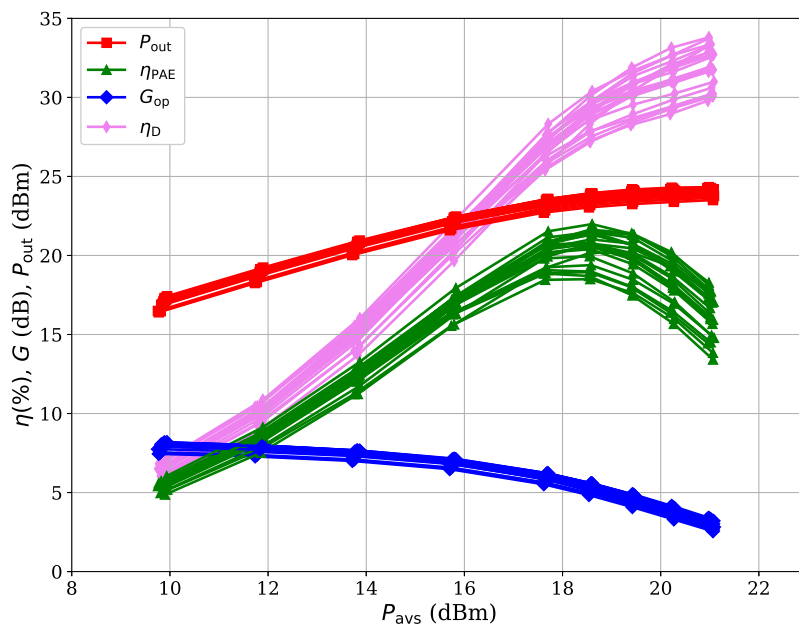


Abbildung 5.3: Gemessene Leistungsdaten bei 38 GHz.

5.2 Zweistufiger Verstärker für 37–43 GHz mit 1 W Ausgangsleistung

Sollen signifikante Ausgangsleistungen im Watt-Bereich erzielt werden, so ist es nötig, die Leistung mehrerer Transistoren miteinander zu kombinieren. Im zweiten Q-Band-Verstärker der im Projekt entworfen wurde sollte diese Leistungsaddition am Ausgang gezeigt werden. Gleichzeitig ist eine zweite Verstärkerstufe notwendig um die Aussteuerung der Endstufe und damit auch einen ausreichenden Gewinn des MMICs sicher zu stellen.

5.2.1 Verstärkerentwurf

Für die Endstufe wurden zwei $8 \times 45 \mu\text{m}$ -Transistoren verwendet, um eine Ausgangsleistung von 1 W zu erzielen. Wie auch beim ersten Q-Band-Entwurf ist die Schaltung in Mikrostreifenleitungstechnik aufgebaut. Auf eine harmonische Terminierung auf der Drain-Seite der Ausgangstransistoren wurde in diesem Design verzichtet, um möglichst einfache und damit verlustarme Ausgangsanpassnetzwerke zu erhalten. Die Leistungsaddition erfolgt über zwei 70 Ohm-Leitungen, die ein reaktives Leistungskombinierungsnetzwerk bilden. Das Eingangsnetzwerk der ersten Stufe wurde großteils aus dem ersten, einstufigen Entwurf übernommen. Ein Foto der hergestellten Schaltung ist in Abb. 5.4 dargestellt.

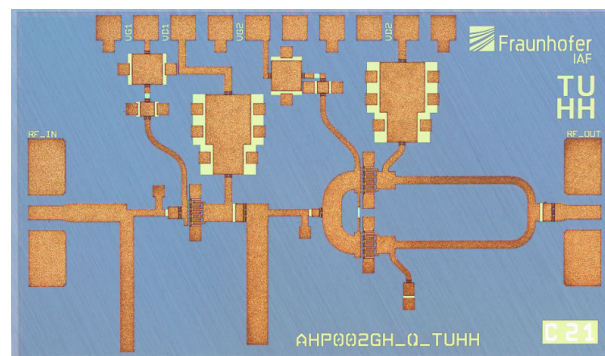


Abbildung 5.4: Foto des zweistufigen Q-Band-Verstärkerchips mit 1 W Ausgangsleistung. Die Abmessungen betragen $2,5 \times 1,5 \text{ mm}^2$.

5.2.2 Messergebnisse

Die Streuparameter-Messergebnisse sind in Abb. 5.5 abgebildet. Der maximale Kleinsignalgewinn liegt bei 16 dB und entspricht dem nach Simulation erwarteten Wert, allerdings mit einer um etwa 2 GHz nach unten verschobenen Frequenzcharakteristik. Hier konnte erneut die modellierte Eingangsimpedanz der Transistoren als Ursache identifiziert werden. Dies verschiebt, wie auch im ersten Q-Band-Verstärker, die Eingangsanpassung zu tieferen Frequenzen, wodurch auch die Kleinsignaltransmission $|S_{21}|$ bei diesen größer wird.

An den Großsignalmessungen ist jedoch zu erkennen, dass die Maximalwerte für PAE und

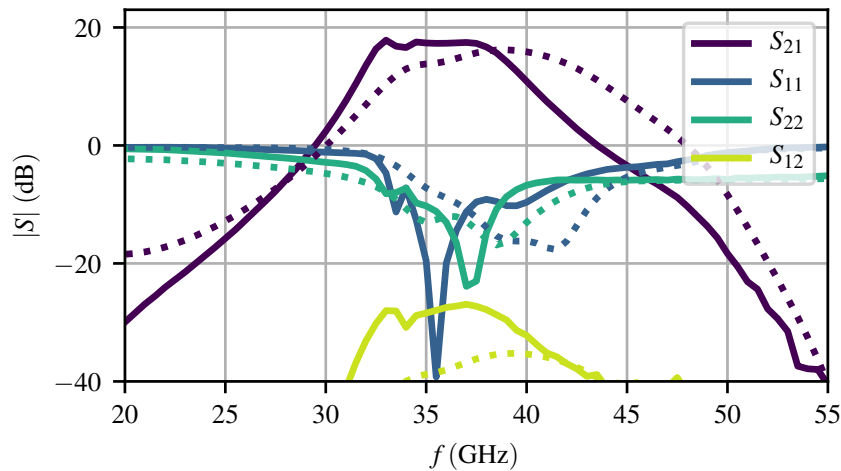


Abbildung 5.5: Gemessene und simulierte (gestrichelte Linien) Streuparameter des zweistufigen Q-Band-Verstärkers.

Ausgangsleistung bei einer Frequenz von 40 GHz gemessen wurden. Dies ist dadurch zu erklären, dass die vorhergesagten optimalen Lastimpedanzen vor allem der Endstufentransistoren korrekt durch das nichtlineare Modell vorhergesagt wurden und auch die Anpassnetzwerke wie entworfen hergestellt wurden.

Es wurde eine maximale Ausgangsleistung von 30,2 dBm bei 40 GHz bei 4,8 dB Kompression erzielt. Dies entspricht einer Leistungsdichte von $1,45 \text{ W/mm}^2$ bezogen auf die Endstufentransistoren. Eine maximale Drain-Effizienz von 22 % wurde gemessen. Die genaue Ursache für diesen im Vergleich zum einstufigen Design niedrigeren Wert ist nicht exakt zu bestimmen, da beide Verstärker auf unterschiedlichen Herstellungsläufen gefertigt wurden, andere Transistorgeometrien nutzen und ihre Endstufen mit anderen Schaltungskonzepten (harmonische Anpassung, Leistungsaddition) entworfen wurden.

Nachgelagerte Untersuchungen des entworfenen Ausgangsnetzwerkes haben jedoch gezeigt, dass die Phasenverzögerung zwischen jedem Ausgangstransistor und dem Ausgang des MMICs nicht symmetrisch ist. Für eine möglichst effiziente Addition der einzelnen Endstufentransistoren ist es jedoch wichtig, dass alle aktiven Elemente, also Transistoren bzw. ihre jeweiligen Transistorfinger, eine gleiche Phasenlage zum Ausgang aufweisen.

Zwar wurden die Anpassnetzwerke des oberen und des unteren Transistors elektrisch möglichst gleich entworfen, für eine genaue Analyse ist jedoch auch eine 3D-Simulation des Gesamtnetzwerks im Hinblick auf die Phasenlage nötig, um die durch den Gleichstromanschluss am oberen Pfad hervorgerufene Asymmetrie des Netzwerks zu erkennen und auszugleichen. In Mikrostreifenaufbauten können bereits Leitungsverbiegungen oder sich in der Nähe der Leitung befindliche metallische Objekte die elektrische Länge von Verbindungen beeinflussen. Dies verkompliziert den kompakten Entwurf von Mikrostreifenleiter-MMICs bei Millimeterwellenfrequenzen. Simulationen haben gezeigt, dass je nach Gestaltung der angeschlossenen Leitung zwischen den Fingern eines einzelnen Transistors signifikante Phasendifferenzen bezogen auf den Pfad zum MMIC-Ausgang auftreten können.

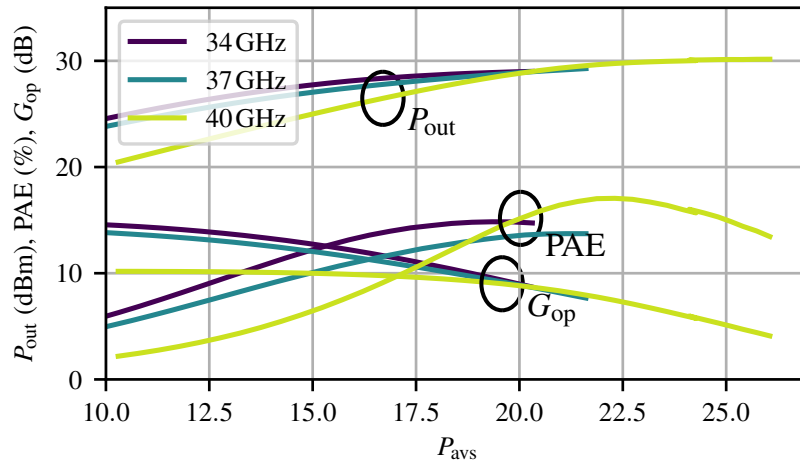


Abbildung 5.6: Leistungsmessdaten des zweistufigen Q-Band-Verstärkers.

5.3 Mehrstufiger Q-Band-Verstärker in Koplanarleitungstechnik mit 2 W Ausgangsleistung

Neben Mikrostreifenleitungen (*MSL – Microstrip Line*) können Schaltungen auf dem GaN10-Prozess auch mit Koplanarleitungen hergestellt werden. Bei den dabei verwendeten koplanar-Wellenleitern konzentrieren sich die elektromagnetischen Felder auf den Zwischenraum dreier Metallflächen auf der Waferoberfläche (*CPW – Coplanar Waveguide*). Die metallisierte Waferrückseite dient ebenfalls als Massefläche (*GCPW – Grounded Coplanar Waveguide*) und wird in kurzen Abständen mit Durchkontaktierungen (*Vias*) mit den äußeren Masseflächen auf der Oberseite verbunden. Im Vergleich zu Mikrostreifenleitungen weisen diese Leitungen prinzipiell höhere Verluste auf, bieten dafür aber auch Vorzüge. Aufgrund der festgestellten Phaseneffekte in den entworfenen Mikrostreifen-MMICs wurden ähnliche Simulationen auch für GCPW-Netzwerke durchgeführt. Dabei zeigt sich, dass nebeneinander liegende GCPW-Leitungen durch die erforderlichen Masseflächen sehr viel besser voneinander abgeschirmt sind und sich kaum gegenseitig beeinflussen. Durch regelmäßig eingefügte Kontakte zwischen linker und rechter Massefläche läuft die Phasenfront der elektromagnetischen Welle immer orthogonal zur Leitungsrichtung. So kommt es zu keinen Phasendifferenzen zwischen Transistoren bei ansonsten physikalisch symmetrisch aufgebauten Kombinationsnetzwerken.

5.3.1 Verstärkerentwurf

Um eine Zielausgangsleistung von 2 W bei ausreichendem Gewinn zu realisieren, wurde eine dreistufige Schaltung mit vier Endstufentransistoren der Größe $8 \times 45 \mu\text{m}$ gewählt. Diese wurden in einem minimalen vertikalen Abstand platziert um die dichte Integration solcher Transistoren in GCPW-Schaltungen zu evaluieren.

Je zwei Endstufentransistoren wurden mit sehr kurzen Leitungen an Gate- und Drain-Seite

kombiniert. Die kurze Leitungslänge und der mit der Frequenz abfallende Kleinsignalgewinn der Transistoren verhindern Instabilitäten dieser Schleife. Zur Überprüfung wurde dazu das Nyquist-Kriterium in Simulationen herangezogen.

Diese Kombination hat den Vorteil, dass nun zwei Leitungsnetzwerke mit Stichleitungen genügen, um die Transistorpaare anzupassen, was einen kompakteren Aufbau ermöglicht. Ein Foto des gefertigten Verstärkers ist in Abb. 5.7 gezeigt.

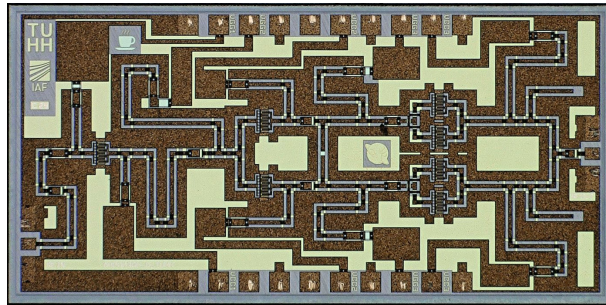


Abbildung 5.7: Foto des 2 W-Q-Band-Verstärkers in Koplanartechnik. Die Größe des MMICs beträgt $3,0 \times 1,5 \text{ mm}^2$.

5.3.2 Messergebnisse

Bei den Streuparametermessungen zeigte sich eine mit den Simulationen sehr gut übereinstimmende Frequenzcharakteristik der Schaltung (s. Abb. 5.9 und Abb. 5.8). Die Eingangsreflexion $|S_{11}|$ beträgt höchstens -8 dB im Bereich $34\text{--}40 \text{ GHz}$. Mehr als 14 dB Kleinsignalgewinn wurden zwischen $36,5$ und 43 GHz gemessen. Dies sind etwa 5 dB weniger als von der Simulation vorhergesagt, was auf eine Kombination aus Modellierungsungenauigkeiten und Prozessschwankungen zurückgeführt werden konnte.

Verglichen mit dem MMIC aus Abschnitt 5.2 wurde bei den Großsignalmessungen ein gleichmäßigeres Verhalten über der Frequenz festgestellt (s. Abb. 5.10). Für eine Eingangsleistung von 24 dBm wurden mehr als 2 W Ausgangsleistung über das Band $38\text{--}41 \text{ GHz}$ gemessen. Zum Zeitpunkt der Messungen und Veröffentlichung [13] war dies die höchste für einen MMIC gemessene Dauerstrich-Ausgangsleistung in diesem Band. Mit einer Leistungsdichte pro Chipfläche von $0,44 \text{ W/mm}^2$ übertrifft die Schaltung vergleichbare GaAs-MMICs in diesem Frequenzband. Die auf die Kanalbreite bezogene Leistung von $1,45 \text{ W/mm}$ demonstriert die hohe Performanz des GaN10-Prozesses in diesen Anwendungen.

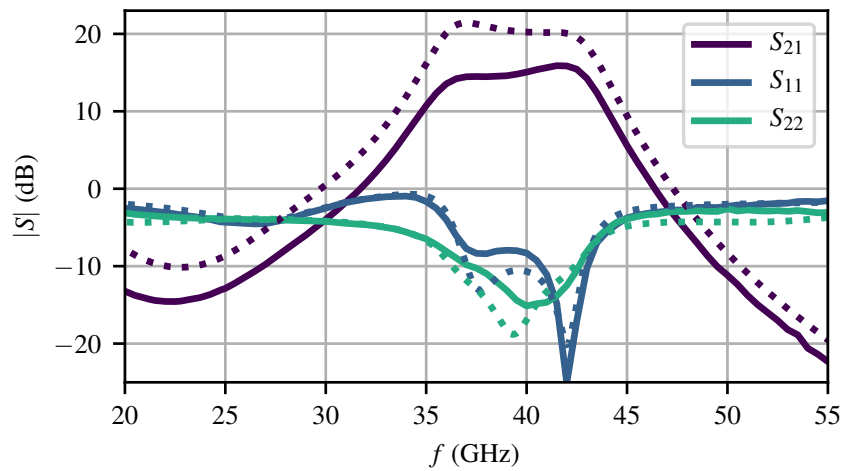


Abbildung 5.8: Streuparameter-Messergebnisse des 2 W-Q-Band-Verstärkers. Simulierte Daten sind gestrichelt gezeichnet.

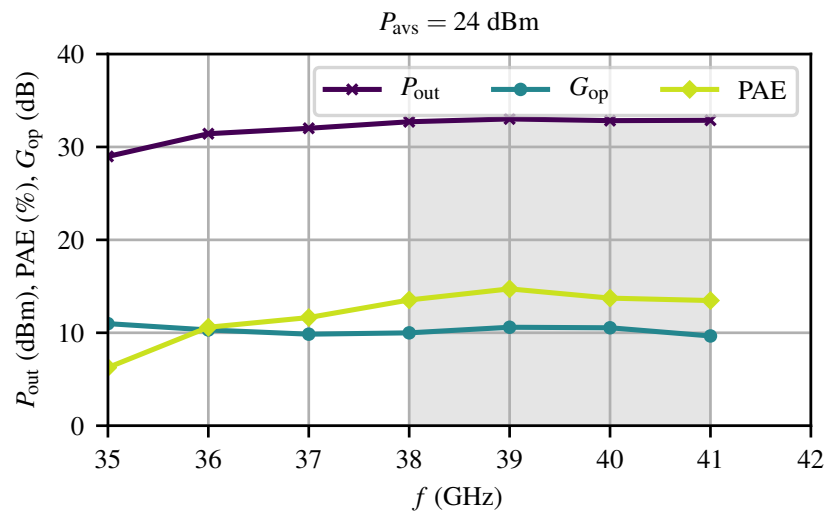


Abbildung 5.9: Gemessene Leistungsdaten des 2 W-Q-Band-Verstärkers bei einer verfügbaren Eingangsleistung von 24 dBm.

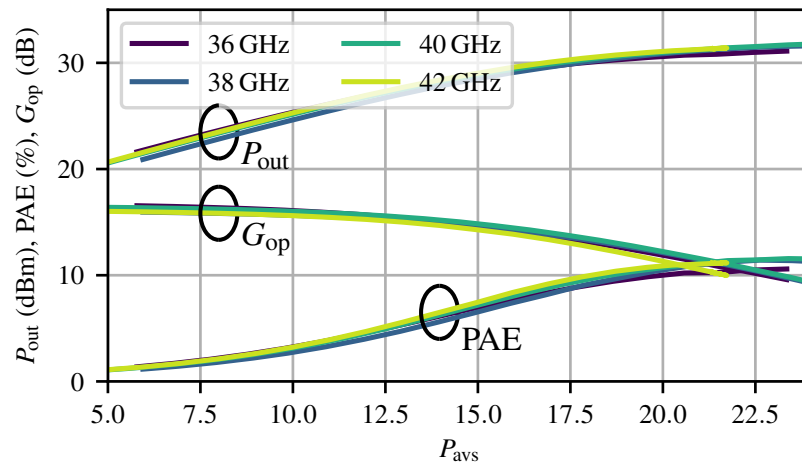


Abbildung 5.10: Gemessene Leistungsdaten des 2 W-Q-Band-Verstärkers für verschiedene Frequenzen und verfügbare Eingangsleistungen.

5.4 Balancierter Q-Band-Verstärker in Koplanartechnologie für 4 W Ausgangsleistung

5.4.1 Verstärkerentwurf

Um auf Grundlage der guten Ergebnisse des 2 W-Verstärkers Ausgangsleistungen im Bereich von 4 W zu erzielen, wurde das Schaltungskonzept aus Abschnitt 5.3 mit zwei grundlegenden Änderungen gedoppelt.

Zum einen wurde die Schaltung als balancierter Verstärker ausgeführt, indem Lange-Koppler für eine Mittenfrequenz von 40 GHz entworfen und an Ein- und Ausgang platziert wurden. Zum anderen sind Teile der Ein- und Ausgangsnetzwerke in Mikrostreifenleitungstechnik entworfen worden, während der innere Teil des MMICs weiterhin auf GCPW-Leitungen aufbaut. Dieser Aufbau wurde gewählt, damit die flexible Auslegung von Mikrostreifenleitungen genutzt werden kann, um die 3 dB-Koppler mit der inneren Schaltung zu verbinden und trotzdem die Vorteile der GCPW-Leitungen für den Rest des MMICs nutzen zu können.

5.4.2 Messergebnisse

Die auf der Chipfläche platzierten Testschaltungen der 3 dB-Koppler und der MSL-GCPW-Übergänge konnten in Messungen die Auslegung der Komponenten verifizieren.

Bei der Kleinsignalmessung des gefertigten Verstärkers wurden jedoch Instabilitäten festgestellt, die eine Arbeitspunkteinstellung der dritten Verstärkerstufe unmöglich machten. Verschiedene Maßnahmen wie Abkühlung und Erwärmung des Wafers wurden getestet, führten jedoch unabhängig von Drain-Betriebsspannung immer zu einer Oszillation der letzten Verstärkerstufe. In der

Analyse dieses Problems konnte festgestellt werden, dass die kompakte Schleife, die genutzt wird um je zwei Endstufentransistoren zu verbinden (vgl. Abschnitt 5.3), instabil wird. Dies konnte erst durch Simulation mit gemessenen Streuparametern von gleichartigen Einzeltransistoren auf dem gefertigten Wafer sowie mit HFSS simulierten passiven Netzwerken festgestellt werden. Beim ursprünglichen Entwurf des Verstärkers war die Sicherheitsmarge für Gegentakt-Stabilität nicht hoch genug gewählt worden.

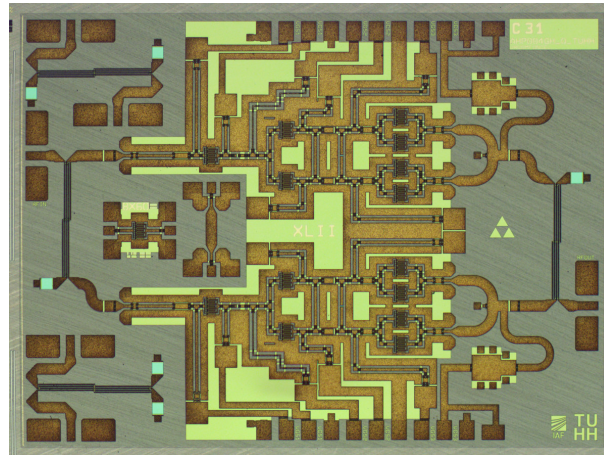


Abbildung 5.11: Foto des balancierten 4 W-Verstärkerchips. Die Größe des MMICs beträgt $4,0 \times 3,0 \text{ mm}^2$.

5.5 Mehrstufiger balancierter Verstärker in Koplanartechnologie für 59–66 GHz

In diesem Abschnitt wird der Verstärkerentwurf eines V-Band-Verstärkers für das Band 59–66 GHz vorgestellt. Dieses Band wird bereits terrestrisch für den Standard IEEE 802.11ad genutzt und sollte in diesem Projekt exemplarisch für zukünftige Satellitenkommunikationsanwendungen zeigen, dass die GaN10-Technologie auch bei weitaus höheren Frequenzen im V-Band hohe Leistungen liefern kann.

5.5.1 Verstärkerentwurf

Für den Verstärker wurde das Konzept des Q-Band-4 W-Verstärkers (s. Abschnitt 5.4) auf das höhere Frequenzband skaliert. Die Endstufe besteht aus vier Transistoren der Größe $8 \times 45 \text{ }\mu\text{m}$, um eine möglichst große Gesamttransistorbreite (TGW) zu erhalten, welche maßgeblich für die maximale Ausgangsleistung ist. Um genügend Treiberleistung zu erhalten ist jedem dieser Transistoren ein $6 \times 45 \text{ }\mu\text{m}$ -HEMT vorangestellt, welcher einen höheren Kleinsignalgewinn bei 60 GHz aufweist. Der MMIC ist als balancierter Verstärker mit Lange-Kopplern ausgeführt. Jede Verstärkerhälfte verfügt zudem über eine Eingangstreiberstufe mit einem $6 \times 45 \text{ }\mu\text{m}$ -HEMT.

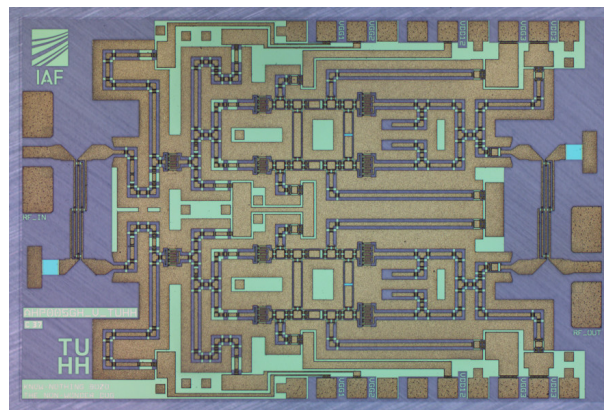


Abbildung 5.12: Foto des V-Band-Verstärkerchips. Die Größe des MMICs beträgt $3,0 \times 2,0 \text{ mm}^2$.

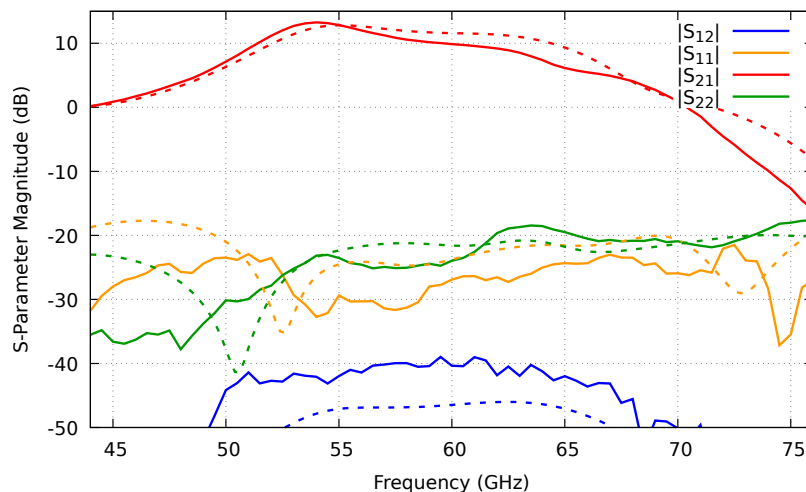


Abbildung 5.13: Simulierte (gestrichelt) und gemessene Streuparameter des V-Band-Verstärkers.

5.5.2 Messergebnisse

Die Kleinsignalergebnisse (s. Abb. 5.13) zeigen, dass durch die balancierte Bauart eine sehr gute Ein- und Ausgangsanpassung über ein sehr breites Frequenzband erzielt wurde. Die Eingangsanpassung übertrifft 20 dB im Band 40–75 GHz. Die Ausgangsanpassung ist nur wenig schlechter und übertrifft 18 dB im selben Band.

Ein maximaler Kleinsignalgewinn von 13,3 dB wurde bei 54 GHz gemessen. Im Zielfrequenzband 59–66 GHz wurden maximal 10,2 dB erzielt. Grundsätzlich zeigt sich eine gute Übereinstimmung der Simulationen mit den Messdaten. Ab 60 GHz nimmt der gemessene Gewinn der Schaltung jedoch stärker ab als vorhergesagt und beträgt bei 66 GHz nur noch 5,2 dB.

Großsignal-Messergebnisse des Verstärkers lagen zum Zeitpunkt des Berichts noch nicht vor, da sich die Herstellung der Schaltung über das Projektende hinaus erstreckte. Die Ergebnisse werden aber im Bericht des bereits laufenden Nachfolgeprojekts ASTERIX (FKZ 50 YB 1809) dokumentiert.

5.6 Stacked-FET-Verstärker für 59 – 66 GHz

Galliumnitrid-HEMTs besitzen aufgrund der großen Bandlücke des Halbleitermaterials bereits eine deutlich größere maximale Betriebsspannung als andere im Millimeterwellenbereich genutzte Technologien wie z.B. GaAs. Dennoch kann es von Vorteil sein, durch schaltungstechnische Maßnahmen die Betriebsspannung einer Leistungsverstärkerstufe weiter zu erhöhen, was u.a. die optimale Ausgangsimpedanz der Stufe erhöht. In diesem Abschnitt wird ein Verstärkerentwurf in der so genannten „Stacked-FET“-Technologie vorgestellt.

5.6.1 Verstärkerentwurf

Bei denen in diesem Projekt bisher entworfenen Schaltungen wird eine Leistungsaddition prinzipiell durch die Parallelschaltung mehrerer Transistoren erreicht, wobei im Idealfall die Drain-Source-Spannungen aller Transistoren nach Phase und Betrag gleich sind. Die Ströme aller Transistoren werden dabei addiert. Alle Transistoren werden dabei in Source-Schaltung betrieben.

Bei sogenannten Kaskodenschaltungen hingegen werden eine Source-Schaltung und eine oder mehrere Gate-Schaltungen in Reihe geschaltet, um u.a. Gewinn und Ein- und Ausgangsimpedanz einer solchen Stufe im Vergleich zu den Einzeltransistoren zu erhöhen. Bei den Gate-Schaltungsstufen ist das Gate dabei für die Hochfrequenzsignale kurzgeschlossen.

Bei Stacked-FET-Schaltungen hingegen wird eine kleine Kapazität nach Masse an den Gates der auf die erste Stufe "gestapelten" Transistoren hinzugefügt, so dass im Betrieb eine Gate-Source-Aussteuerung durch die entstehenden HF-Ströme zugelassen wird. Durch geeignete Wahl dieser Kapazität lassen sich die Drain-Source-Spannungen der einzelnen Stufen so einstellen, dass sie gleiche Amplituden aufweisen und sich in Phase addieren, während durch alle Transistoren der Stacked-FET-Stufe der gleiche Strom fließt. Dadurch ist eine Vervielfachung der Betriebsspannung um den Faktor n möglich. Dies bedeutet auch eine Erhöhung der optimalen Ausgangsimpedanz des „Stacks“ um diesen Faktor, was das Design von Anpassnetzwerken vereinfachen kann, da das Verhältnis von Transistor- zu Ausgangsimpedanz (meist 50Ω) günstiger wird.

Der entworfene Stack besteht aus einem $8 \times 45 \mu\text{m}$ -Transistor in Source-Schaltung sowie einem $8 \times 45 \mu\text{m}$ -HEMT, dessen Gate über zwei kleine MIM-Kondensatoren mit einer Gesamtkapazität von 81 fF mit der Schaltungsmasse verbunden ist. Zur Arbeitspunkteinstellung ist das Gate zusätzlich über eine NiCr-Widerstandsbahn an eine Gleichstromzuleitung angeschlossen.

Um den Kleinsignalgewinn des MMICs zu erhöhen und damit auch die Vermessung zu vereinfachen wurde eine Vortreiberstufe mit einem $6 \times 45 \mu\text{m}$ -HEMT in Source-Schaltung hinzugefügt. Der MMIC ist als balancierter Verstärker ausgeführt, wobei die 3dB-Koppler bereits für die Schaltung in Abschnitt 5.5 entworfen wurden.

5.6.2 Messergebnisse

Den hergestellten Verstärker zeigt Abb. 5.14. Eine Arbeitspunkteinstellung des MMICs war zunächst nicht möglich, da die Stromaufnahme der ersten Stufe deutlich zu groß war. Eine

Instabilität konnte ausgeschlossen werden. Bei der Analyse der Schaltung wurde ein durch einen Auslegungsfehler hervorgerufener Kurzschluss entdeckt, der am Drain der ersten Transistorstufe vorlag. Durch eine mikromechanische Bearbeitung per Laser-Ablation war es möglich, diesen Kurzschluss auf einigen Waferzellen zu beheben, sodass Messungen durchgeführt werden konnten.

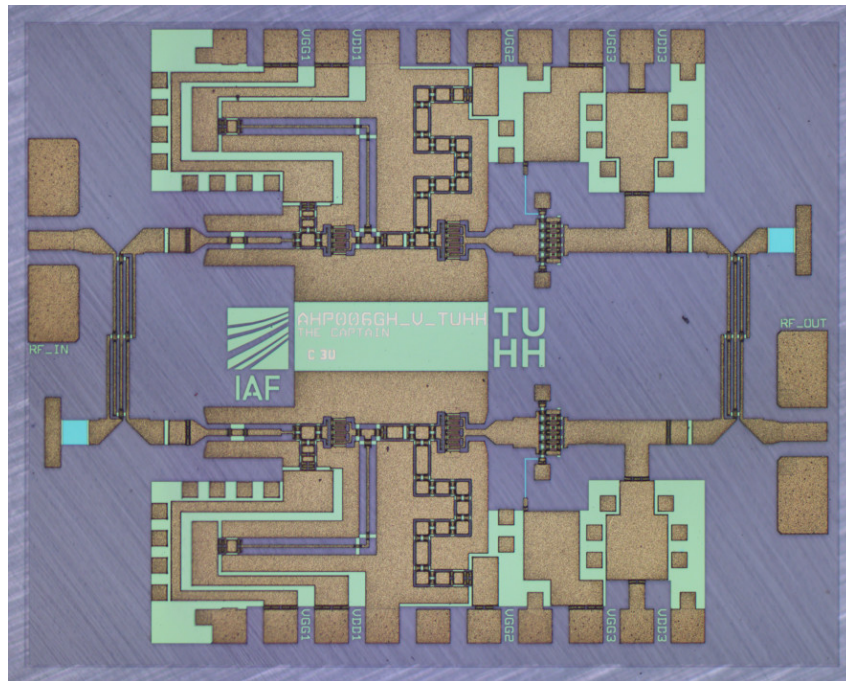


Abbildung 5.14: Foto des Stacked-FET-Verstärkerchips für das V-Band. Die Abmessungen betragen $2,5 \times 2,0 \text{ mm}^2$.

Kleinsignal-Ergebnisse sind in Abb. 5.15 dargestellt. Der Transistor-Stack wurde dabei mit einer Betriebsspannung von 30 V und einem Ruhestrom von 180 mA betrieben. Ein maximaler Gewinn von mehr als 10 dB bei 55 GHz konnte gemessen werden. Durch die balancierte Ausführung des MMICs wurden, wie in Abschnitt 5.5, sehr gute Eingangs- und Ausgangsanpassungen erzielt. Die Frequenzcharakteristik der Transmission $|S_{21}|$ ist deutlich zu niedrigeren Frequenzen verschoben. Die Ursache hierfür konnte nicht abschließend geklärt werden, da die Messergebnisse erst zum Ende der Projektzeitlaufzeit verfügbar waren und weitere Analysen, z.B. mit Messdaten einzelner HEMTs erforderlich sind. Diese ersten Ergebnisse eines Galliumnitrid-V-Band-MMICs mit Stacked-FET-Architektur zeigen jedoch bereits, dass mittels dieser Technik die Betriebsspannung deutlich erhöht werden kann und auch der Entwurf solcher Schaltungen mit den gegebenen Modellen möglich ist. Auch eine weitere Erhöhung der Stack-Stufenanzahl ist denkbar.

Großsignal-Messergebnisse des Verstärkers lagen zum Zeitpunkt des Berichts noch nicht vor, da sich die Herstellung der Schaltung über das Projektende hinaus erstreckte. Die Ergebnisse werden aber im Bericht des bereits laufenden Nachfolgeprojekts ASTERIX behandelt werden.

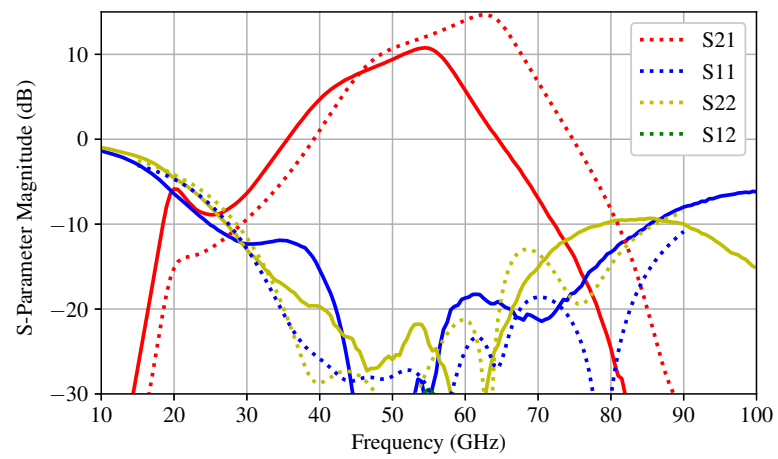


Abbildung 5.15: Simulierte (gestrichelt) und gemessene Streuparameter des V-Band-Stacked-FET-Verstärkers.

Kapitel 6

Zusammenfassung und Ausblick

Im Vorhaben LEVERAGE 2 wurden monolithisch integrierte Verstärkerschaltungen auf Basis der vom Fraunhofer IAF bereitgestellten Galliumnitrid-Technologie mit einer Gate-Länge von 250 nm und 100 nm entworfen und charakterisiert. Die Zusammenarbeit verlief eng mit den Partnern Tesat-Spacecom, Airbus DS und KHH-Consulting, die anwendungsbezogene Informationen für die Verstärkerentwürfe lieferten. Diese sind in verschiedene Entwürfe eingeflossen.

Für die Entwürfe bei 20 GHz konnte gezeigt werden, dass die benutzte 250 nm-Technologie gut geeignet ist, um Verstärker bis zu einer Ausgangsleistung von 10 W zu entwerfen. Aufgrund des Einsatzes von harmonischer Anpassung war die Bandbreite auf ca. 2 GHz beschränkt, was jedoch für die anvisierte Anwendung ausreichend ist. Mit der verfügbaren Leistungsdichte von 4 W/mm direkt am Transistor wurden die 10 W Ausgangsleistung mit Wirkungsgraden zwischen 30 % und 40 % erreicht.

Die Ergebnisse vom oberen K-Band bis ins untere Ka-Band haben gezeigt, dass die gesamte Bandbreite von 25,5 GHz – 27 GHz mit Hilfe eines Verstärkers abgedeckt werden kann. Die hierbei erzielten Bandbreiten lagen bei ca. 3 GHz. Kleinere Ausgangsleistungen von 1 W und 2 W lassen sich mit der Technologie mit relativ geringem Schaltungsaufwand erzielen. Mit vier parallelen Zellen in der Endstufe konnte ein Verstärker mit einer Leistung von 5 W entworfen werden. Dieses entspricht einer Leistungsdichte von 2 W/mm. Der Verstärker war zweistufig ausgeführt und hatte ca. 7,5 dB Gewinn pro Stufe. Zusätzlich wurde im Laufe des Vorhabens das *Design Kit* verbessert und um weitere Transistorkonfigurationen erweitert.

Die Ergebnisse der für den Bereich 37–43 GHz entworfenen MMICs haben gezeigt, dass mit der GaN10-Technologie äußerst kompakte Verstärker für das Q-Band hergestellt werden können. Im Vergleich zu GaAs-Schaltungen können Ausgangsleistungen, welche z.B. in Treibern für Wanderfeldröhren benötigt werden, mit nur wenigen Schaltungselementen erreicht werden. Größere GaN-MMICs mit hoher Sättigungsausgangsleistung können bei kleinen Ausgangspegeln sehr linear betrieben werden, was den Entwurf von Q-Band-Systemen im Bezug auf Signalqualität und Dynamik vereinfachen kann. Weiterhin können auch solche Anwendungen von weiteren Vorzügen der Technologie, wie der hohen Spannungsfestigkeit und Wärmeleitfähigkeit des Trägermaterials SiC, profitieren.

Im gesättigten Betrieb konnten Spitzenausgangsleistungen von über 2 W für 38–41 GHz erreicht werden. Zum Zeitpunkt des Projektabschlusses war dies der höchste mit einem MMIC erreichte Wert für dieses Band, der in einer Fachpublikation gezeigt wurde. Noch höhere Ausgangsleistungen wurden mit einem balancierten Verstärkerdesign per Simulation gezeigt. Der realisierte Verstärker wies jedoch Stabilitätsprobleme in der letzten Verstärkerstufe auf. Im Projekt wurden jedoch keine Hindernisse festgestellt, die solchen oder noch größeren Leistungswerten für das Q-Band auf Grundlage der GaN10-Technologie entgegen stehen würden. Denkbar ist hier die zukünftige Untersuchung eines Verstärkerentwurfs für einen konkreten Anwendungszweck, wie z.B. ein TWTA-System. Mit den großen gezeigten Leistungen ist aber auch die Realisierung einer Punkt-zu-Punkt-Funkverbindung oder anderer Systeme denkbar.

Es wurden zwei Verstärkerentwürfe für das V-Band (59–66 GHz) erstellt, welche in Simulationen 1 W Ausgangsleistung gezeigt haben. Zum einen sollte hier die Leistungsfähigkeit von GaN10 in einem noch höheren Frequenzbereich evaluiert werden, welcher bereits heute mit dem Standard IEEE 802.11ad in terrestrischen Anwendungen genutzt wird. Zum anderen wurde ein V-Band-Entwurf einem Stacked-FET-Verstärker gegenübergestellt, welcher in Kleinsignalmessungen erfolgreich mit einer hohen Betriebsspannung von 30 V betrieben werden konnte. Zum Zeitpunkt des Berichts lagen allerdings noch keine Großsignal-Messergebnisse der Schaltungen vor. Die Ergebnisse zeigen auf, dass eine weitere Untersuchung des Stacked-FET-Konzepts besonders für GaN-MMICs sinnvoll sein kann, um auch bei Millimeterwellenfrequenzen sehr hohe Ausgangsleistungsdichten und Betriebsspannungen zu erreichen.

Das Nachfolgevorhaben ASTERIX (FKZ 50 YB 1809) schließt direkt an die K- und Ka-Band-Ergebnisse von LEVERAGE 2 an. Auf die im Vorhaben gewonnenen Erkenntnisse kann dabei direkt aufgebaut werden, da sich die Ziele von ASTERIX aus dem Vorgängervorhaben ableiten. Die Zielsetzung des Verbundvorhabens ASTERIX ist die Bewertung von Leistungsverstärkermodulen für den Einsatz in aktiven Feed-Strukturen bezüglich der Schaltbarkeit im K-(20 GHz) und Ka-Band (26 GHz). Zusätzlich soll an den in den Vorgängerprojekten LEVERAGE (FKZ 50 YB 1128) und LEVERAGE 2 erzielten Ergebnissen angeknüpft werden, wobei diese auf die UMS GH15-Technologie mit einer Gate-Länge von 150 nm übertragen werden sollen.

Abkürzungsverzeichnis

3DTV 3D Television

C-Band Frequenzband zwischen 4 und 8 GHz

CPW Coplanar Waveguide

DLR Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt e.V.

ESA European Space Agency

GaAs Galliumarsenid

GaN Galliumnitrid

GaN10 100 nm GaN HEMT Technologie des Fraunhofer IAF

GaN25 250 nm GaN HEMT Technologie des Fraunhofer IAF

GCPW Grounded Cpplanar Waveguide

Great² GaN Reliability Enhancement and Technology Transfer Initiative

HDTV High-Definition Television

HEMT High Electron Mobility Transistor

HTCC High-temperature co-fired ceramic

Ka-Band Frequenzband zwischen 26.5 und 40 GHz

K-Band Frequenzband zwischen 20 und 26.5 GHz

L-Band Frequenzband zwischen 1 und 2 GHz

LTCC Low-temperature co-fired ceramic

LEVERAGE Leistungverstärker für die Raumfahrt mit GaN Elektronik

MMIC Monolithic Microwave Integrated Circuit

MPM Microwave Power Module

MPW Multi-Project Wafer

MSL Microstrip Line
OMN Output Matching Network
PA Power Amplifier
PAE Power-Added Efficiency
PDK Process Design Kit
PHEMT Pseudomorphic HEMT
Q-Band Frequenzband zwischen 33 und 50 GHz
S-Band Frequenzband zwischen 2 und 4 GHz
SSPA Solid-State Power Amplifier
TGW Total Gate Width
TTC Telemetry Tracking and Command
TWT(A) Traveling-Wave Tube (Amplifier)
V-Band Frequenzband zwischen 40 und 75 GHz
X-Band Frequenzband zwischen 8 und 12 GHz

Literaturverzeichnis

- [1] D. Schmelzer and S. I. Long, “A GaN HEMT class F amplifier at 2 GHz with >80% PAE,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 42, no. 10, pp. 2130–2136, 2007.
- [2] P. Saad, H. M. Nemati, M. Thorsell, K. Andersson, and C. Fager, “An inverse class-F GaN HEMT power amplifier with 78% PAE at 3.5 GHz,” in *Proc. 39th Eur. Microw. Conf. (EuMC 2009)*, 2009, pp. 496–499.
- [3] H. Shigematsu, Y. Inoue, A. Akasegawa, M. Yamada, S. Masuda, Y. Kamada, A. Yamada, M. Kanamura, T. Ohki, K. Makiyama, and others, “C-band 340-W and X-band 100-W GaN power amplifiers with over 50-% PAE,” in *IEEE/MTT-S Int. Microw. Symp. Dig. (IMS 2009)*, 2009, pp. 1265–1268.
- [4] S. Din, A. M. Morishita, N. Yamamoto, C. Brown, M. Wojtowicz, and M. Siddiqui, “High-power K-Band GaN PA MMICs and Module for NPR and PAE,” in *2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, June 2017, pp. 1838–1841.
- [5] C. F. Campbell, Y. Liu, M. Kao, and S. Nayak, “High Efficiency Ka-Band Gallium Nitride power amplifier MMICs,” in *2013 IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems (COMCAS 2013)*, Oct 2013, pp. 1–5.
- [6] <https://www.qorvo.com/products/p/TGA4548>.
- [7] <https://www.qorvo.com/products/p/TGA2595>.
- [8] <https://www.qorvo.com/products/p/TGA4516>.
- [9] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4th ed. Hoboken, NJ: Wiley, 2012.
- [10] S. C. Cripps, *RF power amplifiers for wireless communications*, 2nd ed., ser. Artech House Microwave Library. Boston: Artech House, 2006.
- [11] D. E. Dawson, “Closed-form solutions for the design of optimum matching networks,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 1, pp. 121–129, Jan 2009.
- [12] P. Feuerschütz, C. Friesicke, R. Quay, and A. F. Jacob, “A Q-Band Power Amplifier MMIC using 100 nm AlGaIn/GaN HEMT,” in *2016 11th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC)*, Oct 2016, pp. 305–308.
- [13] P. Feuerschütz, C. Friesicke, R. Lozar, S. Wagner, T. Maier, P. Brückner, R. Quay, and A. F. Jacob, “Two Q-band Power Amplifier MMICs in 100 nm AlGaIn/GaN HEMT Technology,” in *2018 11th German Microwave Conference (GeMiC)*, March 2018, pp. 13–16.

- [14] P. Feuerschütz, C. Rave, S. Samis, C. Friesicke, R. Quay, W. Konrath, K. Hirche, D. Schobert, M. Schneider, and A. F. Jacob, “Active Multi-feed Satcom Systems with GaN SSPA at K-Band,” in *2016 German Microwave Conference (GeMiC)*, March 2016, pp. 31–34.
- [15] S. Samis, C. Friesicke, P. Feuerschütz, R. Lozar, T. Maier, P. Brückner, R. Quay, and A. F. Jacob, “A 5 W AlGa_N/Ga_N Power Amplifier MMIC for 25–27 GHz Downlink Applications,” in *2018 11th German Microwave Conference (GeMiC)*, March 2018, pp. 9–12.
- [16] C. Friesicke, P. Feuerschütz, R. Quay, O. Ambacher, and A. F. Jacob, “A 40 dBm AlGa_N/Ga_N HEMT Power Amplifier MMIC for SatCom Applications at K-Band,” in *2016 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, May 2016, pp. 1–4.